UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA – PPGEEL

TESE DE DOUTORADO

CONVERSORES CC–CC BIDIRECIONAIS INTERCALADOS APLICADOS A BORDO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

ROBSON MAYER

JOINVILLE, 2019

Robson Mayer

Conversores CC−CC bidirecionais intercalados aplicados a bordo de veículos elétricos

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Universidade do Estado de Santa Catarina – UDESC
Centro de Ciências Tecnológicas – CCT
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Sérgio Vidal Garcia Oliveira, Dr.

Joinville, SC
2019

Ficha catalográfica elaborada pelo programa de geração automática da

Biblioteca Setorial do CCT/UDESC,

com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

MAYER, ROBSON
CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS INTERCALADOS APLICADOS A BORDO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS / ROBSON MAYER. -- 2019.
361 p.

Orientador: Sérgio Vidal Garcia Oliveira
Tese (doutorado) -- Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2019.

1. Conversor CC-CC bidirecional. 2. Conversor intercalado. 3. Veículo elétrico. 4. Indutor acoplado. 5. Carregador de baterias. I. Oliveira, Sérgio Vidal Garcia . II. Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

Conversores CC–CC bidirecionais intercalados aplicados a bordo de veículos elétricos

por

Robson Mayer

Esta tese foi julgada adequada para obtenção do título de

DOUTOR EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Área de concentração em "Sistemas Eletroeletrônicos"
e aprovada em sua forma final pelo

CURSO DE DOUTORADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
DO CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS DA
UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira
CCT/UDESC (Orientador/Presidente)

Videoconferência
Prof. Dr. Demercil de Souza Oliveira Júnior - UFC

Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes
CCT/UDESC

Prof. Dr. Carlos Henrique Illa Font
UTFPR-Ponta Grossa

Prof. Dr. Joselito Anastácio Heerd
CCT/UDESC

Joinville,SC, 08 de março de 2019.

Dedico este trabalho a todos aqueles que desejam e sonham em melhorar a vida da sociedade por meio da educação, da ciência e da engenharia. Aqui, deixo o meu melhor depois de anos de estudo e trabalho, fundamentais para que eu realizasse o sonho de ser um pesquisador e doutor em engenharia. Para mim, a criatividade e a imaginação não tem limitações. Mais uma etapa foi vencida! Sei que ainda é só o começo ...

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente aos meus familiares pelo amor, incentivo e apoio, especialmente ao meu pai e minha mãe, que juntos enfrentaram tantas dificuldades, batalharam muito para que eu pudesse estudar e me oferecer uma educação de qualidade. Vocês sempre me apoiaram incondicionalmente, apostaram em mim mais do que ninguém e seguramente são os que mais compartilham da minha alegria.

Agradeço ao professor Sérgio Vidal Garcia Oliveira, meu orientador e grande amigo, que acompanhou a minha jornada acadêmica de perto, me deu muito apoio em sala de aula e fora dela e, sempre acreditou no meu potencial. Obrigado pela sua dedicação, paciência e por seus ensinamentos que foram muito além do conteúdo curricular.

Meu eterno agradecimento ao meu amigo e irmão Menaouar Berrehil El Kattel, por toda a sua valiosa contribuição, ajuda e apoio durante este período tão importante da minha jornada acadêmica. Sou imensamente grato pelo seu apoio e incentivo, nunca negou uma ajuda, mesmo durante os momentos mais difíceis.

Gostaria de deixar o meu profundo agradecimento a um amigo que fiz ao longo desta caminhada, agradeço de coração por não ter negado ajuda quando mais necessitei. Claudio Bruning, sou imensamente grato, deixo aqui o meu eterno muito obrigado por possibilitar a execução deste trabalho científico e na realização do meu sonho.

Aos meus amigos e colegas do Núcleo de Processamento de Energia Elétrica (nPEE) Gustavo Lambert, Felipe Joel Zimann e Maicon Douglas Possamai que me auxiliaram com o desenvolvimento deste trabalho.

Agradeço a todos os professores, que até este momento me proporcionaram o conhecimento não apenas racional, mas a manifestação do caráter e afetividade da educação no processo de formação profissional, por tanto que se dedicaram a mim, não somente por terem me ensinado, mas por terem me feito aprender.

Aos amigos e colega que fiz ao longo desta jornada, que ajudaram na realização desse trabalho e não negaram força, meu muito obrigado.

Aos membros da banca examinadora pelas oportunas observações que permitiram melhorar a qualidade do trabalho.

À Instituição por disponibilizar a bolsa de estudos que custeou as despesas essenciais, pelo ambiente criativo e amigável que proporciona, e por me oferecer a chance de expandir os meus horizontes.

Agradeço a todos as pessoas e aos funcionários do departamento de Engenharia Elétrica que contribuíram com o meu crescimento acadêmico, onde de forma direta ou indireta, auxiliaram na conclusão deste trabalho.

"Dizem que a vida é para quem sabe viver. Mas ninguém nasce pronto. A vida é para quem é corajoso o suficiente para se arriscar e humilde o bastante para aprender."

(Clarice Lispector)

RESUMO

A indústria e o setor elétrico global vêm apresentando uma crescente demanda por energia, a qual deverá contemplar o uso de tecnologias alternativas às tradicionais com o propósito de aumentar a eficiência energética dos sistemas e utilizar fontes de energia mais renováveis com menor dependência do petróleo. Neste contexto, os conversores de energia são de vital importância, assim como, a popularização dos veículos elétricos e híbridos que vêm demandando constantes evoluções da tecnologia para, paralelamente, contribuir com a redução das emissões de poluentes. Para isso, são apresentados os principais métodos e estruturas elétricas para a realização de recargas de baterias em veículos elétricos, assim como, um típico sistema elétrico de tração veicular. Com este objetivo, a presente pesquisa versa e propõe duas novas topologias de conversores CC−CC bidirecionais baseados nas estruturas clássicas e já bem conhecidas do conversor Forward, do Flyback e dos conversores Buck e Boost para a aplicação a bordo em veículos elétricos e híbridos. Partindo dessas características, a primeira topologia proposta é isolada por transformador em alta frequência e tem a função de realizar a carga e descarga das baterias de tração do veículo, ou seja, compõem o estágio CC−CC do carregador de baterias. Já a segunda topologia, que é não isolada, tem como função ser a interface entre as baterias e o conversor que aciona o motor elétrico do sistema de tração do veículo. Estas duas topologias são integradas e estão conectadas por meio de um indutor acoplado, que opera com características de fonte de corrente neste ponto de conexão comum. Para cada conversor, são apresentados os estudos qualitativos e quantitativos em regime permanente, onde ilustra-se o princípio de operação com as principais formas de onda, as deduções das expressões para a obtenção das características de saída e apresenta-se uma metodologia de projeto para validação via simulação numérica. Para verificar os resultados teóricos apresentados, são mostrados resultados experimentais obtidos através de dois protótipos montados sobre a mesma base, onde o primeiro de $3,3\,\text{kW}$ apresenta isolamento galvânico e o segundo de $4,5\,\text{kW}$ é não isolado. Aplica-se a clássica modulação por largura de pulso aos interruptores das topologias para o controle do fluxo de potência e da bidirecionalidade. Os conversores propostos apresentam características de baixa ondulação de corrente e tensão sobre a bateria, boa eficiência, simplicidade do circuito de potência e reduzido volume dos elementos armazenadores de energia, onde sobre eles a ondulação sempre vai ser de pelo menos o dobro da frequência de comutação do interruptor. Além disso, o autor acredita que a contribuição desta pesquisa sirva como referência para futuras pesquisas na área de conversores aplicados à indústria automobilística e a indústria de equipamentos eletroeletrônicos.

Palavras-chave: Conversor CC - CC bidirecional. Conversor intercalado. Forward. Flyback. Boost. Indutor acoplado. Veículo elétrico.

ABSTRACT

Industry and the global electrical energy sector have been showing an increasing demand for energy, which should contemplate the use of alternative technologies to the traditional ones with the purpose of increasing the energy efficiency of the systems and using more renewable energy sources with less dependence on oil. In this context, the power converters are of vital importance, as well as, the popularization of electric and hybrid electric vehicles that have been demanding constant evolutions of the technology, in parallel, to contribute to the emissions reduction. The main methods and electrical structures of the battery chargers of electric vehicles are presented, as well as, a typical electric vehicle powertrain system that mainly includes a power motor system, control systems and battery system. With this objective, the present research proposes two new topologies of bidirectional DC−DC converters based on the classic structures of the Forward, the Flyback, Buck and Boost converters for electric and hybrid electric vehicles on-board application. Based on these characteristics, the first proposed topology is isolated by a high-frequency transformer and has the function of performing the charging and discharging of the vehicle's traction batteries, that is, they comprise the DC−DC stage of the battery charger. The second topology, which is non-isolated, has the function of being the interface between the batteries and the inverter that drives the electric motor of the vehicle's traction system. These two topologies are integrated and are connected by means of a coupled inductor, which operates with current source characteristics at this common connection point. For each topology, the qualitative and quantitative studies are presented in steady-state, which illustrates the principle of operation with the main waveforms, the deductions of the mathematical expressions to obtain the output characteristics, and a design methodology for numerical simulation validation are presented. In order to verify the presented theory, experimental results are obtained through two prototypes built on the same base, where the first of $3,3\,\text{kW}$ presents galvanic isolation and the second of $4,5\,\text{kW}$ is non-isolated. Classical pulse width modulation is applied to switches for power flow control and bidirectionality of the topologies. The proposed converters have characteristics of low voltage ripple and smooth current on the battery, good efficiency, simplicity of the power circuit, compact and small volume of the energy storage elements, where over them the voltage/current ripple will always be at least twice the switching frequency. Furthermore, the author believes that the contribution of this work serves as a reference for future research in the field of converters applied to the automotive industry and the electronics manufacturing industry.

Keywords: Bidirectional DC - DC converter. Interleaved converter. Forward. Flyback. Boost. Coupled inductor. Electric vehicle.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Perfil e evolução de publicações sobre *Electric Vehicle* na biblioteca digital IEEE Xplore e na base de patentes Espacenet nos últimos anos. 40
Figura 2 – Classificação de diferentes métodos e níveis de potência de carregadores de bateria de EVs/HEVs aplicados na América do Norte, conforme norma SAE. 43
Figura 3 – Panorama dos carregadores de bateria para EVs. 44
Figura 4 – Diagrama típico de carregador com conversor CA−CC não isolado. 46
Figura 5 – Diagrama típico de carregador com conversor CA−CC isolado. 47
Figura 6 – Diagrama típico de carregador com conversão CA−CC e estágio CC−CC não isolados. 50
Figura 7 – Diagrama típico de carregador com conversão CA−CC que possui estágio CC−CC isolado por transformador em alta frequência. 56
Figura 8 – Diagrama típico de carregador com conversão CA−CC, estágio CC−CC isolado via bobinas de indução e estágio CC não isolado na saída. 60
Figura 9 – Sistema elétrico de tração típico com carregador CA−CC isolado de nível 1 ou 2 embarcado no EV. 63
Figura 10 – Circuito elétrico bidirecional clássico com carregador de bateria e sistema de tração de um EV. 64
Figura 11 – Sistema elétrico de tração com a proposta de dois conversores CC−CC bidirecionais embarcado no EV ou HEV. 66
Figura 12 – Obtenção do conversor Forward intercalado a partir da topologia do conversor Buck clássico. 70
Figura 13 – Conversor CC−CC bidirecional Forward / Flyback intercalado com indutor acoplado de n - fases proposto. 71
Figura 14 – Obtenção do conversor CC−CC bidirecional intercalado com indutor acoplado a partir do conversor Push-Pull clássico. 73
Figura 15 – Conversor CC−CC bidirecional intercalado e modular com indutor acoplado proposto. 74
Figura 16 – Estrutura com conversores CC−CC bidirecionais integrados propostos para aplicação a bordo de EVs e HEVs. 74
Figura 17 – Diagrama com a estrutura de conexão dos conversores propostos. 75
Figura 18 – Diagrama com os sentidos de operação dos conversores no plano $V - I$ visto pela bateria. 76
Figura 19 – Conversor CC−CC bidirecional Forward / Flyback intercalado com indutor acoplado destacado. 79
Figura 20 – Sinais de comando dos interruptores do conversor Forward / Flyback de dois braços intercalados. 80
Figura 21 – Circuitos equivalentes para 1ª e 2ª etapas em MCC no sentido *forward*. . . . 82
Figura 22 – Circuitos equivalentes para 3ª e 4ª etapas em MCC no sentido *forward*. . . . 82
Figura 23 – Circuitos equivalentes para 5ª e 6ª etapas em MCC no sentido *forward*. . . . 83
Figura 24 – Principais formas de ondas idealizadas do lado primário dos transformadores para operação no sentido *forward* em MCC com $n_{La} = 1$. 84
Figura 25 – Forma de onda básicas e idealizadas com os principais esforços nos componentes do lado secundário para operação no sentido *forward* em MCC com $n_{La} = 1$. 85
Figura 26 – Ganho estático para operação no sentido *forward* com $n_T = 0,548$ no MCC. 87
Figura 27 – Valor de indutância e capacitância *vesus* frequência de comutação. 89
Figura 28 – Circuitos equivalentes visto do secundário para 1ª e 2ª etapas em MCD no sentido *forward*. 90
Figura 29 – Principais formas de ondas idealizadas do lado secundário dos transformadores para operação no sentido *forward* em MCD com $n_{La} = 1$. 91

Figura 30 – Circuitos equivalentes visto do secundário para 3ª e 4ª etapas em MCD no sentido *forward*. 92
Figura 31 – Circuitos equivalentes visto do secundário para 5ª e 6ª etapas em MCD no sentido *forward*. 93
Figura 32 – Forma de onda básicas e idealizadas do lado primário dos transformadores com os esforços nos componentes para operação no sentido *forward* em MCD com $n_{La} = 1$. 94
Figura 33 – Ganho estático para operação no sentido *forward* com $n_T = 17/31$ e no MCD. 96
Figura 34 – Característica de carga do conversor Forward / Flyback intercalado operando no sentido *forward*. 98
Figura 35 – Circuitos equivalentes para 1ª e 2ª etapas em MCC no sentido *flyback*. 105
Figura 36 – Principais formas de ondas idealizadas do lado secundário dos indutores acoplados para operação no sentido *flyback* em MCC. 106
Figura 37 – Forma de onda idealizadas sobre os elementos do lado secundário para operação no sentido *flyback* em MCC. 107
Figura 38 – Circuitos equivalentes para 3ª e 4ª etapas em MCC no sentido *flyback*. 108
Figura 39 – Principais formas de ondas idealizadas do lado primário dos indutores acoplados para operação no sentido *flyback* em MCC. 109
Figura 40 – Ganho estático para operação no sentido *flyback* em MCC. 109
Figura 41 – Circuitos equivalentes para a 1ª e 2ª etapas em MCD no sentido *flyback*. 111
Figura 42 – Principais formas de ondas idealizadas do lado primário dos indutores acoplados para operação no sentido *flyback* em MCD. 112
Figura 43 – Principais formas de ondas idealizadas do lado secundário para operação no sentido *flyback* em MCD. 113
Figura 44 – Circuitos equivalentes para 3ª e 4ª etapas em MCD no sentido *flyback*. 114
Figura 45 – Circuitos equivalentes para 5ª e 6ª etapas em MCD no sentido *flyback*. 114
Figura 46 – Forma de onda básicas e idealizadas do lado secundário com os esforços nos componentes para operação no sentido *flyback* em MCD. 115
Figura 47 – Ganho estático para operação no sentido *flyback* em MCD. 117
Figura 48 – Característica de carga do conversor Forward / Flyback intercalado operando no sentido *flyback*. 119
Figura 49 – Circuito de simulação da primeira topologia proposta. 125
Figura 50 – Forma de onda nos interruptores do lado primário para sentido *forward* e MCC. 126
Figura 51 – Forma de onda de corrente nos indutores acoplados L_1 e L_2 para sentido *forward* e MCC. 126
Figura 52 – Tensão instantânea aplicada aos terminais dos indutores L_1 e L_2 para sentido *forward* e MCC. 127
Figura 53 – Forma de onda nos diodos de desmagnetização do lado primário para sentido *forward* e MCC. 127
Figura 54 – Forma de onda nos diodos do lado secundário para sentido *forward* e MCC. 128
Figura 55 – Forma de onda nos diodos de roda livre do lado secundário para sentido *forward* e MCC. 128
Figura 56 – Forma de onda de tensão e corrente no capacitor C_2 para sentido *forward* e MCC. 129
Figura 57 – Forma de onda de tensão e corrente na fonte de alimentação e na carga para sentido *forward*. 129
Figura 58 – Forma de onda nos interruptores do lado secundário para sentido *flyback* e MCC. 130
Figura 59 – Forma de onda de corrente nos indutores Flyback L_{s1} e L_{p1} no MCC. 131
Figura 60 – Forma de onda de corrente nos indutores Flyback L_s e L_p em MCC. 131
Figura 61 – Tensão instantânea aplicada aos terminais dos indutores L_{s1} e L_{p1} para sentido *flyback* e MCC. 132

Figura 62 – Forma de onda nos diodos do lado primário para sentido *flyback* e MCC. . . 132
Figura 63 – Forma de onda de tensão e corrente nos indutores L_1 e L_2 para sentido *flyback* e MCC. 132
Figura 64 – Forma de onda da corrente sobre os diodos D_{b1} e D_{b2} do lado secundário para sentido *flyback* e MCC. 133
Figura 65 – Forma de onda de tensão e corrente no capacitor C_{b1} para o MCC. 133
Figura 66 – Forma de onda de tensão e corrente no capacitor C_1 para sentido *flyback* e MCC. 134
Figura 67 – Forma de onda de tensão e corrente na fonte de alimentação e sobre a carga para sentido *flyback*. 134
Figura 68 – Conversor CC−CC bidirecional intercalado com indutor acoplado destacado. 137
Figura 69 – Sinais de comando dos interruptores no sentido *boost* para a região R1. . . . 139
Figura 70 – Circuitos equivalentes para 1ª, 2ª, 4ª, 6ª e 8ª etapas de operação em MCC, sentido *boost* e R1. 140
Figura 71 – Principais formas de ondas idealizadas sobre os indutores para operação no sentido *boost* no MCC e R1. 141
Figura 72 – Circuitos equivalentes para 3ª e 5ª etapas de operação em MCC, sentido *boost* e R1. 142
Figura 73 – Circuito equivalente para 7ª etapa de operação em MCC, sentido *boost* e R1. 142
Figura 74 – Forma de onda básicas e idealizadas com os principais esforços nos elementos do conversor para sentido *boost* no MCC em R1. 143
Figura 75 – Ganho estático para operação no sentido *boost*, na região R1 e em MCC. . . 145
Figura 76 – Ondulação da corrente parametrizada na fonte de alimentação para sentido *boost* e região R1. 146
Figura 77 – Forma de onda idealizadas sobre os indutores para sentido *boost* no MCD e em R1. 149
Figura 78 – Circuitos equivalentes para 3ª, 6ª, 9ª e 12ª etapas de operação em MCD, sentido *boost* e R1. 150
Figura 79 – Forma de onda básicas e idealizadas com os principais esforços nos elementos do conversor para sentido *boost* no MCD em R1. 151
Figura 80 – Ganho estático para operação no sentido *boost*, na região R1 com $n_{La} = 1$ em MCD. 152
Figura 81 – Característica de carga para operação no sentido *boost* e região R1. 154
Figura 82 – Sinais de comando dos interruptores no sentido *boost* para a região R2. . . . 155
Figura 83 – Circuitos equivalentes para 1ª e 2ª etapas em MCC, sentido *boost* e R2. . . . 156
Figura 84 – Principais formas de ondas idealizadas sobre os indutores para operação no sentido *boost*, MCC e em R2. 157
Figura 85 – Circuitos equivalentes para 3ª e 4ª etapas de operação em MCC, sentido *boost* e R2. 158
Figura 86 – Circuitos equivalentes para 5ª e 6ª etapas de operação em MCC, sentido *boost* e R2. 158
Figura 87 – Circuitos equivalentes para 7ª e 8ª etapas de operação em MCC, sentido *boost* e R2. 159
Figura 88 – Forma de onda básicas e idealizadas com os principais esforços nos elementos do conversor para sentido *boost* no MCC em R2. 160
Figura 89 – Ganho estático para operação no sentido *boost*, região R2 e em MCC. 161
Figura 90 – Ondulação da corrente parametrizada na fonte de alimentação para sentido *boost* e região R2. 162
Figura 91 – Principais formas de ondas idealizadas sobre os indutores para operação no sentido *boost*, em MCD e R2. 164
Figura 92 – Forma de onda básicas e idealizadas com os principais esforços nos elementos para sentido *boost* no MCD e R2. 166

Figura 93 – Ganho estático para operação no sentido *boost* e região R2 com $n_{La} = 1$, em MCD. 168
Figura 94 – Característica de carga para operação no sentido *boost* e região R2. 169
Figura 95 – Característica de saída unificada para operação no sentido *boost*. 170
Figura 96 – Ganho estático completo para operação no sentido *boost* e MCC. 170
Figura 97 – Ondulação da corrente parametrizada para sentido *boost*. 171
Figura 98 – Ondulação da tensão parametrizada para sentido *boost*. 171
Figura 99 – Sinais de comando dos interruptores no sentido *buck* para a região R1. . . . 177
Figura 100 – Circuitos equivalentes para 1ª, 2ª, 4ª, 6ª e 8ª etapas para MCC, sentido *buck* e R1. 178
Figura 101 – Principais formas de ondas idealizadas sobre os indutores para operação no sentido *buck*, MCC e R1. 179
Figura 102 – Circuitos equivalentes para 3ª e 5ª etapas de operação em MCC, sentido *buck* e R1. 180
Figura 103 – Circuitos equivalentes para 7ª etapa de operação em MCC, sentido *buck* e R1. 180
Figura 104 – Forma de onda básicas e idealizadas com os principais esforços nos elementos do conversor para sentido *buck* no MCC e R1. 181
Figura 105 – Ganho estático para operação no sentido *buck*, na região R1 e em MCC. . . . 183
Figura 106 – Ondulação da corrente parametrizada sobre L_a para sentido *buck* e região R1. 184
Figura 107 – Principais formas de ondas idealizadas sobre os indutores para operação no sentido *buck*, em MCD e R1. 186
Figura 108 – Circuitos equivalentes para 3ª, 6ª, 9ª e 12ª etapas de operação em MCD, sentido *buck* e R1. 186
Figura 109 – Forma de onda básicas e idealizadas com os principais esforços nos elementos do conversor para sentido *buck* no MCD em R1. 187
Figura 110 – Ganho estático para operação no sentido *buck*, região R1 com $n_{La} = 1$ em MCD. 189
Figura 111 – Característica de carga para operação no sentido *buck* e região R1. 190
Figura 112 – Sinais de comando dos interruptores no sentido *buck* para a região R2. . . . 191
Figura 113 – Circuitos equivalentes para 1ª e 2ª etapas de operação em MCC, sentido *buck* e R2. 192
Figura 114 – Principais formas de ondas idealizadas sobre os indutores para sentido *buck* no MCC e em R2. 193
Figura 115 – Circuitos equivalentes para 3ª e 4ª etapas de operação em MCC, sentido *buck* e R2. 194
Figura 116 – Circuitos equivalentes para 5ª e 6ª etapas de operação em MCC, sentido *buck* e R2. 194
Figura 117 – Circuitos equivalentes para 7ª e 8ª etapas de operação em MCC, sentido *buck* e R2. 195
Figura 118 – Forma de onda básicas e idealizadas com os principais esforços nos elementos para sentido *buck* no MCC e em R2. 196
Figura 119 – Ganho estático para operação no sentido *buck*, na região R2 e em MCC. . . . 198
Figura 120 – Ondulação da corrente parametrizada sobre o indutor L_a para sentido *buck* e região R2. 199
Figura 121 – Principais formas de ondas idealizadas sobre os indutores no sentido *buck* em MCD e R2. 201
Figura 122 – Forma de onda básicas e idealizadas com os principais esforços nos elementos para sentido *buck* no MCD e em R2. 202
Figura 123 – Ganho estático para operação no sentido *buck*, região R2 com $n_{La} = 1$ e MCD. 204
Figura 124 – Característica de carga para operação no sentido *buck* e região R2. 205
Figura 125 – Característica de saída unificada para operação no sentido *buck*. 206
Figura 126 – Ganho estático completo para operação no sentido *buck* e MCC. 207

Figura 127 – Ondulação da corrente e tensão parametrizadas para sentido *buck*. 207
Figura 128 – Circuito de simulação da segunda topologia proposta. 213
Figura 129 – Forma de onda nos interruptores do grupo inferior para sentido *boost* e MCC. 214
Figura 130 – Forma de onda nos diodos do grupo superior para sentido *boost* e MCC. . . 215
Figura 131 – Forma de onda de tensão e corrente no indutor acoplado L_a para sentido *boost* e MCC. 215
Figura 132 – Tensão instantânea aplicada aos terminais dos indutores acoplados L_3 e L_4 para sentido *boost* e MCC. 216
Figura 133 – Forma de onda de corrente nos indutores acoplados L_3 e L_4 para sentido *boost* e MCC. 216
Figura 134 – Forma de onda de tensão e corrente no capacitor C_3 para sentido *boost* e MCC. 217
Figura 135 – Forma de onda de tensão e corrente na fonte de alimentação e sobre a carga para sentido *boost*. 217
Figura 136 – Forma de onda nos interruptores do grupo superior para sentido *buck* e MCC. 219
Figura 137 – Forma de onda nos diodos do grupo inferior para sentido *buck* e MCC. . . . 219
Figura 138 – Forma de onda de tensão e corrente no indutor acoplado L_a para sentido *buck* e MCC. 219
Figura 139 – Tensão instantânea aplicada aos terminais dos indutores acoplados L_3 e L_4 para sentido *buck* e MCC. 220
Figura 140 – Forma de onda de corrente nos indutores acoplados L_3 e L_4 para sentido *buck* e MCC. 220
Figura 141 – Forma de onda de tensão e corrente no capacitor C_2 para sentido *buck* e MCC. 221
Figura 142 – Forma de onda de tensão e corrente na fonte de alimentação e sobre a carga para sentido *buck*. 221
Figura 143 – Conversores bidirecionais DAB mais buck e boost empregados em EVs e HEVs. 225
Figura 144 – Formas de onda e modelo do DAB alimentado em tensão. 228
Figura 145 – Formas de ondas idealizadas para operação no modo *boost* em MCC. 233
Figura 146 – Volume e ondulação de corrente no indutor em função da indutância para sentido *buck*. 236
Figura 147 – Circuito de potência da 1 ª topologia implementada. 239
Figura 148 – Dados do núcleo NEE-80/38/20 da Thornton. 244
Figura 149 – Fotografia dos transformadores montados para a primeira topologia. 248
Figura 150 – Formas de ondas do ensaio elétrico do transformador T_1. 250
Figura 151 – Formas de ondas do ensaio elétrico do transformador T_2. 251
Figura 152 – Circuito de potência da 2 ª topologia implementada. 261
Figura 153 – Fluxo magnético *versus* amperes-espira. 264
Figura 154 – Dados do núcleo MMTS60T7713 da Magmattec. 266
Figura 155 – Fotografia do indutor acoplado L_a montado para as topologias. 268
Figura 156 – Sinais de comando e tensão sobre o enrolamento L_3 para região R1. 273
Figura 157 – Sinais de comando e tensão sobre o enrolamento L_3 para região R2. 273
Figura 158 – Dados dos núcleos NC-100/57/25 e NI-100/24/25 da Thornton. 275
Figura 159 – Fotografia do indutor acoplado L_b montado. 277
Figura 160 – Distribuição das perdas teóricas ΣP_{perdas} na 1 ª topologia. 283
Figura 161 – Distribuição das perdas teóricas ΣP_{perdas} na 2 ª topologia. 284
Figura 162 – Circuito de potência completo proposto montado. 286
Figura 163 – Imagem geral de todos os circuitos, auxiliares e de potência dos conversores propostos. 287
Figura 164 – Imagem frontal da estrutura de potência com detalhes da montagem e conexões externas. 288
Figura 165 – Formas de onda do comando dos interruptores no lado primário com tensão na entrada e saída. 288
Figura 166 – Tensão e corrente na fonte de alimentação e sobre a carga. 289

Figura 167 – Tensão e corrente no enrolamento primário L_p e secundário L_s de T_1 289
Figura 168 – Tensão e corrente no interruptor S_{p11} 290
Figura 169 – Detalhe da comutação do interruptor S_{p11} 290
Figura 170 – Tensão e corrente sobre os diodos de desmagnetização do primário. 291
Figura 171 – Corrente no indutor acoplado L_a 291
Figura 172 – Tensão e corrente sobre os diodos do lado secundário dos transformadores. . 292
Figura 173 – Detalhe da entrada em condução e bloqueio do diodo D_{S1} 292
Figura 174 – Tensão e corrente sobre o capacitor de filtro C_2 da saída. 293
Figura 175 – Imagem termográfica dos transformadores processando a potência nominal em regime. 293
Figura 176 – Curva de rendimento do conversor proposto para sentido do fluxo de potência *forward* ($E_1 \Rightarrow E_2$). 294
Figura 177 – Formas de onda do comando dos interruptores no lado secundário com tensão na entrada e saída. 294
Figura 178 – Tensão e corrente na fonte de alimentação e sobre a carga. 295
Figura 179 – Tensão e corrente no enrolamento primário L_p e secundário L_s de T_1 295
Figura 180 – Tensão e corrente no interruptor S_{s1} 296
Figura 181 – Detalhe da comutação do interruptor S_{s1} 296
Figura 182 – Tensão e corrente sobre os diodos retificadores do lado primário. 297
Figura 183 – Tensão sobre os interruptores do lado primário. 297
Figura 184 – Corrente nos enrolamentos do indutor acoplado L_a. 298
Figura 185 – Corrente e tensão nos diodo auxiliares D_{b1} e D_{b2}. 298
Figura 186 – Tensão e corrente sobre o capacitor de filtro C_1 da saída. 299
Figura 187 – Tensão e corrente na fonte de alimentação e sobre a carga para $E_2 = 300\,V$. 299
Figura 188 – Curva de rendimento do conversor proposto para sentido do fluxo de potência *flyback* ($E_1 \Leftarrow E_2$). 300
Figura 189 – Formas de onda do comando no interruptor S_5 com tensão na entrada e saída. 300
Figura 190 – Tensão e corrente na fonte de alimentação e sobre a carga. 301
Figura 191 – Tensão e corrente nos indutores acoplados L_a e L_b. 301
Figura 192 – Tensão e corrente no indutor acoplado L_b. 302
Figura 193 – Tensão sobre S_5 e D_1. 302
Figura 194 – Tensão e corrente sobre o capacitor de filtro C_3 da saída. 303
Figura 195 – Formas de onda do comando dos interruptores inferiores com tensão de entrada. 303
Figura 196 – Formas de onda do comando no interruptor S_5 com tensão na entrada e saída. 304
Figura 197 – Tensão e corrente sobre o capacitor de filtro C_3 da saída. 304
Figura 198 – Formas de onda do comando dos interruptores inferiores para região de fronteira. 305
Figura 199 – Formas de onda das correntes nos indutores acoplados para região de fronteira. 305
Figura 200 – Curva de rendimento da 2ª topologia proposta para sentido do fluxo de potência *boost* ($E_2 \Rightarrow E_3$). 306
Figura 201 – Formas de onda do comando no interruptor S_1 com tensão na entrada e saída. 306
Figura 202 – Tensão e corrente na fonte de alimentação e sobre a carga. 307
Figura 203 – Tensão e corrente nos indutores acoplados L_a e L_b. 307
Figura 204 – Tensão sobre S_1 e D_5. 308
Figura 205 – Tensão e corrente sobre o capacitor de filtro C_2 da saída. 308
Figura 206 – Formas de onda do comando dos interruptores superiores com tensão de entrada. 309
Figura 207 – Formas de onda do comando no interruptor S_1 com tensão na entrada e saída. 309
Figura 208 – Tensão e corrente sobre o capacitor de filtro C_2 da saída. 310
Figura 209 – Curva de rendimento da 2ª topologia proposta para sentido do fluxo de potência *buck* ($E_2 \Leftarrow E_3$). 310
Figura 210 – Circuito equivalente do transformador. 359

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Classificação dos carregadores de bateria para EVs. 42
Tabela 2 – Equações que descrevem a característica do conversor isolado proposto. . . . 124
Tabela 3 – Comparativo dos esforços teóricos calculados com os obtidos por simulação no sentido *forward*. 130
Tabela 4 – Comparativo dos esforços teóricos calculados com os obtidos por simulação no sentido *flyback*. 135
Tabela 5 – Regiões de operação analisadas para o conversor proposto. 138
Tabela 6 – Equações que descrevem a característica do conversor não isolado proposto. 214
Tabela 7 – Comparativo dos esforços teóricos calculados com os obtidos por simulação no sentido *boost*. 218
Tabela 8 – Comparativo dos esforços teóricos calculados com os obtidos por simulação no sentido *buck*. 222
Tabela 9 – Comparação do primeiro conversor proposto com o DAB para sentido direto ($E_1 \Rightarrow E_2$). 231
Tabela 10 – Comparação do primeiro conversor proposto com o DAB para sentido inverso ($E_1 \Leftarrow E_2$). 232
Tabela 11 – Dimensionamento e esforços dos conversores no modo *boost*. 234
Tabela 12 – Comparação do conversor proposto com os conversores clássicos no sentido *boost* ($E_2 \Rightarrow E_3$). 235
Tabela 13 – Dimensionamento e esforços dos conversores no modo *buck*. 235
Tabela 14 – Comparação do conversor proposto com os conversores clássicos no sentido *buck* ($E_2 \Leftarrow E_3$). 236
Tabela 15 – Especificações da 1ª topologia implementada em regime permanente. 239
Tabela 16 – Parâmetros práticos obtidos para os transformadores. 251
Tabela 17 – Especificações da 2ª topologia implementada em regime permanente. 262
Tabela 18 – Lista de componentes utilizados na montagem do protótipo dos conversores. 285

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
AC	Alternating Current
AFPM	Axial Flux Permanent Magnet
APF	Active Power Filter
AWG	American Wire Gauge
BEV	Battery Electric Vehicle
BMS	Battery Management System
BTB	Back-To-Back
CA	Corrente Alternada
CC−CA	Corrente Contínua para Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CET	Contactless Energy Transfer
CHAdeMO	CHArge de MOve
CV	Constant Voltage
DAB	Dual Active - Bridge
DAHB	Dual Active Half - Bridge
DC	Direct Curren
DG	Distributed Generation
DHB	Dual Half - Bridge
DSP	Digital Signal Processor
EMC	Electromagnetic Compatibility
EMI	Electromagnetic Interference
ESL	Equivalent series Inductance
ESR	Equivalent Series Resistance
EV	Electric Vehicle
EVSE	Electric Vehicle Supply Equipment
FCV	Fuel Cell Vehicle
G2V	Grid to Vehicle
GaN	Gallium nitride
HEV	Hybrid Electric Vehicle
IBC	Integrated Battery Charger

ICE	Internal Combustion Engine
IEC	International Electrotechnical Commission
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IM	Induction Machine
IPM	Interior Permanent Magnet
IPMSM	Interior Permanent Magnet Synchronous Motor
IPT	Inductive Power Transfer
LCL	Hybrid series parallel resonant circuit (Indutor - Capacitor - Indutor)
MCC	Modo de Operação em Condução Contínua
MCCr	Modo de Operação em Condução Crítica
MCD	Modo de Operação em Condução Descontínua
MLT	Medium Length of Turn
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MPL	Magnetic Path Length
NEC	National Electric Code
NPC	Neutral Point Clamped
OBC	On-board Charger
OCV	Open-circuit Voltage
PEV	Plug-in Electric Vehicle
PFC	Power Factor Correction
PHEV	Plug-in Hybrid Electric Vehicle
PMSG	Permanent Magnet Synchronous Generator
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Machine
PV	Photovoltaic
PWM	Pulse Width Modulation
R1	Primeira região de operação delimitada dentro de uma certa faixa de razão cíclica
R2	Segunda região de operação delimitada dentro de outra faixa de razão cíclica
SAE	Society of Automotive Engineers
SiC	Silicon Carbide
SLC	Series LC resonant

SOC	State Of Charger
SMPM	Surface-mounted Permanent Magnet
SMPS	Switch Mode Power Supply
SR	Synchronous Rectifier
SRM	Switched Reluctance Motor
SST	Solid State Transforme
THD	Total Harmonic Distortion
UL	Underwriter Laboratories
UPS	Uninterruptible Power Supply
V2G	Vehicle to Grid
V2H	Vehicle to Home
VDE	Verband der Elektrotechnik, Elektronik und Informationstechnik
VSI	Voltage Source Inverter
ZCS	Zero Current Switch
ZVS	Zero Voltage Switch
WPT	Wireless Power Transfer

LISTA DE SÍMBOLOS

A_e	Área da seção transversal do núcleo magnético
A_p	Produto de áreas, definido como $A_e \cdot A_w$
A_w	Área da janela do núcleo magnético
B_{max}	Densidade de fluxo magnético máximo
C_x	Capacitor de filtragem número "x"
D	Razão cíclica, definida como $t_{on} \,/\, T_s$
D_{Cr}	Razão cíclica crítica
D_x	Diodo número "x"
ΔE_x	Ondulação de tensão no elemento "x"
Δi	Ou ΔI, é a ondulação de corrente
Δt	Intervalo do tempo
$\Delta \Phi$	Variações de fluxo magnético
E_{off}	Energia despendida no bloqueio
E_{on}	Energia despendida na entrada em condução
E_x	Tensão da fonte ou sobre a carga "x"
E_{rr}	Energia despendida na recuperação reversa do diodo
f_s	Frequência de comutação
η	Rendimento do conversor
J_{max}	Densidade de corrente máxima
$i_x(t)$	Corrente instantânea no elemento "x"
i_x	Corrente média no elemento "x"
$\overline{i_x}$	Corrente parametrizada no elemento "x"
$I_{x_{ef}}$	Valor eficaz da corrente no elemento "x"
$I_{x_{max}}$	Valor máximo da corrente no elemento "x"
$I_{x_{med}}$	Valor médio da corrente no elemento "x"
$I_{x_{min}}$	Valor mínimo da corrente no elemento "x"
$I_{x_{pk}}$	Valor de pico da corrente no elemento "x"
I_{rrm}	Valor da corrente de recuperação reversa do diodo
k	Coeficiente de acoplamento magnético, definido como $M/\sqrt{L_x \cdot L_y}$
k_p	Fator de ocupação do cobre dentro do carretel
k_w	Fator de ocupaçãoda da janela do núcleo magnético

L_{Cr}	Indutância crítica
l_e	Comprimento magnético do núcleo
l_g	Entreferro ou *gap* de ar entre os materiais magnéticos
L_x	Indutor número "x"
L_p	Indutância do lado primário do transformador
L_s	Indutância do lado secundário do transformador
l_k	Indutância de dispersão
l_m	Indutância de magnetização
M	Indutância mútua
n	Relação de transformação
P_x	Potência [W] sobre o elemento "x"
q_{MCC}	Ganho estático no modo de condução contínuo
q_{MCD}	Ganho estático no modo de condução descontínuo
q_{MCCr}	Ganho estático no modo de condução critico
Q_{rr}	Carga de recuperação reversa da capacitância de junção do diodo
r_{CE}	Resistência entre o coletor e o emissor do interruptor
r_D	Resistência série do diodo
$R_{DS(on)}$	Resistência série em condução do MOSFET
$\Re_g$	Relutância do *gap* de ar ou entreferro do núcleo
$\Re_m$	Relutância magnética do núcleo
$R_{th_{cd}}$	Resistência térmica entre cápsula - dissipador do semicondutor
$R_{th_{da}}$	Resistência térmica do dissipador
$R_{th_{jc}}$	Resistência térmica entre junção - cápsula do semicondutor
R_x	Resistência número "x"
S_{cu}	Secção de cobre
S_x	Interruptor ativo número "x"
t	Tempo
t_{on}	Tempo de condução do interruptor
T_s	Período de comutação, definido como $1/f_s$
T_x	Transformador número "x"
t_{rr}	Tempo de recuperação reversa do diodo
u_{CE}	Valor da tensão entre o coletor e o emissor do interruptor

u_D	Valor da queda de tensão do diodo durante a condução
V_{DS}	Ou V_{CE}, é a máxima tensão de bloqueio do interruptor
$\overline{V_L}(t)$	Valor médio de tensão sobre o indutor em um período
V_m	Tensão magnetizante
$v_x(t)$	Tensão instantânea sobre o elemento "x"
$V_{x_{ef}}$	Valor eficaz da tensão sobre o elemento "x"
$V_{x_{max}}$	Valor máximo da tensão sobre o elemento "x"
$V_{x_{med}}$	Valor médio da tensão sobre o elemento "x"
$V_{x_{pk}}$	Valor de pico da tensão sobre o elemento "x"
W_x	Energia fornecida pela fonte ou consumida pela carga "x"
α_{cu}	Coeficiente de temperatura do cobre
β	Coeficiente da relação de transformação do indutor acoplado "L_a"
φ_i	Deslocamento ou atraso do pulso de comando do interruptor "i"
μ	Permeabilidade absoluta do material
μ_o	Permeabilidade magnética do vácuo ($4\,\pi \cdot 10^{-7}\,\mathrm{H/m}$)
μ_r	Permeabilidade relativa, definido como μ/μ_o
ρ_{cu}	Resistividade do cobre a $20\,^\circ\mathrm{C}$ ($1,72 \cdot 10^{-8}\,\Omega m$)
Φ, ϕ	Fluxo magnético, e/ou diâmetro/seção transversal
ϕ_{sat}	Fluxo magnético de saturação
$\sum$	Operador matemático somatório

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO 37
1.1 CONTRIBUIÇÃO DA TESE 38
1.2 MOTIVAÇÃO DO TEMA 39
1.3 CONVERSORES E CARREGADORES DE BATERIA APLICADOS EM VEÍCULOS ELÉTRICOS E HÍBRIDOS: UMA REVISÃO 41
1.3.1 Estrutura com um estágio de conversão CA−CC não isolado 45
1.3.2 Estrutura com um estágio de conversão CA−CC isolado 47
1.3.3 Estrutura com dois estágios de conversão não isolados 49
1.3.4 Estrutura com dois estágios de conversão isolados por transformador em alta frequência 55
1.3.5 Estrutura com três estágios de conversão isolados por bobinas de indução . 60
1.3.6 Arquitetura do sistema elétrico de tração de um veículo elétrico 63
1.4 CONCEPÇÃO DA TOPOLOGIA PROPOSTA NA TESE E SUA APLICAÇÃO 66
1.4.1 Estrutura proposta e principais características 69
1.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS 76

2 ANÁLISE DO CONVERSOR CC−CC BIDIRECIONAL FORWARD / FLYBACK INTERCALADO 79
2.1 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO PARA SENTIDO FORWARD 79
2.1.1 MCC para operação no sentido *forward* 81
2.1.1.1 Característica ideal de transferência estática no MCC **83**
2.1.1.2 Ganho estático em MCC **86**
2.1.1.3 Determinação dos elementos armazenadores de energia e filtragem no MCC . **88**
2.1.2 MCD para operação no sentido *forward* 89
2.1.2.1 Determinação dos elementos armazenadores de energia e filtragem no MCD . **93**
2.1.2.2 Ganho estático em MCD **93**
2.1.3 MCCr para operação no sentido *forward* 95
2.1.4 Característica de saída no sentido *forward* 97
2.1.5 Análise dos esforços no conversor operando no sentido *forward* em MCC . 98
2.1.5.1 Esforços no indutor acoplado L_a **98**
2.1.5.2 Esforços nos interruptores **99**
2.1.5.3 Esforços nos diodos **100**
2.1.5.4 Esforços no capacitor de filtro C_2 . . . . . **101**
2.1.5.5 Esforços nos enrolamentos do transformador **102**
2.2 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO PARA OPERAÇÃO NO SENTIDO FLYBACK 103
2.2.1 MCC para operação no sentido *flyback* 104
2.2.1.1 Característica ideal de transferência estática no MCC **105**
2.2.1.2 Ganho estático em MCC **107**
2.2.1.3 Determinação dos elementos armazenadores de energia e filtragem no MCC . **110**
2.2.2 MCD para operação no sentido *flyback* 111
2.2.2.1 Determinação dos elementos armazenadores de energia e filtragem no MCD . **113**
2.2.2.2 Ganho estático em MCD **114**
2.2.3 MCCr para operação no sentido *flyback* 117
2.2.4 Característica de saída no sentido *flyback* 118
2.2.5 Análise dos esforços no conversor operando no sentido *flyback* em MCC . . 118
2.2.5.1 Esforços nos indutores do sentido $flyback$ **119**
2.2.5.2 Esforços nos interruptores **121**
2.2.5.3 Esforços nos diodos **121**
2.2.5.4 Esforços nos capacitores **123**

2.3 CIRCUITO DE SIMULAÇÃO DO CONVERSOR FORWARD / FLYBACK INTERCALADO . . . 124
2.3.1 Resultados de simulação para operação no sentido *forward* . . . 124
2.3.1.1 Forma de onda nos interruptores do lado primário . . . **126**
2.3.1.2 Forma de onda nos indutores acoplados . . . **126**
2.3.1.3 Forma de onda nos diodos de desmagnetização do lado primário . . . **127**
2.3.1.4 Forma de onda nos diodos do lado secundário . . . **127**
2.3.1.5 Forma de onda sobre o capacitor de filtro C_2 . . . **128**
2.3.1.6 Forma de onda na fonte e sobre a carga para sentido $forward$ . . . **128**
2.3.1.7 Comparativo entre esforços teóricos e simulados para sentido $forward$ no MCC **128**
2.3.2 Resultados de simulação para operação no sentido *flyback* . . . 129
2.3.2.1 Forma de onda nos interruptores do lado secundário . . . **130**
2.3.2.2 Forma de onda nos indutores Flyback . . . **130**
2.3.2.3 Forma de onda nos diodos do lado primário . . . **131**
2.3.2.4 Forma de onda nos elementos do circuito auxiliar do lado secundário . . . **131**
2.3.2.5 Forma de onda sobre o capacitor de filtro C_1 . . . **133**
2.3.2.6 Forma de onda na fonte e sobre a carga para sentido $flyback$ . . . **134**
2.3.2.7 Comparativo entre esforços teóricos e simulados para sentido $flyback$ no MCC **134**
2.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS . . . 135

3 ANÁLISE DO CONVERSOR CC−CC BIDIRECIONAL INTERCALADO COM INDUTOR ACOPLADO . . . 137
3.1 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO PARA OPERAÇÃO NO SENTIDO BOOST 138
3.1.1 MCC para operação no sentido *boost* e região R1 . . . 139
3.1.1.1 Característica ideal de transferência estática no MCC e região R1 . . . **143**
3.1.1.2 Ganho estático no MCC para região R1 . . . **145**
3.1.1.3 Determinação dos elementos armazenadores de energia no MCC em R1 . . . **145**
3.1.2 MCD para operação no sentido *boost* e região R1 . . . 148
3.1.2.1 Ganho estático no MCD para a região R1 . . . **150**
3.1.3 MCCr para operação no sentido *boost* e região R1 . . . 152
3.1.4 Característica de saída no sentido *boost* para R1 . . . 154
3.1.5 MCC para operação no sentido *boost* e região R2 . . . 154
3.1.5.1 Característica ideal de transferência estática no MCC e região R2 . . . **156**
3.1.5.2 Ganho estático no MCC para região R2 . . . **161**
3.1.5.3 Determinação dos elementos armazenadores de energia no MCC em R2 . . . **161**
3.1.6 MCD para operação no sentido *boost* e região R2 . . . 163
3.1.6.1 Ganho estático no MCD para região R2 . . . **166**
3.1.7 MCCr para operação no sentido *boost* e região R2 . . . 167
3.1.8 Característica de saída no sentido *boost* para R2 . . . 169
3.1.9 Característica unificada de saída no sentido *boost* . . . 169
3.1.10 Análise dos esforços no conversor operando no sentido *boost* em MCC . . . 172
3.1.10.1 Esforços nos indutores . . . **172**
3.1.10.2 Esforços nos interruptores do grupo inferior . . . **173**
3.1.10.3 Esforços nos diodos do grupo superior . . . **174**
3.1.10.4 Esforços no capacitor de filtro C_3 . . . **176**
3.2 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO PARA OPERAÇÃO NO SENTIDO BUCK 176
3.2.1 MCC para operação no sentido *buck* e região R1 . . . 177
3.2.1.1 Característica ideal de transferência estática no MCC e região R1 . . . **180**
3.2.1.2 Ganho estático no MCC para região R1 . . . **182**
3.2.1.3 Determinação dos elementos armazenadores de energia no MCC em R1 . . . **183**
3.2.2 MCD para operação no sentido *buck* e região R1 . . . 185
3.2.2.1 Ganho estático no MCD para região R1 . . . **187**

3.2.3 MCCr para operação no sentido *buck* e região R1 . . . **189**
3.2.4 Característica de saída no sentido *buck* para R1 . . . **190**
3.2.5 MCC para operação no sentido *buck* e região R2 . . . **191**
3.2.5.1 Característica ideal de transferência estática no MCC e região R2 . . . **193**
3.2.5.2 Ganho estático no MCC para região R2 . . . **197**
3.2.5.3 Determinação dos elementos armazenadores de energia no MCC em R2 . . . **197**
3.2.6 MCD para operação no sentido *buck* e região R2 . . . **199**
3.2.6.1 Ganho estático no MCD para região R2 . . . **203**
3.2.7 MCCr para operação no sentido *buck* e região R2 . . . **204**
3.2.8 Característica de saída no sentido *buck* para R2 . . . **205**
3.2.9 Característica unificada de saída no sentido *buck* . . . **206**
3.2.10 Análise dos esforços no conversor operando no sentido *buck* em MCC . . . **207**
3.2.10.1 Esforços nos indutores . . . **207**
3.2.10.2 Esforços nos interruptores do grupo superior . . . **209**
3.2.10.3 Esforços nos diodos do grupo inferior . . . **210**
3.2.10.4 Esforços no capacitor de filtro C_2 . . . **211**
3.3 CIRCUITO DE SIMULAÇÃO DO CONVERSOR BIDIRECIONAL INTERCALADO COM INDUTOR ACOPLADO . . . 212
3.3.1 Resultados de simulação para operação no sentido *boost* . . . **213**
3.3.1.1 Forma de onda nos interruptores do grupo inferior . . . **214**
3.3.1.2 Forma de onda nos diodos do grupo superior . . . **214**
3.3.1.3 Forma de onda nos indutores acoplados . . . **214**
3.3.1.4 Forma de onda sobre o capacitor de filtro C_3 . . . **216**
3.3.1.5 Forma de onda na fonte e sobre a carga para sentido *boost* . . . **216**
3.3.1.6 Comparativo entre esforços teóricos e simulados para sentido *boost* no MCC . **217**
3.3.2 Resultados de simulação para operação no sentido *buck* . . . **217**
3.3.2.1 Forma de onda nos interruptores do grupo superior . . . **218**
3.3.2.2 Forma de onda nos diodos do grupo inferior . . . **218**
3.3.2.3 Forma de onda nos indutores acoplados . . . **218**
3.3.2.4 Forma de onda sobre o capacitor de filtro C_2 . . . **220**
3.3.2.5 Forma de onda na fonte e sobre a carga para sentido *buck* . . . **221**
3.3.2.6 Comparativo entre esforços teóricos e simulados para sentido *buck* no MCC . **221**
3.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS . . . 222

4 COMPARAÇÃO ENTRE A ESTRUTURA CLÁSSICA E OS CONVERSORES PROPOSTOS . . . 225
4.1 CONVERSOR DAB MONOFÁSICO ALIMENTADO EM TENSÃO . . . 227
4.2 CONVERSOR CC−CC BIDIRECIONAL BUCK E BOOST . . . 233
4.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS . . . 237

5 DIMENSIONAMENTO DOS CONVERSORES . . . 239
5.1 DIMENSIONAMENTO E PROCEDIMENTOS DE PROJETO DO CONVERSOR FORWARD / FLYBACK INTERCALADO . . . 239
5.1.1 Cálculos preliminares . . . **240**
5.1.2 Projeto físico dos transformadores . . . **241**
5.1.2.1 Esforços sobre os transformadores no sentido $forward$ . . . **241**
5.1.2.2 Esforços sobre os enrolamentos dos transformadores no sentido $flyback$ . . . **242**
5.1.2.3 Determinação do produto de áreas . . . **242**
5.1.2.4 Determinação do número de espiras do transformador . . . **244**
5.1.2.5 Montagem dos enrolamentos . . . **246**
5.1.3 Cálculo das perdas nos transformadores . . . **247**
5.1.4 Ensaio dos transformadores . . . **250**

5.1.5 Cálculo das indutâncias L_1 e L_2 . . . 251
5.1.5.1 Esforços de corrente no indutor acoplado . . . **251**
5.1.6 Especificação dos semicondutores do conversor . . . 252
5.1.6.1 Cálculo das perdas nos semicondutores . . . **255**
5.1.7 Especificação dos capacitores do conversor . . . 258
5.1.7.1 Cálculo das perdas nos capacitores . . . **259**
5.1.8 Circuito auxiliar à comutação . . . 260
5.2 DIMENSIONAMENTO E PROCEDIMENTOS DE PROJETO DO CONVERSOR INTERCALADO COM INDUTOR ACOPLADO . . . 261
5.2.1 Cálculos preliminares . . . 261
5.2.2 Projeto físico do indutor L_a . . . 263
5.2.2.1 Esforços de corrente no indutor acoplado L_a . . . **263**
5.2.2.2 Cálculo da indutância . . . **263**
5.2.2.3 Área efetiva do núcleo . . . **263**
5.2.2.4 Área da janela do núcleo . . . **265**
5.2.2.5 Determinação do produto de áreas . . . **265**
5.2.2.6 Determinação do número de espiras do indutor . . . **266**
5.2.2.7 Montagem dos enrolamentos . . . **267**
5.2.3 Cálculo das perdas no indutor L_a . . . 269
5.2.4 Projeto físico do indutor L_b . . . 271
5.2.4.1 Esforços de corrente no indutor acoplado L_b . . . **272**
5.2.4.2 Cálculo da indutância . . . **272**
5.2.4.3 Determinação do produto de áreas . . . **272**
5.2.4.4 Determinação do número de espiras do indutor . . . **275**
5.2.4.5 Montagem dos enrolamentos do indutor . . . **276**
5.2.5 Cálculo das perdas no indutor L_b . . . 277
5.2.6 Especificação dos semicondutores do conversor . . . 278
5.2.6.1 Cálculo das perdas nos semicondutores . . . **279**
5.2.7 Especificação dos capacitores do conversor . . . 281
5.2.7.1 Cálculo das perdas nos capacitores . . . **281**
5.3 DISTRIBUIÇÃO DE PERDAS NOS CONVERSORES . . . 282
5.3.1 Rendimento teórico da primeira topologia . . . 282
5.3.2 Rendimento teórico da segunda topologia . . . 283
5.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS . . . 283

6 IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS . . . 285
6.1 RESULTADOS DA OPERAÇÃO COM FLUXO DE ENERGIA NO SENTIDO FORWARD . . . 287
6.1.1 Curva de rendimento do sentido *forward* . . . 292
6.2 RESULTADOS DA OPERAÇÃO COM FLUXO DE ENERGIA NO SENTIDO FLYBACK . . . 292
6.2.1 Curva de rendimento do sentido *flyback* . . . 297
6.3 RESULTADOS DA OPERAÇÃO COM FLUXO DE ENERGIA NO SENTIDO BOOST . . . 298
6.3.1 Conversor operando na região R2 . . . 299
6.3.2 Conversor operando na região R1 . . . 301
6.3.3 Operação na fronteira entre as regiões R1 e R2 . . . 303
6.3.4 Curva de rendimento do sentido *boost* . . . 304
6.4 RESULTADOS DA OPERAÇÃO COM FLUXO DE ENERGIA NO SENTIDO BUCK . . . 305
6.4.1 Conversor operando na região R1 . . . 306
6.4.2 Conversor operando na região R2 . . . 308

6.4.3 Curva de rendimento do sentido *buck* **310**
6.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS 311

7 CONCLUSÃO GERAL **313**

Referências **315**

APÊNDICES **345**

APÊNDICE A – DIMENSIONAMENTO DO 1º CONVERSOR PARA SIMULAÇÃO **347**
A.1 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR NO SENTIDO FORWARD E MCC; 347
A.2 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR NO SENTIDO FLYBACK E MCC; 349

APÊNDICE B – DIMENSIONAMENTO DO 2º CONVERSOR PARA SIMULAÇÃO **353**
B.1 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR NO SENTIDO BOOST E MCC 353
B.2 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR NO SENTIDO BUCK E MCC . 355

APÊNDICE C – METODOLOGIA DE ENSAIO DOS TRANSFORMADORES **359**
C.1 METODOLOGIA ADOTADA PARA OS ENSAIOS ELÉTRICOS 359

1 INTRODUÇÃO

A crescente demanda de energia no mundo, requerida pelos equipamentos elétricos nas mais diferentes áreas, vem impulsionando o desenvolvimento de dispositivos de eletrônica de potência (conversores), que tem por objetivo adequar e transferir a energia até a carga consumidora de forma cada vez mais eficiente e versátil.

Os conversores CC−CC são largamente utilizados e essenciais em sistemas que requerem tensão e/ou corrente constante na saída, e são fundamentais em aplicações onde a fonte de alimentação apresenta variações de tensão sob certas condições ou características de operação, não sendo compatível com a carga, como a geração de energia fotovoltaica, por exemplo.

Sistemas que necessitam de armazenamento de energia, como o setor aeroespacial, telecomunicações, *data centers* e algumas áreas da indústria automobilística com os veículos elétricos e veículos elétricos híbridos, denominados de *Electric Vehicle* (EV) e *Hybrid Electric Vehicle* (HEV) respectivamente, ainda demandam conversores CC−CC com características de bidirecionalidade de energia, permitindo assim, a integração de diferentes tipos de fontes e cargas ao sistema.

Como a pesquisa está direcionada a conversores CC−CC bidirecionais aplicados a bordo de EVs e HEVs, buscou-se compreender as principais estruturas aplicadas aos carregadores de bateria e ao sistema de tração que possibilitem o armazenamento de energia em dispositivos acumuladores.

Por meio da revisão bibliográfica, são identificadas as principais estruturas e topologias de conversores CA−CC e CC−CC aplicadas nos carregadores de bateria, que podem ser unidirecionais ou bidirecionais e possuir ou não o isolamento galvânico. Destaca-se a importância do isolamento galvânico para a aplicação, assim como, a utilização de topologias de conversores que possibilitam fluxo bidirecional de energia e que impõem baixa ondulação de corrente entre o banco de baterias e a carga ou fonte em que estejam interligando.

Em seguida, é abordada a aplicação dos conversores em um sistema elétrico típico de um EV, onde destaca-se o sistema elétrico de tração principal do veículo com foco no conversor CC−CC, que conecta o conversor de tração ao banco de baterias, e este à fonte de alimentação externa via um carregador de baterias isolado. Posteriormente, é apresentado um típico sistema de tração que possui um carregador a bordo com a ilustração das topologias de conversores bidirecionais mais empregadas e utilizadas nestes veículos, e a estrutura proposta nesta tese como uma alternativa para a aplicação das topologias ao sistema elétrico de EVs e HEVs.

O segundo capítulo trata da descrição do princípio de operação, análise quantitativa, metodologia e exemplo de projeto com simulação para validação da análise teórica em ambos os sentidos de operação do conversor CC−CC bidirecional Forward / Flyback intercalado de n - fases proposto para realizar a recarga das baterias do EV.

Já no terceiro capítulo, são apresentadas a descrição do princípio de operação, análise quantitativa, metodologia e exemplo de projeto com simulação para validação da análise teórica em ambos os sentidos de operação da segunda topologia proposta, denominada de conversor CC−CC bidirecional intercalado e modular com indutor acoplado.

O quarto capítulo apresenta um comparativo teórico entre uma das estruturas mais clássicas do sistema de tração de um EV e a estrutura proposta neste trabalho. É realizada a comparação de esforços e elementos passivos do conversor DAB monofásico alimentado em tensão com a primeira topologia proposta, assim como, dos clássicos conversores bidirecionais Buck e Boost com a segunda topologia proposta.

No quinto capítulo, apresenta-se a metodologia de projeto com o dimensionamento dos principais componentes dos conversores, a definição dos fatores de mérito mais relevantes das

topologias, como ondulação da corrente e tensão, os esforços nos semicondutores, dimensionamento dos elementos armazenadores de energia para a implementação prática de um protótipo, a montagem dos elementos magnéticos e o estudo teórico de perdas. Neste capítulo, ainda investiga-se e projeta-se um circuito de grampeamento de tensão nos interruptores para garantir o perfeito e seguro funcionamento da primeira topologia.

No sexto capítulo, são descritos os protótipos montados e apresentados os resultados experimentais das duas topologias propostas, com as principais formas de onda sobre os componentes e as curvas de eficiência energética para ambos os sentidos do fluxo de potência.

E, por fim, uma conclusão geral é descrita, a qual contempla os principais resultados obtidos neste estudo.

Com relação aos Apêndices, o primeiro e segundo apresentam o dimensionamento dos componentes e o cálculo dos esforços de tensão e corrente sobre os semicondutores para a validação da análise teórica e equacionamento. O terceiro descreve a metodologia adotada para o ensaio elétrico e obtenção dos parâmetros mais relevantes do circuito equivalente dos transformadores.

Em todas as figuras, tabelas, diagramas ou esquemas apresentados ao longo deste trabalho, que não contenham a indicação da fonte de origem dos dados, a autoria e a produção são do próprio autor.

1.1 CONTRIBUIÇÃO DA TESE

Esta tese tem como principal contribuição e objetivo a geração de duas novas topologias de conversores CC−CC bidirecionais modulares adaptados a aplicações em veículos elétricos, veículos elétricos híbridos ou sistemas elétricos que necessitem de armazenamento de energia proveniente de baterias ou supercapacitores. Logo as seguintes contribuições são destacadas:

(i) Geração de duas novas topologias de conversores CC−CC com capacidade de bidirecionalidade de energia, sendo o primeiro com isolamento galvânico e o segundo não isolado para sistemas com armazenamento de energia.

(ii) Primeira topologia denominada de conversor CC−CC bidirecional Forward / Flyback intercalado com indutor acoplado de n - fases que utiliza a técnica de intercalação, acoplamento magnético e a inédita operação com fluxo bidirecional de energia, onde possibilita transferir potência pelos mesmos elementos magnéticos (transformador e indutor) do tradicional conversor Forward.

(iii) Segunda topologia denominada de conversor CC−CC bidirecional intercalado e modular com indutor acoplado que também utiliza a técnica de intercalação e acoplamento magnético, fornecendo à entrada/saída ondulação de corrente e tensão de pelo menos quatro vezes a frequência de comutação e alta densidade de potência. Além disso, melhora a distribuição dos esforços e das perdas entre os semicondutores.

(iv) Integração das duas topologias por meio de indutor acoplado, gerando uma nova estrutura com entrada comum que forma um filtro com características de fonte de corrente e baixa ondulação para a bateria.

(v) Desenvolvimento completo da estrutura de potência dos conversores, por meio de análises qualitativas e quantitativas com comprovação experimental e funcional para a operação bidirecional das topologias.

(vi) Uma revisão detalhada das principais estruturas e métodos de recarga das baterias de EVs, principais sistemas de tração veiculares, além de ilustrar e abordar de forma clara

as principais características e configurações que os conversores de eletrônica de potência necessitam atender para esta aplicação.

1.2 MOTIVAÇÃO DO TEMA

Tecnologias alternativas como o veículo elétrico (EV), também denominado de *Battery Electric Vehicle* (BEV) e o veículo elétrico híbrido (HEV), vêm sendo estudadas e desenvolvidas há anos para reduzir a dependência e o consumo de petróleo e para a substituição dos veículos convencionais por veículos mais eficientes que não utilizem combustíveis fósseis [1], [2].

O desenvolvimento de novas soluções e tecnologias vem sendo impulsionado pelo esgotamento do petróleo, mas também pela implementação de um conjunto de políticas públicas e instrumentos de regulação, que vem impondo padrões de emissões para os veículos comercializados, provocando uma profunda reestruturação da indústria automobilística global [3].

O aquecimento global e questões ambientais já se tornaram problemas importantes a serem resolvidos neste século pelo ser humano. E a constante elevação da temperatura do planeta, consequência do efeito estufa, que é provocado pela ação humana com a emissão de gases para a atmosfera, como o dióxido de carbono (CO_2), por exemplo, já não pode mais ser contida a curto prazo. Portanto, o desenvolvimento de tecnologias que utilizam fontes renováveis de energia e meios de transporte menos nocivos ao meio ambiente estão sendo aprimorados e vêm ganhando mais visibilidade para que, no futuro, a temperatura do planeta possa ser estabilizada e, talvez, volte aos patamares de algumas décadas atrás, evitando assim, mais desastres naturais no planeta. É com o objetivo de atender a estas necessidades que os veículos elétricos vem ganhando espaço no mercado.

A Figura 1 ilustra o perfil das publicações que tratam sobre tecnologias relacionadas ao tema veículo elétrico na principal biblioteca digital utilizada como fonte de dados para esta pesquisa, e compara com a evolução dos depósitos de patentes em uma das bases de maior abrangência, que é o Espacenet, mantido pelo Escritório Europeu de Patentes (EPO). A evolução não é acumulativa e reflete as publicações referentes a cada ano pesquisado em cada uma das bases.

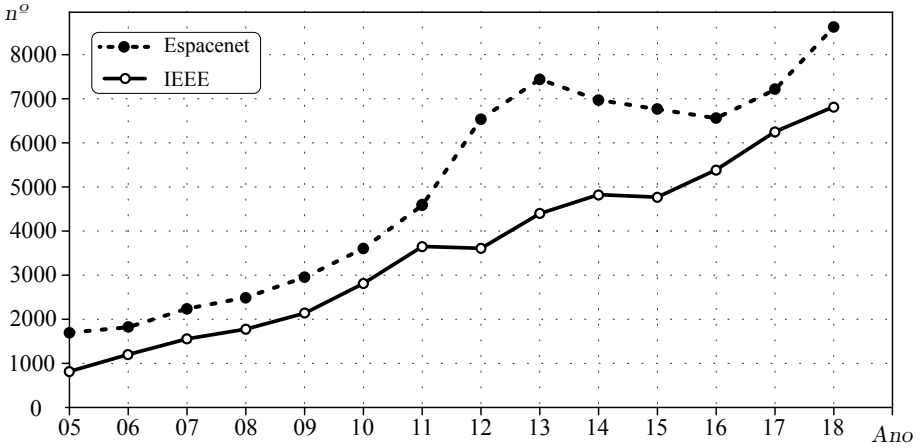
De acordo com a Figura 1, entre o período de 2005 à 2018, foram registradas em torno de 50.300 publicações na biblioteca digital IEEE e pouco mais de 70.100 depósitos na base *online* do Espacenet, que tratam de soluções/inventos para a área, sendo possível afirmar que o desenvolvimento de tecnologias no setor ainda vem despertando enorme interesse da indústria e da academia, servindo como importantes indicadores de possíveis rotas tecnológicas em curso no planeta.

Quando visualiza-se essa evolução da tecnologia no gráfico, verifica-se que o veículo elétrico tem passado por um crescimento expressivo até o ano 2014, e vinha apresentando uma dinâmica com crescimento gradual decorrente de sua popularização nos mercados mundiais. No entanto, a partir de 2014, seu crescimento vem sendo gradualmente desacelerado no Espacenet, indicando que está atingindo seu ponto de maturidade tecnológica e/ou em decorrência de crises econômicas globais que acabam afetando diretamente e proporcionalmente as vendas de veículos. Apesar de oscilações, seu crescimento ainda deve se manter em alta até a próxima década, como já pode ser comprovado é o ano de 2018, proporcionando o desenvolvimento e a evolução deste mercado no mundo todo.

O desenvolvimento destas tecnologias vem se tornando a solução mais promissora no combate às emissões de gases causadores do efeito estufa, como o dióxido de carbono (CO_2), e de problemas relacionados à saúde pública, que devem ser reduzidos com a diminuição da queima de combustíveis fósseis pelos veículos modernos [4].

Em registros históricos, um escocês de nome Robert Davidson teria construído uma

Figura 1 – Perfil e evolução de publicações sobre *Electric Vehicle* na biblioteca digital IEEE Xplore e na base de patentes Espacenet nos últimos anos.



Fonte: IEEE Xplore® Digital Library, e Espacenet patent search.

locomotiva elétrica em 1838, que atingiu pouco mais de 6 km/h, onde seria o primeiro registro de um veículo elétrico funcional desenvolvido. Na Inglaterra, em meados de 1840, houve um primeiro registro de uma patente concedida a um projeto que utilizava trilhos de trem para conduzir a eletricidade para a locomotiva, porém, patentes americanas semelhantes foram emitidas para Lilley e Colten em 1847 [5].

As patentes mais antigas encontradas, que descrevem projetos de EVs, foram submetidas e concedidas em 1892 para Emil E. Keller, nos Estados Unidos (US523354), onde apresentou um veículo de três rodas similar a uma cadeira de rodas que é movido por um motor elétrico, e em 1897 para Hiram Percy Maxim, Harry M. Pope e Herbert W. Alden (US772571), onde aplicam o motor elétrico e baterias em um veículo da época.

No entanto, a primeira patente registrada que trata do HEV é datada de 1905 e concedida a Henri Pieper (US913846), onde apresenta um esboço de um veículo que utiliza bateria elétrica e um motor à combustão interna, o *Internal Combustion Engine* (ICE), para sua propulsão. Porém, em 1903, Henry Ford fundou a Ford Motor Company, que em 1908, iniciou a produção do veículo pioneiro, o Ford Model T, e em 1914, introduziu a primeira linha de montagem automatizada, revolucionando a indústria automobilística e popularizando os veículos com ICE movidos a combustíveis fósseis. O sucesso com o desenvolvimento do ICE, impulsionou o consumo de derivados de petróleo no século XX, além do crescimento formidável do mercado de hidrocarbonetos pelo mundo.

Contudo, o desenvolvimento de HEVs leves foi retomado a poucas décadas, sendo o Toyota Prius o precursor e primeiro veículo comercial produzido em escala industrial que foi disponibilizado no mercado no ano de 1997, fabricado pela empresa Toyota Motor Corporation, no Japão.

Já o EV por definição, possui somente sua propulsão composta por motor(res) elétrico(s) e acumuladores de energia formados por bancos de baterias que podem ser associadas a supercapacitores, enquanto os HEVs, utilizam a combinação de diferentes tipos de fontes de energia, como um ICE mais um motor elétrico para sua propulsão, com o objetivo de economizar combustível e tornar o sistema de tração mais eficiente, no entanto, ambos os veículos permitem a recuperação de parte da energia gasta para a propulsão por meio de frenagem regenerativa, que ocorre quando as rodas passam a acionar o motor elétrico de tração a que estão acopladas, realizando então, a recarga das baterias a bordo do veículo [6–8].

Um típico HEV possui duas ou mais fontes de energia a bordo, que são combinadas para

formar um sistema de tração híbrido que pode conter um banco de baterias com autonomia entre 40 km à 80 km, supercapacitores, um ICE, ou, em seu lugar, uma célula a combustível que vem se mostrando como o principal sucessor do tradicional ICE para as próximas décadas, formando o veículo à célula a combustível ou *Fuel Cell Vehicle* (FCV) [4, 9–15].

Neste contexto, destaca-se no estudo, dois conversores CC−CC bidirecionais aplicados a bordo de EVs e HEVs, onde atendem a um estágio carregador de baterias isolado, e o outro a um estágio abaixador e elevador de tensão não isolado que mantém a tensão de alimentação do conversor de tração, responsável pelo acionamento do motor elétrico, estabilizada e regulada. Estes conversores propostos serão descritos com mais detalhes nos próximos capítulos.

A seção seguinte apresenta uma revisão dos principais tipos de carregadores de bateria aplicados em EVs e HEVs, seus sistemas elétricos de tração, nível de potência e topologias típicas utilizadas a bordo destes veículos.

1.3 CONVERSORES E CARREGADORES DE BATERIA APLICADOS EM VEÍCULOS ELÉTRICOS E HÍBRIDOS: UMA REVISÃO

Com a crescente introdução de EVs e HEVs no mercado mundial e a necessidade de realizar o carregamento de suas baterias, os circuitos de carregamento e infraestruturas, como as estações de carga, vem ganhando mais atenção [16]. Como estes veículos possuem acumuladores de grande capacidade, necessitam ser recarregados por meio de fontes de energia externa.

Tradicionalmente, um carregador de bateria é um circuito eletrônico (conversor) que converte a energia proveniente da fonte de alimentação e entrega-a para as baterias (carga) em níveis adequados de tensão e corrente, podendo realizar o processo de carregamento, seguindo o perfil requerido pela tecnologia de bateria utilizada.

Nas literaturas e no meio automobilístico, estes veículos são denominados ou classificados ainda como automóveis tipo *plug-in*, ou seja, *Plug-in Electric Vehicles* (PEV) e *Plug-in Hybrid Electric Vehicle* (PHEV), onde possuem uma conexão/conector com o meio externo para a realização da recarga desses acumuladores de energia elétrica.

Outro componente importante do sistema elétrico de tração destes veículos é o circuito de conversão que se localiza entre o banco de baterias e o motor elétrico, pois é o sistema de acionamento (*driver*) do motor que possibilita a aceleração, o controle de tração e torque, ajuste da velocidade, e permite ainda fluxo bidirecional de energia em caso de frenagem regenerativa. Na grande maioria das aplicações, ele é composto por dois estágios de conversão, onde um estágio CC−CC proporciona fluxo de energia e adequação dos níveis de tensão entre as baterias e o barramento de corrente contínua (CC) de elevada tensão, e este tem a finalidade de alimentar e fornecer tensão regulada para o segundo estágio CC−CA, responsável agora por acionar o motor elétrico e promover o deslocamento do veículo [17–24].

Existem várias normas e padrões em diferentes países que regulamentam a aplicação de equipamentos eletroeletrônicos aos veículos, no entanto, as normas mais relevantes para os EVs que contemplam a segurança elétrica, os níveis de potência dos carregadores de bateria e a forma de conexão/conector destes ao meio ou fonte externa são: a UL 2231 (segurança e proteção de sistemas), SAE J1772, a japonesa CHAdeMO, a alemã VDE-AR-E 2623-2-2, a IEC 62196-X, IEC 61851-X, UL 2251, UL 2202, UL 2594 (carregadores com conexão mecânica ou física direta), a IEC 61000 (compatibilidade eletromagnética), a SAE J1773 (carregadores com conexão via acoplamento indutivo sem contato físico), as SAE J2954 e UL 2750 (carregadores sem fio ou *wireless*), a SAE J2929 (segurança do sistema de armazenamento de energia) entre outras [25–30].

No Brasil, a Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) já regulamentou alguns

padrões nacionais que tratam de sistemas de recarga, conexão com a rede elétrica, plugues, tomadas e fiação para EVs como: ABNT NBR IEC 61851-1, ABNT NBR IEC 61851-21, ABNT NBR IEC 61851-22, ABNT NBR IEC 62196-1, ABNT NBR IEC 62196-2, ABNT IEC/TR 60783.

Os carregadores de bateria podem ser classificados de acordo com as topologias de circuitos utilizados (dedicado ou integrado), sua localização no veículo (se está a bordo ou fora), quanto ao tipo de conexão (conexão física/mecânica ou *wireless*/*contactless*/acoplamento indutivo), tipo de forma de onda da fonte de alimentação (corrente contínua - CC ou corrente alternada - CA), da direção do fluxo de energia (unidirecional ou bidirecional) e quanto ao nível de potência do carregador (lento ou rápido), conforme resumido na Tabela 1.

Tabela 1 – Classificação dos carregadores de bateria para EVs.

Padrões / Normas		**Carga Lenta**	**Carga Moderada**	**Carga Rápida**
USA	SAE J1772	nível 1:(CA) 1Φ 120-230 V, 16 A $\leq$ 3,7 kW nível 1:(CC) 200-450 V, 80 A $\rightarrow$ 36 kW	nível 2:(CA) 1Φ 204-240 V, 80 A $\rightarrow$ 19,2 kW 1-3Φ 240-400 V, 16-32 A $\leq$ 22 kW nível 2:(CC) 200-450 V, 200 A $\rightarrow$ 90 kW	nível 3:(CA) 3Φ 400 V, 32-63 A $\geq$ 20 kW 3Φ 208-600 V $>$ 32 A nível 3:(CC) 200-600 V, 400 A $\rightarrow$ 240 kW
	SAE J2954 (Indução)	nível 1:(CA) 1Φ 230 V, 16 A $\approx$ 3,7 kW	nível 2:(CA) 1Φ 230 V, 32 A $\approx$ 7,7 kW	nível 3:(CA) 1-3Φ $\geq$ 32 A $\approx$ 22 kW
EU	IEC 62196, EN 61851-1	modo 1:(CA) 1Φ 230 V / 3Φ 400 V, 16 A $\leq$ 7,7 kW	modo 2:(CA) 1Φ 230 V / 1-3Φ 400 V, 32 A $\leq$ 15,4 kW	modo 3:(CA) 3Φ 400 V, 32-250 A $\geq$ 20 kW 1-3Φ 400 V, 63 A / 1Φ 400 V, 70 A modo 4:(CC) $\leq$ 1000 V, 100-400 A $\geq$ 50 kW $\rightarrow$ (120-170 kW, 240 kW)

Fonte: [30–32]

Na Figura 2, é ilustrada na forma gráfica a classificação de acordo com os níveis de potência e da forma de onda utilizada para alimentar os carregadores e as baterias em EVs/HEVs, de acordo com a norma Norte Americana SAE [31], [32].

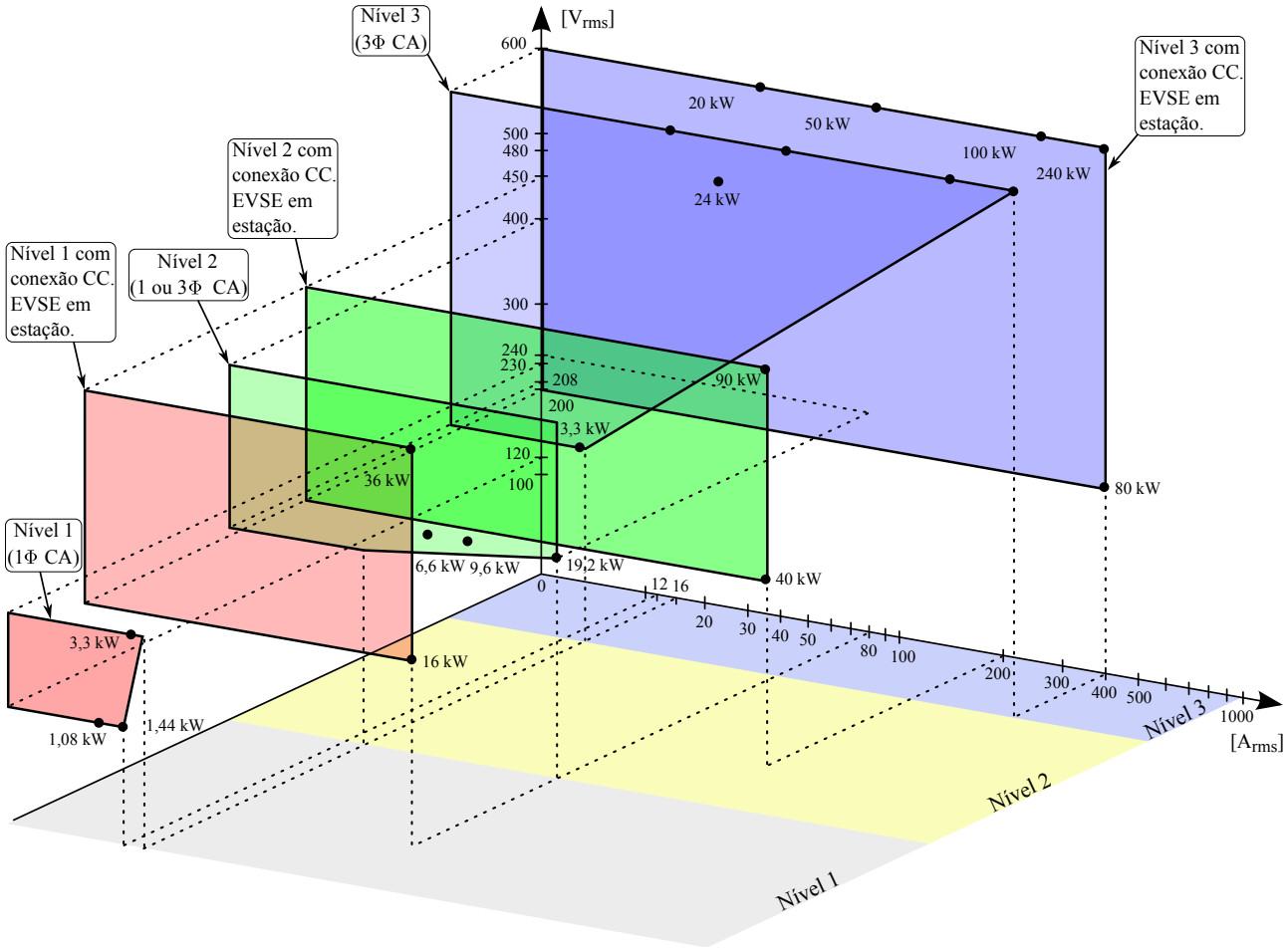
Os carregadores com alimentação CA de nível 1 e nível 2 geralmente estão embarcados a bordo do veículo e são denominados nas literaturas de *On-board Charger* (OBC), e os de nível 3 se restringem a estações de carregamento, que é o equipamento ou fonte para o abastecimento do veículo elétrico *Electric Vehicle Supply Equipment* (EVSE), instalado em locais específicos, já que é uma fonte de alimentação para a recarga de baterias de grande porte e com adequada infraestrutura, similar a uma bomba de combustível de um posto convencional. No entanto, os carregadores de nível 3 na faixa de potência de 30 kW a 200 kW podem estar aplicados, em alguns casos, a bordo de veículos de grande porte como caminhões e ônibus. E, na grande maioria, os carregadores de nível 1 e 2 se restringem à aplicação em veículos leves de menor porte, onde são alimentados em CA e podem ser conectados diretamente ao circuito elétrico de alimentação em residências, parques ou mesmo, nos locais de trabalho [33].

Alguns EVs e HEVs com carregadores CA de nível 1 e 2 embarcados que são comercializados pelo mundo ainda dispõem de um EVSE que deve ser instalado na garagem ou ponto onde se deseja efetuar a recarga das baterias do veículo, pois este dispositivo contém alguns circuitos auxiliares de proteção, monitoramento e controle da energia drenada da rede elétrica pelo carregador do veículo.

A escolha do nível de potência do conversor reflete diretamente no tempo de recarga das baterias, na instalação ou circuito elétrico onde ele está conectado, e da máxima potência que o banco de baterias pode absorver. Portanto, na necessidade de uma rápida recarga das baterias do veículo, é inevitável a utilização de carregadores de maior potência como os EVSEs de nível 3.

Entretanto, para reduzir este tempo de recarga, algumas montadoras optam ainda em utilizar EVSEs instalados em locais específicos onde o estágio de conversão CA-CC já esteja embutido na própria estação, e disponibilizar uma saída em CC que é conectada (por meio do padrão CHAdeMO, por exemplo) diretamente ao banco de baterias do veículo, eliminando

Figura 2 – Classificação de diferentes métodos e níveis de potência de carregadores de bateria de EVs/HEVs aplicados na América do Norte, conforme norma SAE.



Fonte: adaptado de [27, 30–32].

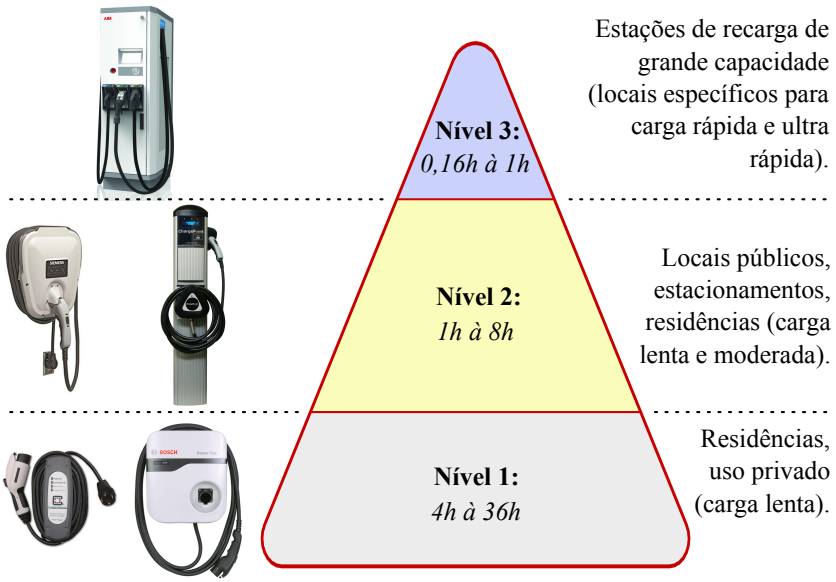
a necessidade de embarcar tais conversores no veículo para esta função [34–40]. No entanto, para atender a veículos de grande porte como caminhões e ônibus por exemplo ou mesmo reduzir consideravelmente o tempo de recarga, novos limites vem continuamente surgindo, como o protocolo CHAdeMO 2.0 que compreende um carregador ultra rápido em CC com 400 A de até 1 kV, permitindo extrair potências de 400 kW na recarga. Para atender a essa demanda, carregadores extremamente rápidos que atingem limites de 1000 kW ou superiores vem sendo desenvolvidos, baseados no *Solid State Transformer* (SST) e em estruturas modulares intercaladas em média e alta tensão.

De acordo com [30] e [36], os carregadores de nível 1 apresentam tempos de carregamento entre 4 h à 36 h para demanda de baterias entre 5 kWh a 50 kWh, carregadores de nível 2 tempos entre 1 h à 8 h para consumo entre 3 kWh a 50 kWh, e carregadores de nível 3 tempos entre 0,16 h (10 min) à 1 h para um consumo aproximado de 20 kWh a 100 kWh.

Estes tempos de recarga são melhor ilustrados na Figura 3, assim como, os principais senários de aplicação destes carregadores. Vale ressaltar que para alguns caso de nível 2 mas essencialmente para os carregadores de nível 1, o equipamento externo que contém o plugue apropriado para a conexão de recarga, incorpora somente os circuitos auxiliares de proteção, monitoramento e controle da energia drenada da rede elétrica, permanecendo o carregador (conversores) a bordo do veículo.

As fontes em corrente alternada proporcionam maior flexibilidade aos carregadores destes veículos, porque os sistemas elétricos de distribuição são, em sua totalidade, distribuídos em

Figura 3 – Panorama dos carregadores de bateria para EVs.



CA e pontos de conexão são encontrados facilmente em todos os lugares, nas cidades, empresas e residências. Porém, o impacto que diversos veículos causam ao sistema elétrico, com relação à qualidade da energia e sua demanda, ainda deve ser melhor estudado e compreendidos, especialmente no Brasil, onde esta tecnologia ainda não se tornou popular [41]. Então, para se conectar a esta fonte de alimentação CA, os carregadores necessitam de filtros e algoritmos de controle que incorporem a correção do fator de potência, também denominado de *Power Factor Correction* (PFC) na corrente drenada/fornecida da fonte[1], que apresentem baixa distorção harmônica e que possuam filtros para supressão da interferência eletromagnética, do inglês *Electromagnetic Interference* (EMI) [42].

Para atender a esta demanda de diferentes níveis de potência, uma grande variedade de soluções isoladas e não isoladas, de estruturas topológicas e de formas de se recarregar o veículo elétrico e híbrido vêm sendo propostas e apresentadas ao longo de anos nas literaturas [43–55]. E os carregadores integrados são uma destas soluções onde, na maioria dos casos, utilizam a própria máquina elétrica do sistema de tração para fazer a interface entre a fonte CA externa e as baterias do veículo [56–62]. Estes carregadores integrados ao motor elétrico que desempenham mais de uma funcionalidade e que utilizam máquinas multifásicas[2], vêm despertando muito interesse da indústria e estão se tornando a tendência para o desenvolvimento de uma nova geração de EVs e HEVs na próxima década [63], [64].

Carregadores que utilizam topologias ressonantes também vêm despertando grande interesse para a aplicação em OBCs, onde operam através da troca de energia entre um par indutor-capacitor quando os mesmos entram em ressonância, produzindo tensões ou correntes senoidais, possibilitando a operação com elevadas frequências de comutação quando técnicas de comutação suave tipo *Zero Voltage Switch/Zero Current Switch* (ZVS/ZCS) são empregadas, reduzindo drasticamente as perdas em comutação nos interruptores e o volume dos elementos de filtro. Porém, estas técnicas produzem também elevados esforços de tensão ou corrente nos semicondutores que são de difícil previsão, podendo dificultar estratégias de controle mais complexas e elevando às perdas em condução devido as características senoidais destas grandezas elétricas.

Inicialmente, no entanto, as soluções apresentadas para os OBCs se restringiam a estru-

[1] Para alimentação monofásica a norma que regulamenta estes limites e mais aplicada é a IEC 61000-3-2, quando à potência na fonte exceder os 75 W.

[2] Mais de três fases.

turas unidirecionais mais simples, alimentadas exclusivamente em CA, contudo, a possibilidade de conexão do *Vehicle to Grid* (V2G), do *Grid to Vehicle* (G2V) e do *Vehicle to Home* (V2H) para a integração com outras fontes de energia alternativa como a fotovoltaica e eólica, tanto em CA quanto em CC, impulsionaram o desenvolvimento de estruturas de carregadores que utilizam topologias bidirecionais e que permitam a implementação de algoritmos de controle do fluxo de carga e descarga das baterias [65–67].

Nas seções seguintes são abordadas as cinco principais e mais clássicas estruturas de carregadores de baterias aplicados aos EVs e HEVs, onde são distinguidas de acordo com o tipo e quantidade de etapas de conversão de energia que as compõem. Ao longo do texto, o termo "conversor estático" designa genericamente um circuito eletrônico (circuito de eletrônica de potência) que tem a finalidade de controlar o fluxo de energia entre a sua entrada e sua saída, ou ainda, entre a sua fonte e a carga por meio da comutação e/ou condução de interruptores controlados e/ou não controlados (semicondutores) que alteram o valor e/ou forma de onda da tensão e/ou corrente do sinal original. Já o termo "estágio de conversão", de forma similar, designa a conversão de energia que ocorre por meio de algum semicondutor com ou sem o auxílio de elementos passivos (como transformador, indutor ou capacitor) de alguma topologia de conversor conhecida nas literaturas, ou seja, uma topologia que converta a tensão e/ou corrente de um nível CA para um nível CA, de nível CC para outro CC, de um nível CA para um CC ou vice-versa, ocasionando perdas de energia durante este processo, sendo dissipadas em forma de calor (efeito Joule).

1.3.1 Estrutura com um estágio de conversão CA−CC não isolado

Um dos principais desafios do setor automobilístico que produz veículos elétricos é reduzir o tempo de carregamento de suas baterias e, embora isto possa ser obtido facilmente com a aplicação de um carregador de alta potência embarcado, não é uma solução viável para a aplicação devido ao aumento de peso, volume, custo e degradação prematura das baterias [68]. E um dos principais objetivos de utilizar o próprio motor elétrico ou outra máquina que já esteja integrada a bordo do veículo para realizar a recarga das baterias é reduzir o custo, volume e peso, elevar a densidade de potência ($\Uparrow$ kW/kg) e evitar a inserção de circuitos dedicados adicionais e mais estágios de conversão ao sistema elétrico do veículo [69].

Este sistema é denominado nas literaturas como *Integrated Battery Charger* (IBC), ou simplesmente carregadores integrados, porém, apresentam como principal desvantagem um rendimento inferior as soluções dedicadas [70].

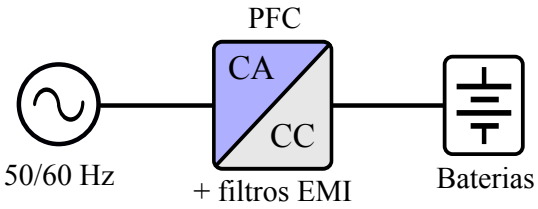
Soluções isoladas são as preferidas para a aplicação em carregamento de baterias, proporcionando maior segurança elétrica e desacoplamento com a fonte primária. Alguns tipos de motores elétricos utilizados em EVs também podem ser configurados para fornecer o isolamento galvânico [70]. Porém, soluções não isoladas são as predominantes em carregadores tipo IBC, que devem atender as conformidades das normas de segurança e de emissão de interferência eletromagnética.

A Figura 4 ilustra um diagrama de um típico carregador com um estágio não isolado, porém se o isolamento galvânico é requerido neste caso, é necessário utilizar um transformador de baixa frequência externo que conecta a fonte CA primária ao conversor.

Em [71], são apresentadas duas soluções unidirecionais isoladas para a recarga rápida das baterias, onde o isolamento galvânico é feito por meio de um transformador de baixa frequência com seis saídas e três entradas em conexão tipo Yy0 ou ainda Yd5, que fica em uma estação externa ao veículo e utiliza um conversor CA−CC e um motor elétrico de seis fases a bordo, que é reconfigurado por meio de chaves para a realização deste processo. A Figura 4 representa bem este estágio de carregamento para um EV, por exemplo.

Os autores de [72] fazem uso do próprio motor tipo *Permanent Magnet Synchronous*

Figura 4 – Diagrama típico de carregador com conversor CA−CC não isolado.



Machine (PMSM) e conversor de tração, juntamente com outro conversor e um motor de indução, denominado de *Induction Machine* (IM), do compressor de ar, bomba de água ou o gerador a bordo do EV/HEV para realizar a recarga das baterias do mesmo. O processo de recarga ocorre por meio da conversão CA−CC do retificador a diodo mais os interruptores dos conversores a bordo, obtendo-se assim, uma corrente senoidal com baixa distorção harmônica total, *Total Harmonic Distortion* (THD) na fonte, portanto, é uma estrutura unidirecional para conexão em fonte CA monofásica. A topologia foi desenvolvida para nível 1 e 2, onde possui como limitação a necessidade de utilização de pelo menos dois motores trifásicos conectados em Y, onde a conexão Δ não pode ser utilizada, além do projeto não estar otimizado para funcionar como carregador e motor, resultando na redução da eficiência do sistema quando é necessário extrair maior potência no processo de recarga.

Um carregador unidirecional integrado que utiliza o próprio enrolamento do motor elétrico tipo *Switched Reluctance Motor* (SRM) e pode ser conectado a fontes de alimentação de natureza CA ou CC é apresentado em [73]. Utiliza dois conversores intercalados para fazer o acionamento do motor de relutância variável, para integrar dois elementos armazenadores de energia (baterias) e realizar a equalização de carga destas baterias.

Em [74], os próprios enrolamentos do motor elétrico tipo *Interior Permanent Magnet Synchronous Motor* (IPMSM) e o conversor trifásico de tração são utilizados para realizar a recarga rápida das baterias do veículo. O motor IPMSM utilizado proporciona isolamento galvânico entre as baterias e a fonte externa e, por meio do conversor ou retificador PWM controlado, é possível obter fluxo bidirecional de energia. Quando ocorre o processo de recarga o motor é desacoplado mecanicamente da transmissão e suas bobinas são reconfiguradas para uma conexão Y−Y, onde pode girar livremente possibilitando a transferência de energia e melhorando a eficiência do processo, já que possui um grande entreferro que acarreta em elevada indutância de dispersão e perdas no sistema [75], [76].

Em [77], de forma similar a anterior, também foi utilizado um sistema IBC integrado aos motores elétricos tipo *Interior Permanent Magnet* (IPM) conectados em Y, que possibilitam a correção do fator de potência da fonte de alimentação com a adequada modulação dos dois conversores trifásicos. O sistema permite o processamento de baixa e alta potência ($\geq 40\,\text{kW}$), e apresenta algumas possibilidades de conexão do circuito com a fonte externa para melhorar a eficiência e reduzir o EMI.

Em [78], propõe uma estrutura bidirecional integrada de único estágio de conversor CA−CC, que faz uso de uma topologia Buck-Boost para realizar a recarga das baterias e a conexão V2G de um HEV. O mesmo indutor é compartilhado com um estágio CC−CC Boost, que fornece tensão estabilizada para o barramento de alta tensão onde o conversor de tração é conectado, e com o estágio Buck, que devolve energia quando ocorre uma frenagem regenerativa.

Em [79], também é proposto um carregador unidirecional com alimentação monofásica, compacto, direto e não isolado, que não utiliza o motor elétrico, denominado de Bridgeless ou Buck-Boost de baixa potência, que é integrado ao conversor CC−CC bidirecional de tração do veículo, onde compartilha o mesmo indutor para realizar a recarga das baterias e atuar nas etapas Buck e Boost durante a regeneração e tração do veículo, respectivamente. Propõe também

um método de controle não linear para regular a corrente no indutor do conversor e obter um adequado funcionamento da estrutura quando opera como carregador e conversor CC−CC.

Já [80], propõe um conversor CA−CC monofásico direto com a aplicação de um filtro ativo e compensação de corrente de baixa frequência para eliminar o segundo estágio CC−CC e reduzir o tamanho do capacitor de filtro utilizado nos carregadores convencionais [81]. O compensador de corrente é aplicado ao barramento CC na saída do conversor CA−CC unidirecional com PFC, onde a bateria é conectada, e contempla um conversor CC−CC bidirecional Buck e Boost com um segundo elemento armazenador de energia (supercapacitor ou indutor, por exemplo), tendo como finalidade a injeção de segunda harmônica de corrente que é deslocada 180 ° da corrente retificada da fonte de entrada no barramento CC para reduzir sua ondulação, evitando então que esta corrente seja absorvida pela bateria do veículo.

Conforme pode ser visto, carregadores bidirecionais integrados e mais compactos são pouco abordados e estudados para este modo de carregador de baterias, pois as soluções mais predominantemente utilizadas são as unidirecional com alimentação monofásica CA. A utilização do próprio sistema de tração (motor elétrico + conversor) como carregador, apresenta como principal desvantagem, a necessidade de adicionar circuitos e reles (chaves mecânicas) de alta capacidade de corrente que reconfiguram o sistema para que a recarga seja efetuada, elevando o custo e reduzindo a confiabilidade do circuito, além de submeter a máquina elétrica a novos esforços a que seu projeto e dimensionamento não foi otimizado para desempenhar. Convém ainda salientar, que esta solução integrada ao motor de tração vem sendo apontada como uma tendência e alternativa mais barata e compacta que permite a realização de recargas rápidas sem a necessidade de grandes infraestruturas como as utilizadas em EVSE de grande capacidade.

Na seção subsequente, a segunda estrutura mais clássica e utilizada para a recarga de baterias em EVs é revisada de forma qualitativa.

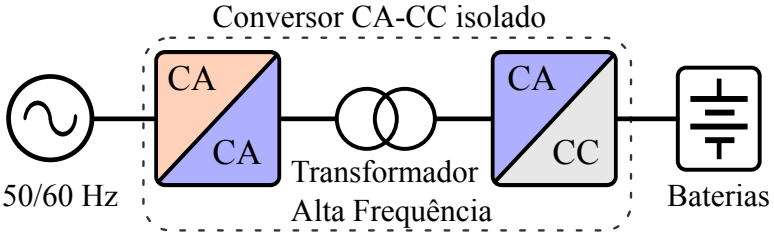
1.3.2 Estrutura com um estágio de conversão CA−CC isolado

Para o processamento de elevadas potências, elevadas tensões, ou mesmo, para eliminar o estágio de conversão CA−CC na entrada que está conectada a fonte, e fornecer isolamento galvânico, são utilizados conversores CA−CC do tipo matriciais isolados por transformadores em alta frequência, que permitem fluxo bidirecional de energia. Com a eliminação do estágio CA−CC na entrada, também é possível eliminar o grande capacitor eletrolítico do barramento CC deste estágio, apontado por alguns estudos como um elemento caro, volumoso e de baixa confiabilidade.

E com a crescente necessidade de realizar a rápida recarga de EVs, conversores com elevada capacidade que proporcionam maiores ajustes e controle sobre as potências ativa e reativa processada são necessários. Por esta razão, estruturas multiníveis ou matriciais estão se mostrando alternativas viáveis para o V2G e G2V à medida que a tecnologia vem avançando [82], [83].

O diagrama ilustrado na Figura 5 representa a estrutura básica de um carregador com um único estágio de conversão CA−CC que utiliza, principalmente, topologias matriciais com isolamento por transformador monofásico.

Figura 5 – Diagrama típico de carregador com conversor CA−CC isolado.



O autor de [84], propõe a utilização de um conversor matricial bidirecional com isolamento por transformador monofásico e modulação em alta frequência, que fica embarcado no veículo para o carregamento de suas baterias. A estrutura pode ser conectada à fonte de alimentação senoidal monofásica ou trifásica e proporciona fator de potência unitário [85].

Em [86], é apresentado um conversor matricial bidirecional ressonante isolado por transformador monofásico e topologia Full-Bridge na saída, onde a bateria é diretamente conectada para a aplicação em PHEV. Para controlar o fluxo de energia entre as portas do conversor e ainda manter comutação suave, uma estratégia de modulação *phase-shift* com frequência de comutação fixa foi aplicada. Como desvantagem, a solução proposta apresenta corrente pulsada na bateria com frequência de duas vezes a da fonte senoidal conectada à estrutura matricial de entrada.

Os autores do trabalho [87], também propõem um conversor matricial bidirecional com alimentação trifásica e isolamento por transformador monofásico modulado em alta frequência, baseado na estrutura *Dual Active-Bridge* (DAB) para nível 3. A topologia possui um retificador PWM controlado tipo Full-Bridge com filtro CL (capacitor-indutor) na saída, onde as baterias do veículo são conectadas, possibilita obter fator de potência unitário na fonte e utiliza modulação com *phase-shift*.

Em [88], é apresentado um conversor matricial com alimentação monofásica, isolamento por transformador modulado em alta frequência baseado na estrutura DAB com circuito LCL (indutor-capacitor-indutor) ressonante e topologia Full-Bridge na saída, que permite fluxo bidirecional para aplicação em V2G. Por não apresentar nenhum tipo de filtro na saída onde a bateria é conectada, a solução apresenta como desvantagem corrente pulsada sobre a bateria, com frequência de duas vezes a da fonte senoidal de entrada. Os autores de [89], também apresentam a mesma estrutura, porém, sem o circuito ressonante no transformador e aplicam um capacitor de filtro na saída, e avaliam a utilização de modulação com *phase-shift* para o controle do fluxo de energia.

Em [90], é proposto um conversor bidirecional para nível 1 com entrada monofásica e estrutura matricial, baseada na topologia Half-Bridge isolado por transformador com secundário conectado a uma topologia Full-Bridge com filtro CL na saída, onde a bateria é conectada. Uma técnica de modulação em frequência e *phase-shift* é aplicada para obter comutação suave tipo ZVS e correção do fator de potência. Para obter fluxo bidirecional na entrada (estrutura Half-Bridge), propõem a utilização de interruptores bidirecionais do tipo *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* (MOSFET), ou então, *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT) tipo *reverse blocking*, denominado de RB - IGBT. Também apresenta como desvantagem corrente pulsada com ondulação de baixa frequência sobre a bateria.

Em [91], é estudado um conversor matricial com alimentação monofásica e isolamento por um transformador modulado em alta frequência com comutação suave e topologia Full-Bridge mais filtro capacitivo na saída, que permite fluxo bidirecional para aplicação em V2G. Estuda e aplica técnica de modulação para obter correção do fator de potência e comutação suave no estágio de entrada e saída para uma vasta gama de variação de carga, complementando o estudo apresentado em [83].

Um conversor bidirecional para nível 3, CA−CC matricial, com alimentação trifásica ressonante com único transformador em alta frequência e retificador Full-Bridge com filtro CL na saída para V2G, foi apresentado em [92]. A rede LC ressonante no primário proporciona comutação suave (ZVS) no conversor matricial. Apresenta a vantagem de alta eficiência devido ao ZVS, reduzida potência aparente (VA) no transformador devido à utilização do circuito ressonante, reduzido volume devido à redução ou eliminação de capacitores eletrolíticos de filtro na entrada, e apresenta elevado fator de potência.

Em [93], é desenvolvido um carregador bidirecional de nível 1, que fica a bordo do veículo

e que utiliza a mesma topologia do conversor matricial mostrado em [90], porém, neste caso, adiciona agora um circuito ressonante ao secundário do transformador e mais um novo estágio CC−CC com filtro L na saída entre o conversor CA−CC matricial e o banco de baterias do veículo. Este novo estágio CC utiliza uma topologia Buck e Boost *interleaved* de dois braços, operando em condução descontínua para obter correção do fator de potência na fonte e fazer o controle e adequação dos níveis de corrente de carga e descarga da bateria. Utiliza técnica de modulação por harmônica para reduzir o volume dos capacitores de filtro, assegurar fator de potência unitário para uma vasta gama de variação de carga e para uma adequada operação no modo de condução descontínua do segundo conversor.

Apesar da maioria das soluções propostas apresentarem como principal objetivo a eliminação de alguns estágios de conversão, proporcionando um carregador de baterias direto para EVs e HEVs, as estruturas e topologias apresentadas necessitam de complexos circuitos de modulação, sofisticado controle do fluxo de energia, apresentam corrente pulsada (com ondulação de baixa frequência) sobre a bateria e necessitam da aplicação de filtro passivo tipo LC na entrada para a redução do EMI e para possibilitar a correção do fator de potência.

A utilização de filtro LC entre a fonte de entrada e o conversor matricial é extremamente importante para reduzir, ou até mesmo, evitar que os ruídos provocados pela comutação dos interruptores sejam inseridos no sistema, podendo interferir em outros dispositivos conectados à mesma rede elétrica.

Para essa estrutura de carregador aqui ilustrada, topologias bidirecionais com alimentação CA são a maioria dos trabalhos encontrados, onde permitem a integração do V2G ao sistema elétrico de forma mais rápida, sem a necessidade de adicionar elementos externos como um transformador de baixa frequência para obter o isolamento galvânico, por exemplo.

Na próxima seção, a terceira estrutura mais clássica e utilizada para a recarga de baterias em EVs é revisada e descrita de forma qualitativa.

1.3.3 Estrutura com dois estágios de conversão não isolados

O diagrama ilustrado na Figura 6 representa a estrutura básica e mais típica de um carregador de baterias não isolado de dois estágios utilizado em EVs e HEVs. O estágio de conversão CA−CC é utilizado como retificador e regulador do fator de potência, e o estágio CC−CC de saída, é utilizado para regular os níveis de tensão e corrente de carga da bateria.

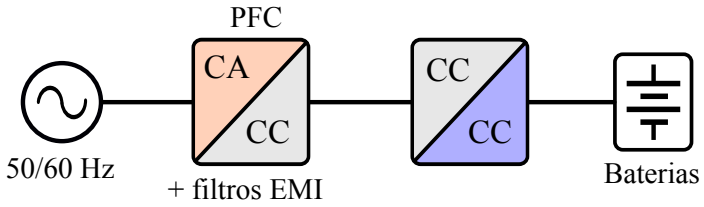
Algumas soluções encontradas ainda utilizam o motor elétrico do sistema de tração como interface entre a fonte de alimentação e o conversor CC−CC para produzir circuitos mais compactos, integrados e robustos, no entanto, a grande maioria ainda apresenta rendimento inferior às soluções dedicadas, requer técnicas de controle e monitoramento mais complexos, não permite otimização do circuito, e chaves mecânicas para reconfigurar as ligações e alterar o circuito são necessárias.

Apesar de topologias unidirecionais já atenderem com eficácia a aplicação, estruturas bidirecionais de carregadores com poucos estágios de conversão e não isolados, sem um transformador de alta frequência, são as mais interessantes para a aplicação a bordo do veículo, já que é possível produzir conversores eficientes com maior densidade de potência, apresentam relativa simplicidade em seu circuito, é possível agregar diversas funcionalidades ao conversor, permitem integrar o veículo a outras fontes, sistemas ou cargas, e possibilitam a aplicação de uma grande variedade de técnicas de controle [94].

Esta estrutura de carregador pode também necessitar de isolamento galvânico com a fonte primária, caso necessite atender a alguma norma de segurança em algum mercado, então ele deve ser realizado de forma externa, com a aplicação de um transformador de baixa frequência entre a fonte CA e o carregador.

Uma solução que representa bem este estágio com isolamento galvânico por transformador é mostrado em [95], onde utiliza um transformador monofásico de baixa frequência externo (o autor informa que pode ainda ser adicionado a bordo do veículo), conectado a um retificador monofásico onda completa a diodos sem filtro capacitivo seguido de uma estrutura Buck e Boost, que proporciona PFC por meio do indutor compartilhado e integrado da estrutura modificada proposta. O circuito apresenta dois estágio de conversão, unidirecionalidade de energia no processo de recarga das baterias e nível 1, porém, o estágio Buck e Boost, que contém quatro interruptores, compartilha o mesmo indutor e também faz a conexão da bateria ao conversor de tração. Em função da estrutura aplicar corrente pulsada com ondulação de baixa frequência na bateria e provocar uma elevação de perdas nos semicondutores, os autores propõem ainda a utilização de filtros tipo LCL, onde um é conectado à bateria e o outro no barramento CC, porém, isso eleva a complexidade e o volume do circuito.

Figura 6 – Diagrama típico de carregador com conversão CA−CC e estágio CC−CC não isolados.



Os autores de [96], apresentam uma das primeiras estruturas dedicadas unidirecionais para nível 2, que ficam a bordo do veículo e que atendiam as exigências de segurança para baterias à base de níquel da época. O carregador é alimentado por fonte CA monofásica e possui, pelo menos, dois estágios de conversão de energia.

Similar ao que já foi apresentado na seção 1.3.1 anteriormente, em [97] também utiliza um EV mas, neste caso, um que possui quatro motores elétricos e transforma dois deles com seus respectivos conversores de tração em um carregador integrado unidirecional. Com uma conexão elétrica em Y nos motores, o carregador é conectado a uma fonte CA monofásica externa quando o veículo está parado, e utiliza o primeiro estágio CA−CC como pré regulador PFC. Já o segundo estágio CC, que é responsável pelo carregamento da bateria, é feito por outros dois motores e seus respectivos conversores de tração.

Em [98], também são utilizados os próprios enrolamentos do motor elétrico com o conversor de tração mais o conversor CC−CC para realizar a recarga rápida das baterias quando o veículo está estacionado, formando um carregador unidirecional com dois estágios CA−CC e outro CC−CC. O conversor CA−CC utiliza os enrolamentos do motor elétrico como filtro para fazer a correção do fator de potência, porém requer a aplicação de complexas técnicas de controle na estrutura para um adequado funcionamento. Em [99], também já havia sido utilizado o mesmo princípio, onde um retificador mais um filtro LC são adicionados ao motor *Axial Flux Permanent Magnet* (AFPM), que está com suas bobinas ligadas em Y e conectado ao conversor de tração para que a fonte CA possa ser ligada e efetuar a transferência de energia para as baterias de um veículo leve. Esta estrutura também é mostrada em [100], porém apresenta três estágios e utiliza um motor tipo IPM.

O motor elétrico SRM do veículo também é utilizado em [101] e [102] no processo de recarga das baterias, formando uma estrutura unidirecional compacta e robusta. O conversor e as bobinas do motor de tração são reconfigurados de tal maneira a formar uma estrutura com um retificador monofásico a diodos na entrada e um conversor tipo Buck-Boost na saída, que ajusta a tensão da bateria e proporciona PFC da fonte de alimentação externa. Em [103], também é utilizada a mesma técnica, porém, aplica um retificador não controlado a diodos com filtro para retificar a tensão CA da fonte monofásica externa e, em [104], um outro motor conectado em Y

é utilizado. Já em [105], o autor utiliza novamente esse motor, e propõe um carregador que pode ser formado a partir do conversor de tração e um retificador semi controlado tipo Bridgeless ou um Full-Bridge mais um conversor tipo Buck-Boost na saída, que pode operar nos quatro quadrantes, dependendo da posição da chave mecânica utilizada no circuito para alterar seu funcionamento, resultando assim em uma estrutura que possibilita bidirecionalidade de energia para uma alimentação CA monofásica.

Em [106], os autores propõem uma nova configuração para um carregador unidirecional integrado aos conversores do sistema de tração que ficam a bordo para a aplicação em HEVs [107]. O carregador é composto por um retificador monofásico não controlado a diodos e dois conversores CC−CC tipo Buck e Boost, onde cada um deles é conectado às suas respectivas baterias, a de baixa tensão (que alimenta circuitos auxiliares no veículo) e a de alta tensão (que alimenta o motor elétrico de tração, ou mesmo, pode formar o barramento CC do inversor), e as duas baterias podem trocar energia entre elas através de seus respectivos conversores CC−CC e de um indutor na estrutura, que é compartilhado entre os diversos modos de funcionamento dos conversores CC.

O autor de [108], também apresenta uma estrutura unidirecional de dois estágios para nível 1 integrada ao conversor CC Buck e Boost de um EV ou HEV, onde utiliza um retificador onda completa não controlado a diodos com filtro de linha LC mais o indutor compartilhado e dois interruptores auxiliares, que configuram uma etapa Boost para efetuar a recarga da bateria, que acaba recebendo corrente pulsada com ondulação de baixa frequência em decorrência da configuração proposta e adotada pelo autor. Durante o processo de recarga, o barramento CC positivo ligado ao inversor de tração precisa ser desconectado do circuito por meio da abertura de uma chave mecânica para evitar que o motor elétrico seja alimentado indesejadamente.

Outra estrutura de carregador unidirecional integrado e nível 1 é apresentada por [109], onde também faz uso de um retificador monofásico a diodos na entrada, e é seguido de uma estrutura Boost de três níveis que possui duas saídas denominadas de alta e baixa tensão, que podem ser conectadas a diferentes cargas e que possuem bidirecionalidade de energia entre as mesmas. O segundo estágio CC proposto, é baseado na topologia do conversor Buck e Boost. Com a modulação proposta, o estágio que alimenta a saída de baixa tensão tem a capacidade de operar como abaixador ou elevador de tensão, dependendo do nível em que a tensão retificada da entrada se encontra, permitindo que baterias com tensão inferior ao valor de pico da tensão retificada possam ser conectadas no veículo.

Em [110], é apresentada uma estrutura unidirecional de dois estágios para nível 1 e 2 que fica embarcado ao veículo, a qual utiliza um retificador monofásico não controlado a diodos na entrada, seguido de uma topologia Buck-Boost intercalada com dois braços que é modulado com deslocamento de 180 ° entre os pulsos de comando. O autor apresenta um algoritmo de carga para a bateria com dois modos, o modo de corrente constante *Constant Current* (CC), e o modo tensão constante *Constant Voltage* (CV), onde a estrutura apresentou rendimento máximo de 97,6 % e fator de potência na ordem de 0,99. O segundo estágio CC tem a capacidade de operar como elevador ou abaixador de tensão, dependendo da amplitude da fonte de alimentação utilizada, atendendo ao range universal para alimentação monofásica CA e permitindo a correção do fator de potência da estrutura.

O autor [111], apresenta uma solução de dois estágios unidirecional para nível 1, em que aplica um retificador monofásico onda completa a diodos na entrada e uma topologia SEPIC não isolada intercalada com dois braços e sem o capacitor de filtro de entrada, que pode operar em condução contínua e descontínua com PFC. Os dois indutores de entrada são acoplados ao mesmo núcleo magnético com a mesma orientação, e o mesmo é feito com os dois da saída. A técnica de acoplamento é utilizada para reduzir o volume dos elementos de filtro e minimizar o efeito do desequilíbrio de corrente entre os indutores, já que os pulsos de comando são deslocados em 180 ° entre si. Porém, esta solução, ou a topologia proposta, não é indicada para potências

mais elevadas devido a grandes esforços a que os semicondutores são submetidos.

Em [112], os autores propuseram uma das primeiras soluções que contem três estágios de conversão unidirecional, que utiliza o motor elétrico mais o inversor de tração em uma configuração Buck e Boost para fazer a carga da bateria e a correção do fator de potência, proveniente de um retificador monofásico onda completa a diodos. Portanto, a estrutura proposta foi a única do tipo, e configura um carregador de baterias que fica permanentemente a bordo do veículo.

Como aos retificadores PWM trifásicos já eram bem conhecidos pela indústria por sua extensa aplicação em acionamento de motores elétricos ao longo de anos[3], os autores de [117] apresentam uma estrutura bidirecional de dois estágios que fica fora do veículo para a rápida recarga das baterias de um EV. O retificador PWM CA−CC é conectado diretamente à rede elétrica trifásica por meio de um filtro LCL, onde opera também como filtro ativo, compensador de harmônicas e pré estágio para o conversor CC−CC bidirecional Buck e Boost com filtro L na saída, que faz o ajuste da corrente de carga e descarga da bateria. Estrutura similar é estudada também em [118].

Um retificador PWM monofásico tipo Full-Bridge com filtro de linha CL também pode ser aplicado à entrada, ao invés de uma estrutura trifásica, onde é embarcado ao veículo e utiliza o mesmo conversor CC−CC bidirecional Buck e Boost para o controle da carga e descarga da bateria [119], [120]. Esta mesma estrutura também é abordada por [121] e em [122] para proporcionar a conexão V2G e V2H em um carregador de nível 1. O autor em [123], apresenta técnicas para conectar o EV, com esse tipo de carregador, a diferentes fontes e cargas, inclusive a residências, e operá-lo como compensador de correntes harmônicas ou compensador de reativo, ou mesmo, exercer a função de uma *Uninterruptible Power Supply* (UPS) para alimentar algumas cargas.

Em [124], o autor apresenta uma nova solução bidirecional com dois estágio para nível 1, onde também utiliza um retificador PWM monofásico tipo Full-Bridge com dois indutores de filtro de linha e um capacitor na entrada, formando uma estrutura Boost PFC similar ao conversor Bridgeless. Este alimenta um segundo estágio onde o barramento CC é dividido por dois capacitores ligados em série e uma topologia Buck e Boost com quatro interruptores mais um indutor de filtro em série com o banco de baterias na saída. Com a utilização destes capacitores, o ponto médio é conectado à mesma referência (GND) da fonte de entrada, proporcionando uma estrutura Buck e Boost intercalada com dois braços onde, em cada etapa, a tensão do barramento CC (tensão sobre um dos capacitores) é aplicada sobre o indutor em série com a bateria, produzindo uma corrente com frequência de ondulação de duas vezes a frequência de comutação do in terruptor.

O autor [29], também utiliza o próprio retificador PWM trifásico e o conversor bidirecional Buck e Boost de um braço do sistema de tração para formar um carregador de nível 3, proporcionando uma estrutura compacta, robusta e sem a adição de circuitos de conversão externos a bordo. Propõe uma estratégia de controle e modulação PWM para o retificador trifásico (inversor) operar nos quatro quadrantes, PFC e possibilitar a rápida recarga do banco de baterias quando é alimentado por fonte trifásica ou monofásica. Como características desfavoráveis são citadas a necessidade de desconectar a máquina elétrica do circuito para conectar a fonte externa e a aplicação de filtros de linha passivos que aumentam a complexidade de implementação e ajuste do ponto ótimo de funcionamento do conversor nos quatro quadrantes, além de elevar o volume e peso da estrutura.

Os autores em [125], aplicam os retificadores PWM trifásicos com filtro de linha LCL mais um conversor bidirecional Buck e Boost de um braço para fazer a recarga e a descarga das baterias do EV junto ao sistema elétrico do Japão, que utiliza, para distribuição, um

[3] Conforme referências; [113–116].

transformador monofásico de 60 Hz com saída a três fios. O objetivo principal é desenvolver o algoritmo e o carregador bidirecional monofásico de nível 1 que fica a bordo do veículo e que contém dois estágios de conversão para operar também como filtro ativo, compensando a energia reativa do circuito, fornecer fator de potência unitário, compensar o desequilíbrio de potência ativa no circuito a três fios, já que um dos braços do inversor é conectado ao ponto neutro do transformador, reduzindo assim, as perdas no transformador e ao londo de todo o sistema de distribuição.

Uma outra estrutura bidirecional de dois estágios é apresentada em [126], onde um conversor monofásico tipo *Neutral Point Clamped* (NPC) de três níveis faz a conexão entre a fonte CA e um conversor Buck e Boost que está ligado à bateria. A topologia NPC é escolhida pelo autor porque proporciona a correção do fator de potência, apresenta baixa distorção harmônica e resulta em reduzidos esforços de tensão sobre os semicondutores em relação a uma topologia de dois níveis.

Os autores de [127], propõem uma estrutura bidirecional de nível 1 para a integração de HEVs ao sistema elétrico, ou seja, para melhorar a qualidade da energia na conexão V2G. Novamente uma topologia NPC de três níveis com alimentação monofásica é escolhida, e uma estrutura configurando um conversor tipo Buck e Boost é aplicada ao barramento CC (saída do conversor NPC) para ajustar e regular a tensão da bateria, fornecer tensão estável e proporcionar a recuperação de energia por meio de frenagem regenerativa. Já em [128], uma topologia NPC de três níveis agora com alimentação trifásica é abordada para a realização da rápida recarga das baterias do veículo.

Em [129], é proposta uma estrutura que conecta duas fontes de energia à bateria do veículo, formando um carregador bidirecional para nível 1 com dois estágios básicos. As baterias podem ser carregadas simultaneamente por meio de uma topologia Boost que é conectada a painéis solares e pela rede CA por meio de uma topologia Full-Bridge com PFC. Através de uma topologia bidirecional Buck e Boost intercalada (*interleaved*) de dois braços que está ligada a bateria é possível também devolver a energia para a rede elétrica CA.

Os autores de [130] e [131] apresentam novamente uma solução com capacidade de bidirecionalidade de energia com dois estágios que utiliza ainda o próprio motor elétrico PMSM, onde é conectado a uma rede de alimentação trifásica através de um circuito de proteção mais filtro de EMI montado entre a tomada e o motor, e não requer circuitos e reles adicionais para uma reconfiguração da máquina. A tensão e corrente da bateria é ajustada também por um conversor Buck e Boost de único braço.

A proposta apresentada por [132] consiste em utilizar o próprio motor elétrico com ligação Y mais o inversor trifásico de tração para formar um carregador embarcado, compacto e de baixo peso que possibilita a conexão de fonte de alimentação CA ou fonte CC externa. Esta estrutura de dois estágios é a primeira a abordar a utilização de fontes de alimentação em CA ou CC, tem a capacidade de bidirecionalidade de energia entre a fonte CA e a bateria, ou entre a fonte CC e a bateria, e utiliza os enrolamentos do motor como indutores durante este processo. Com o auxílio de chaves mecânicas (reles ou contatores), o circuito elétrico é reconfigurado para formar um conversor CC−CC Buck e Boost intercalado de três braços que faz a conexão da bateria à fonte CC, formando uma estrutura de um estágio de conversão, ou pode ser reconfigurado para formar uma estrutura de dois estágios, resultando em um retificador PWM monofásico Full-Bridge com filtro capacitivo na saída, com dois indutores de filtro de linha na entrada CA seguido de um conversor CC−CC Buck e Boost de um braço que faz o controle de carga e descarga da bateria. A solução, no entanto, requer a utilização de chaves mecânicas para reconfigurar o circuito, possui larga dependência com o tipo de motor elétrico utilizado, onde a indutância das bobinas no estator varia bastante com a posição do rotor (um exemplo é o motor tipo SRM), então ele precisa ser corretamente alinhado para obter a maximização da indutância quando a fonte CC é utilizada, ou então, quando se utilizar a fonte CA o rotor precisa ser bloqueado mecanicamente

para que não produza vibrações, além de apresentar baixo rendimento, não superior a 91 %.

Em [133], o autor também apresenta uma solução bidirecional integrada para nível 2, que utiliza dois motores elétricos tipo IPM conectados em Y com seus respectivos inversores trifásicos para formar um carregador com PFC, e que já havia sido abordado no item 1.3.1, referência [77], porém agora, adiciona mais um conversor bidirecional Buck e Boost de um braço na saída para ajustar o nível de tensão e corrente da bateria.

Em [62], é proposta uma solução para a rápida recarga com capacidade de bidirecionalidade de energia integrada para conexão V2G, onde os autores aplicam um conversor CA−CC (inversor) e um motor elétrico de nove braços/fases a bordo, com mais um conversor Buck e Boost de um braço conectado à bateria para adequação do nível de tensão e corrente. Para cada três bobinas da máquina elétrica assimétrica, uma conexão em Y é formada e criada, resultando em um conjunto com três conexões Y derivadas das nove fases do motor, onde o ponto comum (neutro) de cada uma destas conexões é ligada a uma fase da fonte de alimentação trifásica CA externa. A partir desta conexão, é produzida uma estrutura CA−CC intercalada de três braços para cada fase CA, onde cada interruptor ativo é comandado com deslocados de 120 ° entre os pulsos de comando para produzir menor ondulação de corrente na fonte, minimizando os fluxos magnéticos resultantes que são produzidos nas bobinas da máquina elétrica, e sem a necessidade de utilizar ou adicionar circuitos ou chaves mecânicas externas ao sistema de tração do veículo [134], [135].

Uma estrutura bidirecional de dois estágios é proposta em [136], a qual utiliza uma topologia multinível CA−CC com alimentação monofásica e um conversor CC−CC Buck-Boost integrado para obter elevado fator de potência, baixa THD, reduzido volume e possibilitar a conexão V2G a bordo de um HEV.

A [137] apresenta uma estrutura bidirecional com dois estágios, onde adiciona mais dois conjuntos de semicondutores (interruptor mais diodo) sobre o retificador PWM trifásico que aciona o motor elétrico de tração, formando uma estrutura integrada de oito interruptores que compartilham os semicondutores para se conectar a uma fonte CA monofásica externa, formando um retificador PWM controlado tipo Full-Bridge. Em [138], é realizado o estudo de estratégias de controle para o fluxo de energia da bateria e métodos de recarga e, em [139], propõe a aplicação da mesma estrutura, porém utilizando agora o conversor CC−CC bidirecional Buck e Boost intercalado com dois braços conectados em paralelo. Com a estratégia de modulação *phase-shift* aplicada aos braços em paralelo, obtém-se a redução dos elementos passivos de filtro, redução de esforços dos semicondutores, redução da EMI na fonte de alimentação e diminuição das perdas em condução, elevando a eficiência e melhorando a dinâmica do conversor, conforme abordado por [140].

Em [141], também é proposta uma estrutura bidirecional compacta para nível 1 com dois estágios para conexão V2H de EVs. A proposta utiliza um retificador PWM tipo Full-Bridge com filtro capacitivo na saída e filtro L na conexão com a fonte CA de entrada, seguido de um conversor CC−CC bidirecional Buck-Boost de dois interruptores.

Conforme descrito, a totalidade das soluções apresentadas para a recarga das baterias com estrutura de dois estágios, são desenvolvidas para ficarem permanentemente a bordo do veículo e, na maioria do casos, atendem aos níveis 1 e 2, tanto para a aplicação em EVs quanto para os HEVs.

A maioria delas[4] são soluções dedicadas e bidirecionais que são otimizadas para desempenhar funções bem específicas para que se consiga extrair a máxima eficiência da estrutura, minimizar o volume/peso do sistema de tração e por apresentarem maior versatilidade e maior possibilidade de integração do veículo a outros sistemas.

[4] Até o momento da publicação deste trabalho.

Na seção subsequente, a quarta estrutura mais clássica e utilizada para a recarga de baterias em EVs é também revisada e descrita de forma qualitativa.

1.3.4 Estrutura com dois estágios de conversão isolados por transformador em alta frequência

A estrutura apresentada na Figura 7, representa outra solução encontrada em carregadores de bateria aplicados a bordo de EVs e HEVs. O carregador apresenta dois estágios, onde um deles possui um conversor CC−CC com isolamento por transformador em alta frequência, que vem ganhando mais popularidade nos últimos anos por proporcionar adequação simples entre os níveis de tensão de saída e entrada, isolamento galvânico entre fonte e carga, aumentando a segurança para o usuário, e eliminando a necessidade de utilização de componentes externos, como um transformador de baixa frequência que apresenta grande volume e peso.

Apesar do carregador apresentado possuir somente dois estágios, estruturas unidirecionais de três estágios eram bastante abordadas e aplicadas por serem bem conhecidas pela indústria, como por exemplo, a estrutura que utiliza um retificador monofásico onda completa a diodos na entrada seguido de uma topologia Boost PFC e de um conversor Half-Bridge ou Full-Bridge. No entanto, as publicações mais recentes vêm demonstrando uma preferência por estruturas bidirecionais de somente dois estágios para as aplicações em carregadores tipo OBC, onde consegue-se produzir conversores mais eficientes com maior densidade de potência e possibilitar a conexão e integração com outros sistemas elétricos, como a conexão V2G de maneira mais segura.

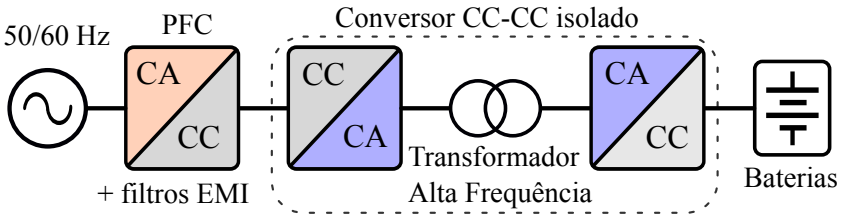
Em [142], já havia sido apresentada uma estrutura unidirecional de três estágios e isolado por transformador de alta frequência de nível 1 para recarregar baterias de chumbo com tensão 108 Vcc de um EV a partir de uma fonte CA monofásica de 115 Vca, onde a estrutura utilizava um retificador a diodos na entrada seguido de um filtro LC, de um conversor Boost e, por fim, de um conversor Push-Pull. O projeto foi proposto nos Estados Unidos para que ficasse a bordo do veículo, com a preocupação de desenvolver um produto de alta eficiência, que produzisse baixa distorção harmônica, baixo peso e que favorecesse a segurança para o usuário. Posteriormente, em [143], uma solução similar é apresentada para a recarga de baterias com tensão de 144 Vcc a partir de uma fonte CA monofásica de 220 Vca, porém, neste caso, o último estágio CC−CC foi substituído por uma topologia tipo Half-Bridge, e questões como EMI também foram observadas para atender a normas vigentes da época. Outra solução foi proposta por [144], onde permite agora uma ampla faixa de tensão de alimentação (de 12 V à 260 V em CA ou CC) para baterias com 102 Vcc, e para o último estágio CC−CC, o autor utiliza uma topologia Full-Bridge com retificador de meia onda a diodos com filtro LC.

Tipicamente a estrutura da Figura 7 utiliza, no estágio CA−CC, topologias do tipo Bridgeless ou retificadores não controlados a diodos quando unidirecional, e topologias tipo retificador PWM Full-Bridge quando bidirecional. As topologias mais comuns e que predominam no estágio CC−CC isolado são os tipos Full-Bridge, seguido da topologia Half-Bridge onde, na grande maioria dos casos, são aplicadas técnicas de comutação suave ou circuitos ressoantes para elevar o rendimento do conversor [145].

O autor em [146] apresenta uma das primeiras estruturas ressonantes de dois estágios que utiliza uma topologia Full-Bridge unidirecional para nível 2 e aplicada fora do veículo para a recarga das baterias. A estrutura apresenta um retificador monofásico onda completa a diodos na entrada e uma topologia Full-Bridge com filtro CLC na saída. A indutância de dispersão do transformador e um capacitor de filtro na saída do retificador Full-Bridge são utilizados para proporcionar comutação suave nos interruptores e para reduzir os efeitos da recuperação reversa dos diodos, respectivamente.

Em [147], os autores propõem uma estrutura de nível 1 com um retificador monofásico

Figura 7 – Diagrama típico de carregador com conversão CA−CC que possui estágio CC−CC isolado por transformador em alta frequência.



onda completa a diodos com filtro LC na entrada e com um barramento CC de saída, que é dividido por dois capacitores ligados em série com mais dois diodos. O segundo estágio é composto por uma estrutura não convencional de um Half-Bridge assimétrico que configura uma operação *interleaved* com PFC e com mais um estágio ressonante CL no lado primário do transformador. Na saída do retificador do Half-Bridge, é aplicado um filtro LC onde a bateria é conectada [148].

O autor em [149] propõe uma topologia unidirecional que utiliza um conversor Bridgeless intercalado com PFC para nível 1 ou 2 com alimentação CA universal que apresenta elevado fator de potência, baixa THD de corrente e melhor eficiência em relação a um conversor Boost intercalado para o processamento de maior potência [150], [151]. Porém, só indica que, após este estágio Semi-Bridgeless, mais um conversor CC−CC isolado e um filtro ainda devem ser aplicados para fazer a recarga das baterias do veículo [152].

Posteriormente, em [153], os autores apresentam a estrutura de um carregador nível 2 de dois estágios completo, onde aplicam um conversor Bridgeless com dois indutores divididos e acoplados no mesmo núcleo magnético, conectados em série com a fonte monofásica CA com um filtro capacitivo no barramento CC, e seguido de uma topologia Full-Bridge com comutação suave tipo ZVS com auxílio da indutância de dispersão do primário e com retificador onda completa a diodos na saída mais filtro LC, podendo fornecer 6 kW à carga.

Em [154], é apresentada e analisada a topologia unidirecional para nível 1 e 2 de um carregador comercial modelo NLG5, fabricado pela empresa Brusa Elektronik AG®, o qual consiste em uma estrutura não convencional isolada por transformador em alta frequência, e um estágio CA−CC com filtro EMI na entrada composto por retificador monofásico a diodos com um pequeno capacitor de filtro. Todos os capacitores utilizados são de filme e de pequeno valor ($< 7\mu F$) para evitar a utilização da tecnologia de capacitores eletrolíticos. A estrutura utiliza a indutância de dispersão e capacitores para proporcionar um circuito ressonante e comutação suave tipo ZCS nos interruptores ativos, apresentando um rendimento de 92 % ∼ 93 % para uma variação de carga de 20 % ∼ 100 % respectivamente. Como características desfavoráveis da topologia, é listado a utilização de dezesseis diodos, três capacitores, seis interruptores ativos controlados, três sensores para monitoramento e controle das correntes da estrutura e a necessidade de utilizar um filtro de EMI na saída.

Uma estrutura unidirecional de dois estágios é abordada por [155], e inicialmente proposta por [156], onde aplica um retificador trifásico a diodos na entrada, seguido de um filtro LC no barramento CC e de uma topologia Full-Bridge com retificador de saída híbrido, em que um dos braços utiliza um interruptor ativo em série com cada um dos diodos da ponte retificadora, mais um filtro LC onde a bateria é conectada. Os autores utilizam as capacitâncias parasitas de junção presentes nos quatro interruptores do lado primário, juntamente com a indutância de dispersão do transformador para promover comutação suave tipo ZVS. E, por meio dos dois interruptores adicionais no lado secundário mais os do lado primário, aplicando modulação *phase-shift*, é possível controlar a tensão, a potência, e obter comutação suave tipo ZCS no retificador da saída do conversor para elevar seu rendimento em diferentes condições de carga e

evitar que a corrente do indutor de saída circule pelo secundário do transformador [157].

O autor [158] aplica um retificador PWM trifásico com filtro capacitivo na entrada e um conversor ressonante LLC Full-Bridge com filtro CL na saída para o processamento de alta potência (10 kW), em carregadores de nível 2. Com a aplicação de modulação *Space Vector Pulse Width Modulation* (SVPWM) no retificador PWM, que tem a função de regulador de fator de potência na fonte, e modulação *phase-shift* no conversor Full-Bridge que apresenta comutação suave, o rendimento global da estrutura é relativamente elevado, atingindo o máximo de 97 %. Em [159], também é apresentada uma solução similar, porém, o conversor de saída é um Full-Bridge com circuito ressonante LC série que proporciona comutação suave tipo ZVS/ZCS e possui filtro capacitivo na saída para aplicação em protótipo de 8 kW, apresentando rendimento máximo de 85,3 %.

Um carregador unidirecional de dois estágios para nível 1 aplicado a bordo de EVs e HEVs também é apresentado por [160]. É conectado à fonte CA monofásica por meio de um filtro L na entrada a um retificador controlado tipo Half-Bridge que compartilha os dois capacitores com ponto médio com outra estrutura Half-Bridge tradicional com saída em onda completa com ponto médio e filtro LC. O protótipo foi limitado à potência de 1,5 kW, onde o processamento de potências superiores acaba limitando a utilização desta topologia devido aos elevados esforços que os semicondutores são submetidos e ao volume dos elementos passivos.

Novamente, em [161], uma estrutura de dois estágios para nível 1, com entrada por retificador monofásico onda completa a diodos e topologia Full-Bridge com circuito LLC ressonante no primário e saída por retificador a diodos com filtro CL, é abordada para um carregador a bordo. O foco dos autores é o projeto e implementação de um algoritmo de controle que atenda as características de carga de um banco de baterias de *Lithium-ion* (Li-ion) de um HEV, sem degradar o rendimento e a comutação suave do conversor à medida que a carga varia [162].

Em [163], os autores apresentam uma das primeiras estruturas unidirecionais de três estágios de conversão e nível 1, onde utilizam um retificador monofásico onda completa a diodo com filtro EMI na entrada e filtro capacitivo na saída, seguido de um conversor Boost que atua como regulador do fator de potência em condução contínua e de uma topologia Full-Bridge com circuito ressonante LC série no primário e retificador onda completa no secundário com um filtro CL na saída. A estrutura é desenvolvida com o algoritmo *Constant Current - Constant Voltage* (CC-CV) para a recarga das baterias de Li-ion de EVs, e fica permanentemente a bordo do veículo. Posteriormente, em [164], uma estrutura muito similar de 3,3 kW também foi abordada, mas o retificador monofásico com filtro de EMI na entrada não possui capacitor de filtro no barramento de saída, um conversor PFC Boost clássico é utilizado no segundo estágio, e o terceiro estágio é composto por uma topologia Full-Bridge com circuito ressonante LC série no primário e retificador onda completa no secundário com filtro capacitivo na saída. Propõem um novo método de controle da topologia Full-Bridge série ressonante, em que aplicam controle híbrido que adapta gradualmente a frequência e razão cíclica do conversor a medida que a carga varia, representa pela bateria, aumentando sua frequência de comutações à medida que a potência da carga vai reduzindo quando se aproxima ou atinge o modo CV. À medida que a bateria de Li-ion vai carregando, ela drena menos potência do conversor, então o rendimento do conversor acaba sendo afetando e degradando, podendo operar por longos períodos de tempo com baixa potência ($\approx 15\,\%$) e rendimento inferior a 83 %.

Uma estrutura clássica de um carregador unidirecional de três estágios e de nível 1 é abordada e apresentada por [165], onde apresentam um retificador onda completa a diodos sem capacitor de filtro na entrada, seguido por um conversor PFC Boost *interleaved* de dois braços que alimenta um conversor Full-Bridge com filtro LC de saída. O projeto foi constituído para atender a alimentação CA universal, baixa distorção harmônica e obter fator de potência unitário, atingindo uma eficiência máxima de 93,6 % [166]. E, em [167], outros autores apresentam

uma topologia do Boost *interleaved* com modificação para obter comutação suave tipo ZVS nesta estrutura. Novamente, em [168], os primeiros autores apresentam um conversor CC−CC Full-Bridge com comutação suave aplicado a HEV onde possui filtro LC na saída e opera em condução contínua, porém, requer a utilização de circuito snubber RCD em paralelo com retificador de saída, em função do indutor, que acaba drenando parte da energia e reduzindo a eficiência do circuito [169–173].

O autor [174] apresenta uma estrutura similar a anterior, porém, utiliza um conversor Boost convencional para obter correção do fator de potência e um conversor Full-Bridge com modulação *phase-shift* e retificador de saída com somente dois diodos e dois indutores associados com um capacitor para formar um filtro LC. O carregador é empregado para fazer a recarga de baterias de chumbo de uma empilhadeira elétrica, e o autor denomina a saída do Full-Bridge de dobrador de corrente, onde utiliza dois indutores que têm a função de atenuar a ondulação de corrente e reduzir o ganho do transformador no processo de recarga.

Em [175], os autores apresentam uma estrutura unidirecional de três estágios para nível 1, onde utilizam um retificador monofásico onda completa a diodo com filtro de EMI na entrada e sem filtro capacitivo na saída, seguido de um conversor Boost que atua como regulador do fator de potência, e de uma topologia Half-Bridge com circuito LLC ressonante no primário e retificador de meia onda no secundário com um filtro capacitivo na saída para elevar o rendimento da topologia. O projeto foi desenvolvido para atender ao *range* universal de alimentação monofásica CA, permitindo a correção do fator de potência da estrutura em toda a faixa de operação e produzir baixa THD no processo de recarga das bateiras de chumbo com tensão terminal entre 36 V à 72 V [176], [177].

O autor [178], apresenta um carregador de nível 1 para aplicação a bordo em HEVs com três estágios, onde o estágio Full-Bridge utiliza um transformador com circuito LC série ressonante no lado secundário para reduzir o volume do capacitor eletrolítico de filtro de entrada e substitui-lo pela tecnologia de filme [179]. Em [180], os autores também propõem uma estrutura unidirecional de nível 1 com três estágios para reduzir o volume do capacitor eletrolítico de filtro de entrada, que compreende um retificador monofásica de onda completa a diodos com filtro capacitivo de entrada, um conversor ressonante Half-Bridge, seguido de uma topologia Buck-Boost com filtro LC de saída onde a bateria é conectada e que opera em condução descontínua para o controle de carga e de harmônicas. Nos ensaios do conversor, o rendimento máximo apresentado foi de 93,3 % para 3 kW e, como desvantagem, menciona-se a corrente pulsada com ondulação de baixa frequência que é introduzida na bateria [181–183].

Os autores [184] apresentam a primeira estrutura unidirecional de nível 2 com quatro estágios de conversão, não comum para a aplicação em carregadores de EVs e HEVs. A estrutura possui um retificador monofásico a diodos de onda completa na entrada com um pequeno capacitor de filme no barramento CC, seguido de uma topologia PFC Boost *interleaved* de dois braços que opera em condução descontínua e é pré-estágio para um conversor Half-Bridge com circuito LLC ressonante no lado primário do transformador, e seu secundário é conectado a uma ponte retificadora monofásica de onda completa a diodos com filtro capacitivo, seguido pelo quarto estágio, uma topologia Buck *interleaved* de dois braços onde a bateria é conectada e opera em condução descontínua para reduzir o volume dos indutores, fornecendo à carga uma potência máxima de 6 kW e rendimento total aproximado de 93 %.

Uma estrutura bidirecional de dois estágios com alimentação trifásica de 6 kW é abordada por [185], onde aplica o conversor na geração de energia fotovoltaica para o armazenamento de energia em baterias de Li-ion no Japão [186]. Na conexão com a rele elétrica, é aplicado um filtro LCL seguido de um conversor PWM trifásico com filtro capacitivo de saída, e por um conversor Full-Bridge tipo DAB com isolação por transformador em alta frequência com comutação suave ZVS e filtro capacitivo na saída, onde o banco de baterias de baixa tensão é diretamente conectado, atingindo um rendimento em torno de 96 % [187].

Em [188], os autores abordam a estrutura bidirecional com alimentação monofásica de dois estágios mais clássica da literatura, a qual é composta por um retificador PWM Full-Bridge com filtro capacitivo na entrada, também denominado nas literaturas como *Voltage Source Inverter* (VSI), seguido de uma topologia Full-Bridge tipo DAB, que é aplicada a bordo de um HEV. Os autores propõem uma modulação *Phase Shifted Square Wave* (PSSW) para a estrutura DAB com o objetivo de reduzir o volume do capacitor eletrolítico de filtro do barramento CC de entrada, que tem a função de armazenar e balancear o fluxo de energia entre os dois conversores. Estratégias de modulação, comutação suave e circuitos ressonantes também são propostos para redução do volume do conversor e obter elevada eficiência na conexão V2G [189–192].

A proposta apresentada em [193], de uma estrutura bidirecional de dois estágios para nível 1, trata do primeiro carregador a considerar duas fontes possíveis para alimentação, a já tradicional fonte monofásica CA e uma fonte CC de tensão inferior a fonte CA. A estrutura é formada por um retificador PWM Full-Bridge tipo VSI com dois filtros de linha L na entrada e filtro capacitivo no barramento CC, seguido de um Full-Bridge tipo DAB com filtro capacitivo na saída onde a bateria de tração é conectada [194].

Em [195], é apresentada outra estrutura bidirecional clássica com alimentação monofásica de dois estágios que utiliza a topologia Half-Bridge em sua estrutura para o processamento de baixas potências ($< 1{,}5\,\text{kW}$). Em série com a fonte CA de entrada, é conectado um filtro L e o retificador controlado tipo Half-Bridge, que compartilha os dois capacitores com ponto médio a uma outra estrutura Half-Bridge com transformador em alta frequência, também denominada de *Dual Half Bridge* (DHB) ou ainda *Dual Active Half-Bridge* (DAHB). Modulação PWM assimétrica é empregada pelo autor para assegurar o equilíbrio entre as tensões dos capacitores do barramento CC, produzir baixa THD e proporcionar regulação do fator de potência.

Um carregador bidirecional de nível 1 com retificador PWM Full-Bridge com filtro capacitivo seguido de um conversor Half-Bridge tipo DAHB, é proposto por [196]. A indutância de dispersão do transformador é utilizada para formar um circuito ressoante LC no Half-Bridge e promover comutação suave dos seus interruptores, reduzindo quase a zero as perdas em comutação. Em [197], também apresenta uma estrutura mista para V2G denominada pelos autores de *symmetrical Half-Bridge LLC resonant converter*. Esta modificação é justificada por melhorar o rendimento, a dinâmica, reduzir o tamanho e peso do conversor, no entanto, se restringe a baixas potências ($< 1\,\text{kW}$) e apresenta maior complexidade no controle e implementação prática.

Conforme pode ser visto nas soluções mais clássicas propostas para a estrutura da Figura 7, alta densidade de potência, elevada eficiência, confiabilidade, baixo custo, elevado fator de potência e baixa distorção harmônica (THD) para fonte de alimentação CA, além de atender ao perfil de carga da tecnologia de bateria utilizada (método CC-CV, por exemplo), são as principais e desejáveis características para um carregador tipo OBC que será embarcado em EVs ou HEVs [198].

Estes carregadores embarcados no veículo, classificados como nível 1, se restringem à potência máxima na faixa de 3 kW à 3,5 kW, enquanto que os de nível 2 se restringem a potências na faixa de 6 kW à 7 kW. Topologias isoladas que utilizam o estágio Full-Bridge ou Half-Bridge são as mais aplicadas nestas estruturas bidirecionais.

As estruturas ressonantes são as preferidas para a utilização nestes conversores isolados, em especial as que possuem o circuito LLC série por apresentar um bom desempenho e a capacidade de operar com comutação suave tipo ZVS para várias condições de carga. Além disso, pelos diodos apresentarem perdas em comutação na recuperação reversa quase desprezíveis, pela topologia apresentar baixa interferência eletromagnética (EMI), baixo esforço de tensão nos diodos do retificador de saída, e pela capacidade de proporcionar uma estrutura com elevada densidade de potência [199–204]. Contudo, estes circuitos apresentam projetos de difícil análise com diversas etapas e modos de operação, além de diferentes componentes e condições em que o

circuito pode estar sendo submetido a operar, que afetam o adequado e regular funcionamento da topologia ressonante, além de ser difícil manter a estrutura operando em comutação suave em condições de baixa carga. Outro fator crítico em circuitos série ressonantes é o projeto e escolha física do capacitor série, onde toda a potência de saída do conversor acaba passando e sendo transferida por este elemento, que pode ser submetido a elevados esforços de corrente [205].

Independentemente da topologia ou tecnologia empregada nestes carregadores, seu objetivo principal é ter a capacidade de realizar a transferência de energia entre a fonte e a bateria, ou vice-versa, ser capaz de se conectar às mais diversas fontes de energia disponíveis e se adaptar aos mais diversos sistemas dentro da aplicação.

Finalmente, na seção seguinte a quinta e última estrutura é revisada e descrita de forma qualitativa.

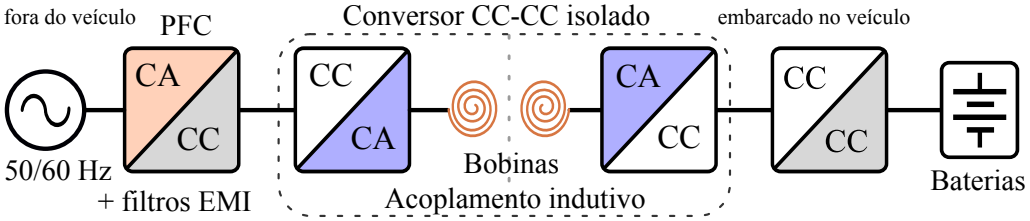
1.3.5 Estrutura com três estágios de conversão isolados por bobinas de indução

O diagrama ilustrado na Figura 8 representa os carregadores sem fio, que não possuem contato físico entre as bobinas primária e secundária, denominados nas literaturas de *Wireless Power Transfer* (WPT), de *contactless*, ou ainda, via acoplamento indutivo *Inductive Power Transfer* (IPT), a qual é uma tecnologia que ainda se encontra em desenvolvimento e em fase de testes para o processamento de elevadas potências ($>3\,\text{kW}$) em aplicações para o carregamento de baterias em EVs ou HEVs [206–211].

Essa tecnologia tem como principal objetivo a eliminação de fios, cabos e da conexão mecânica com o veículo, oferecendo isolamento galvânico e elétrico entre suas partes, proporcionando maior segurança e simplicidade para os usuários. A energia é transferida por meio do ar através de bobinas que são acopladas por campos magnéticos controlados, portanto, até o presente momento, é uma tecnologia emergente e menos utilizada que as demais já abordadas [212–216]. No entanto, já é aplicada há algum tempo na área biomédica para a recarga de equipamentos de baixa potência e pequeno porte, na recarga de *smartphones*, na recarga de alguns veículos aéreos não tripulados de pequeno porte e veículos autônomos subaquáticos, por exemplo [217–225].

Esta tecnologia também vem recebendo mais atenção por possibilitar a ampliação da distância percorrida pelos EVs, aumentando sua autonomia e reduzindo o volume do banco de baterias do veículo, já que o veículo poderia ser recarregado automaticamente durante o percurso de condução quando este dispositivo é instalado ao longo da rodovia [226]. Aspectos relacionados à melhor técnica de acoplamento magnético, as topologias de conversores aplicáveis, métodos de controle, detecção de objetos estranhos, segurança com relação à irradiação eletromagnética, alinhamento, variações na distância entre as bobinas e o rendimento da estrutura, ainda devem ser melhor compreendidas e definidas para que a tecnologia se torne viável para a aplicação em automóveis [227–229].

Figura 8 – Diagrama típico de carregador com conversão CA−CC, estágio CC−CC isolado via bobinas de indução e estágio CC não isolado na saída.



Esta estrutura que transfere energia por meio do ar utiliza, em suas bobinas, circuitos ressoantes que podem ser conectados de tal maneira a formar uma rede LC série, paralelo, misto ou circuitos híbridos (LCL, LCC, $CLCL$, $LCCL$) [32,210,230–234]. Estes circuitos ressonantes

(ou circuito tanque) utilizados, têm como objetivo minimizar o consumo ou fornecimento de potência aparente (VA) entre a fonte e a carga, aumentar a capacidade de transferência de energia do circuito por meio do ar e proporcionar comutação suave ao conversor para melhorar seu rendimento [235–238].

A escolha do circuito ressonante mais adequado para a aplicação precisa levar em consideração a complexidade para controle da estrutura, rendimento e as varições paramétricas que o circuito vai ser submetido, como variação da distância entre as bobinas e seu desalinhamento, por exemplo. Para esta aplicação, estudos indicam que os sub sistemas[5] devem ter rendimento entre $96\,\% \sim 97\,\%$ para que o sistema global apresente rendimento final na ordem dos $85\,\% \sim 90\,\%$ [209, 239].

Conforme ilustrado na Figura 8, a estrutura possui três estágios de conversão de energia, onde o estágio CA−CC faz a interface entre a fonte de alimentação CA e o segundo estágio que acomoda a etapa WPT ou IPT, e o estágio CC−CC, na saída, é conectado à bateria que fica isolada da fonte de alimentação [240]. A topologia mais tradicional, onde ocorre somente fluxo unidirecional de energia, foi abordada pela referência [241], onde o autor propõe um carregador de nível 2 com conversor Full-Bridge IPT na entrada, conectado a uma rede LCL ressonante, um retificador a diodos na saída e um conversor CC−CC Boost entre o retificador e a bateria para a elevação da tensão, onde a estrutura apresentou um rendimento aproximado de $90\,\%$.

Os trabalhos [26] e [242] também apresentam uma estrutura unidirecional com comutação suave, que utiliza acoplamento indutivo e um circuito ressonante associado a um transformador com núcleo magnético que é separado em duas partes, o lado primário ligado a um conversor Full-Bridge que faz a interface entre o carregador e a fonte externa que fica fora do veículo, e o lado secundário que está conectado a um retificador onda completa a diodos que fica embarcado no veículo. Para fazer a recarga das baterias, as duas partes do transformador precisam ser aproximadas ou unidas de tal forma a permitir que o circuito magnético se feche e ocorra a transferência de energia. Como a estrutura apresenta corrente pulsada na saída, o estágio ressonante é submetido a amplitudes maiores de corrente, e o retificador e os demais semicondutores são submetidos a maiores esforços de corrente, reduzindo assim o rendimento da estrutura que se torna menos eficiente em relação a outras solução IPT.

Em [243], é desenvolvido um método de transferência de energia e as bobinas para uma estrutura unidirecional de nível 2 que utiliza um conversor CC−CC Full-Bridge conectado ao circuito ressonante e as bobinas, com retificador onda completa a diodos na saída conectado a um filtro CL para fornecer tensão e corrente de melhor qualidade para a bateria [244]. Em resultados experimentais obtidos pelo autor, a estrutura atingiu um rendimento pouco acima de $95\,\%$. Na referência [245], o autor também apresenta a mesma topologia e obtém um rendimento equivalente para o mesmo nível de potência com comutação suave no circuito ressonante adotado.

No estudo apresentado em [246], o autor também só desenvolve o método de transferência de energia para uma estrutura unidirecional de nível 2 que utiliza um estágio CA−CC com PFC na entrada, um conversor CC−CC Full-Bridge com retificador onda completa a diodos na saída e aplica um filtro CL entre a bateria e o retificador, obtendo rendimento em torno de $96\,\%$.

A estrutura da Figura 8 também poder ser aplicada a topologias que permitam fluxo bidirecional de energia para atender a elevada demanda de carga de diversos veículos, ou mesmo, podem ser conectadas em paralelo, possibilitando o V2G. E a referência [247] apresenta uma solução de estrutura bidirecional nível 3 para a conexão dos veículos ao sistema elétrico, empregando um conversor CA−CC trifásico na entrada, uma estrutura CC−CC isolada com acoplamento indutivo e um conversor CC−CC na saída para realizar o controle do fluxo de energia da bateria. Em [248], um retificador CA−CC na entrada e um conversor Full-Bridge conectado às bobinas do acoplamento indutivo denominado de *Contactless Energy Transfer*

[5] Outros conversores presentes no sistema.

(CET) são aplicados para o processamento de 25 kW.

Para simplificar e eliminar o estágio de conversão CC−CC na saída, uma estrutura bidirecional IPT de nível 1 com diversas saídas para a conexão e integração de EVs é proposta e ensaiada em [249]. A topologia Full-Bridge é utilizada na entrada e nas diversas saídas que são conectadas diretamente à bateria do veículo, no entanto, a estrutura requer complexos sistemas de controle para o gerenciamento das diversas portas e o adequado funcionamento do circuito ressonante [250].

O trabalho [208] aplica uma topologia bidirecional Full-Bridge para nível 2 com circuito ressonante que opera com frequência fixa, obtendo rendimento máximo de 95 %. Com o aumento das distâncias entre as bobinas, o rendimento vai sendo reduzido, apresenta problemas de transferência de energia quando ocorre desalinhamento da bobinas e o ganho de tensão é afetado, pois aumenta à medida que a distância entre as bobinas também aumentam.

A estrutura IPT também pode ser aplicada diretamente a um conversor matricial, sem os estágios CA−CC da entrada e CC−CC de saída. O principal objetivo é eliminar o estágio de conversão entre a fonte e o conversor IPT, eliminar o capacitor do barramento CC que é conectado à entrada deste conversor, assim como, o indutor de filtro na entrada para melhorar o rendimento da estrutura e reduzir volume, mas mantendo ainda fluxo bidirecional de energia no sistema. A estrutura matricial converte assim o sinal de baixa frequência da fonte senoidal de entrada em outra frequência mais elevada para que seja possível a transferência da energia entre as bobinas acopladas e o circuito ressonante LCL. No entanto, filtro LC de entrada, algoritmos complexos e comutações precisas ainda precisam ser aplicados para a limitação de interferências e o controle da corrente da estrutura [251].

Em [252], é proposta a utilização de dois conversores Full-Bridge conectados ao mesmo barramento de forma direta, *back-to-back* (BTB), sem o capacitor e o indutor no barramento CC, onde o primeiro está ligado à fonte senoidal de entrada por meio de um filtro CLC, e o segundo às bobinas e ao circuito LC ressonante. O conversor Full-Bridge conectado à estrutura IPT não possui filtro na saída, é conectado diretamente às baterias. Esta proposta é apresentada como uma alternativa para eliminar os grandes capacitores eletrolíticos no barramento CC de entrada dos conversores CC−CC Full-Bridge, que tornam o sistema volumoso, caro e menos confiável. Uma outra alternativa seria utilizar conversores matriciais, porém a sua implementação é mais complexa e não proporciona o nível de segurança e confiabilidade que a aplicação requer. O autor implementou um protótipo de 1,1 kW, onde informa que os resultados sugerem níveis estáveis para o rendimento, fator de potência e baixa THD.

Estruturas IPT bidirecionais apresentam circuitos ressonantes de elevada ordem, complexos e bastante suscetíveis às variações paramétricas do sistema, assim como, do método de controle empregado. Portanto, são sistemas mais difíceis de implementar e aplicar em relação às estruturas unidirecionais. A grande maioria dos projetos utilizam topologias tipo Full-Bridge para fazer o controle do fluxo de energia entre as portas, porque proporcionam amplas possibilidades e variáveis para o controle da estrutura [253].

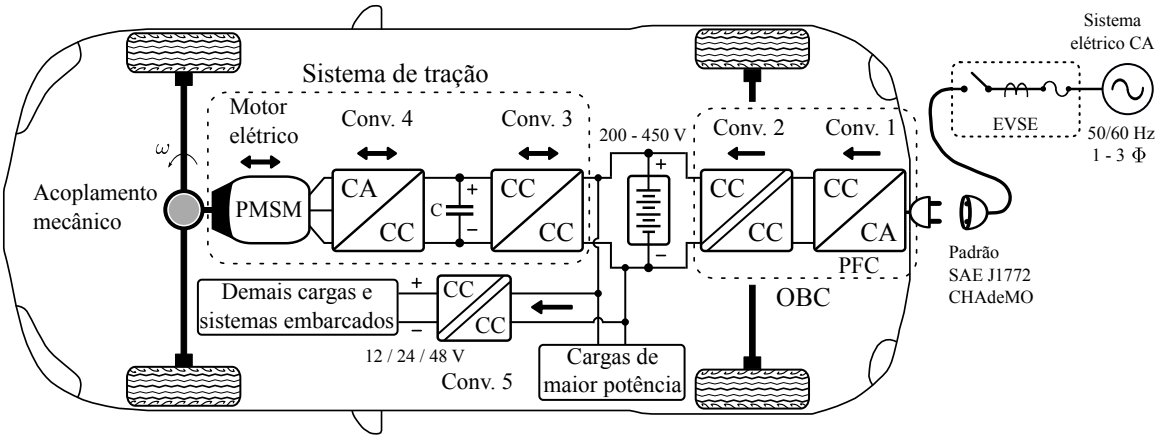
A escolha do tipo de circuito, topologia, do sentido do fluxo de energia mais apropriado ocorrerá de forma natural à medida que a indústria adotar novos padrões, que as necessidades surgirem e a tecnologia avançar. Assim como ocorre com a estrutura anterior, buscando conversores com maior densidade de potência e sistemas mais eficientes, a comunidade acadêmica e a indústria ainda apresentam tendências de eliminar o último estágio de conversão deste tipo de carregador, onde um filtro LC também pode ser utilizado no lugar deste conversor CC−CC para assegurar a qualidade da corrente e tensão de saída que a bateria requer.

1.3.6 Arquitetura do sistema elétrico de tração de um veículo elétrico

Uma representação típica de um sistema elétrico de tração de um EV com seus principais componentes é apresentado na Figura 9, onde é possível identificar um clássico carregador de baterias unidirecional com conversão CA−CC embarcado no veículo (OBC). É identificado sua conexão com o EVSE, que está localizado externamente ao veículo, no qual é responsável pelo monitoramento e proteção da energia drenada da fonte CA pelo conversor. Identifica-se ainda, o circuito elétrico de tração principal que aciona o motor elétrico e promove seu deslocamento, assim como, as demais cargas elétricas e sub sistemas que estão embarcadas no veículo [7, 11, 24, 254, 255].

Conforme visto anteriormente, cinco estruturas possíveis podem ser aplicadas para a realização da recarga das baterias do veículo, porém, a representação do OBC utilizada aqui é a mesma ilustrada na Figura 7, que é um dos objetivos do estudo deste trabalho e não necessita ser bidirecional, porém, possui um estágio CC−CC isolado por transformador em alta frequência. Este carregador é conectado à fonte CA externa por meio de conexões/conectores físicos específicos e padronizados pelas principais normas do setor.

Figura 9 – Sistema elétrico de tração típico com carregador CA−CC isolado de nível 1 ou 2 embarcado no EV.



O sistema de tração ilustrado na Figura 9, responsável em promover o deslocamento do veículo, é representado por dois conversores não isolados, os conversores 3 e 4, os quais obrigatoriamente necessitam ser bidirecionais para possibilitar a recuperação parcial da energia de uma frenagem regenerativa. A topologia empregada para o conversor 4 depende da tecnologia e tipo de motor elétrico utilizado na tração, e o conversor 3 pode ou não ser necessário no circuito. Ele pode ser suprimido quando o conversor 4 (CA−CC) adotado, conseguir operar sob as condições de variação de tensão no barramento CC impostas por características de carga e descarga da tecnologia de bateria, e consiga fornecer corrente elétrica à bateria, proveniente de uma frenagem regenerativa, de forma satisfatória com certa qualidade para não provocar a degradação prematura do banco de baterias ao longo do tempo, comprometendo o desempenho do sistema. O emprego do conversor 3 no sistema também possibilita o controle mais adequado do fluxo de energia dos elementos acumuladores de energia, onde supercapacitores poder ser aplicados no barramento CC (entre os conversores 3 e 4) para aumentar o potencial de armazenamento de energia no sistema, elevando consideravelmente sua densidade de energia e o tempo de vida útil das baterias [21, 256, 257].

Os demais circuitos e cargas elétricas auxiliares, como o sistema de ar condicionado, direção elétrica, bombas, podem ser alimentados diretamente por meio do barramento CC do banco de baterias, que pode ser configurado pela montadora dentro de uma faixa de 100 V a 800 V para atender a demanda de todo o sistema embarcado no EV e/ou HEV [38, 258, 259]. Circuitos não menos essenciais ao funcionamento do veículo, como os faróis, iluminação, sistema

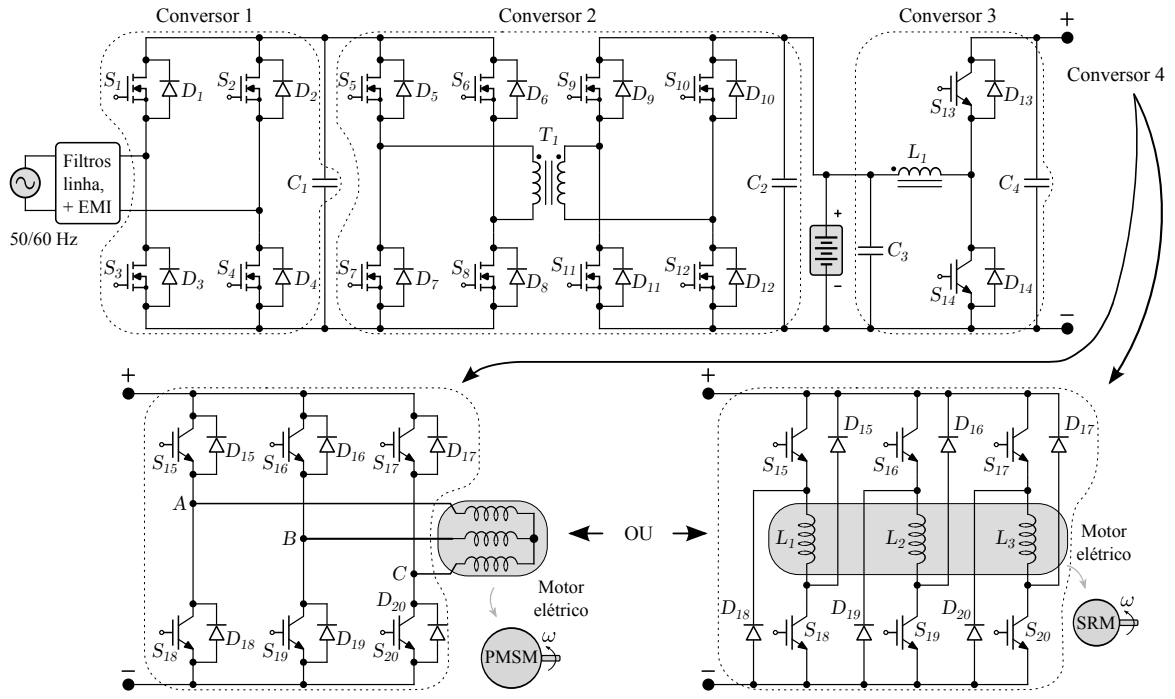
de navegação e multimídia, por exemplo, geralmente estão conectados a uma segunda bateria de baixa tensão ($12\,V \sim 48\,V$) por meio de um conversor CC−CC de baixa potência ($< 1{,}5\,\text{kW}$), sem necessidade de bidirecionalidade de energia, que pode ser utilizado para fazer a adequação entre os níveis de tensão e/ou fornecer o isolamento galvânico requerido para maior segurança dos usuários [17], [258]. Diversas topologias de conversores já foram apresentadas ou propostas para serem aplicadas a diferentes locais e circuitos a bordo de EVs e HEVs [260], [261].

Conforme apresentado na estrutura da Figura 7 e com foco direcionado a conversores CC−CC bidirecionais, é possível atribuir à estrutura DAB, inicialmente introduzido por [116] e [262] (Patente US5027264), como sendo a mais promissora e largamente utilizada por oferecer diversos recursos desejáveis para a aplicação como estágio CC−CC simples, que proporciona isolamento galvânico entre suas portas e ajuste de tensão pela relação de espiras do transformador, estrutura naturalmente bidirecional sem a necessidade de adicionar elementos externos. Permite aplicação de diversas técnicas de comutação suave, circuitos ressonantes, podendo elevar a frequência de comutação e aumentar a densidade de potência com elevada eficiência, e possibilita o controle do fluxo de potência ativa entre carga e fonte [263–265]. Porém, quando um indutor de filtro é adicionado a uma de suas portas e técnicas de comutação suave são aplicadas, é necessário introduzir circuitos adicionais de grampeamento, complementares, ou realizar alterações na topologia para que a corrente armazenada no indutor possa fluir sem que ocorra problemas de transferência de energia ou que circule correntes indesejadas no primário do transformador e seu desempenho seja degradado [155, 165, 169, 266–274].

Na Figura 10, é ilustrado o circuito elétrico completo que é aplicado a bordo do veículo apresentado na Figura 9, onde identifica-se as topologias bidirecionais mais clássicas que formam o carregador OBC e o sistema de tração, assim como, as duas topologias mais empregadas (conversor 4) para o acionamento do respectivo motor elétrico (tipo PMSM ou SRM) [14, 17, 275, 276].

O conversor 1 é composto por uma típica topologia Full-Bridge ou VSI que necessita da adição de filtros passivos de linha para conexão com a fonte CA externa de baixa frequência, onde opera nos quatro quadrantes do plano P [W] por Q [Var] para proporcionar fluxo bidirecional de energia, sendo utilizado também, em alguns estudos, como compensador de energia reativa no sistema elétrico [277–280].

Figura 10 – Circuito elétrico bidirecional clássico com carregador de bateria e sistema de tração de um EV.



Para a topologia DAB, aplicada ao conversor 2, a tensão sobre o banco de baterias normalmente é inferior à tensão de entrada no barramento onde o capacitor C_1 está conectado, então modulação PWM convencional geralmente é utilizada para proporcionar um projeto com maior densidade de potência, no entanto, circuitos ressonantes ou que utilizam modulação com deslocamento de fase entre os pulsos de comando (*phase-shifted*) também são bastante explorados e permitem um bom controle do fluxo de energia entre suas portas [281], [282]. Topologias tipo DAB trifásica também podem ser aplicadas quando se deseja aumentar a capacidade de transferência de potência no circuito em estações de reabastecimento, por exemplo [116], [283], [284]. Estruturas bidirecionais que utilizam a topologia Half-Bridge tipo DHB também podem ser escolhidas, como a que possui alimentação em corrente introduzida por [285] e [286], quanto à fonte de alimentação é de baixa tensão, ou então, um misto entre a Full-Bridge e a Half-Bridge também é encontrado em [287], [288].

Conforme verificado pela revisão bibliográfica, algumas soluções de conversores CC−CC propostas necessitam da aplicação de filtros passivos entre o estágio retificador de saída do conversor e o banco de baterias para reduzir a ondulação de corrente e evitar a degradação prematura e redução da vida útil das mesmas. No entanto, isso pode elevar o volume e peso do circuito elétrico do conversor e introduz mais perdas no sistema de armazenamento de energia, resultando em características indesejáveis para a aplicação.

Com o objetivo de minimizar esta ondulação de corrente e evitar a utilização de um banco de baterias de elevada tensão ($> 450\,\mathrm{V}$), topologias de conversores CC−CC bidirecionais derivados do Buck e conversor Boost são as mais empregadas, como ocorrem com o conversor 3 da Figura 10. Este conversor proporciona a interface entre a bateria e o barramento CC de alta tensão onde o conversor de tração está conectado, apresenta características de fonte de corrente para a bateria e possui um circuito de potência relativamente simples quando elevado ganho de tensão ou isolamento galvânico não é requerido.

A técnica de intercalar ou entrelaçar os conversores, denominada de *interleaving*, já é bem conhecia e estudada na literatura, por proporcionar a redução de ondulação de corrente na fonte, redução dos elementos passivos de filtro, melhorar a resposta dinâmica, e pela divisão dos esforços de corrente e redundância entre os braços do conversor, acarretando em um melhor rendimento [111], [289–292]. Além disso, vem se tornando uma alternativa quando se deseja aumentar a potência do conversor e reduzir seu volume total, já que a simples elevação da frequência de comutações dos interruptores não se apresenta como um sucesso pleno para o aumento da densidade de potência, por provocar e elevação das perdas nos componentes e o consequente aumento do dissipador de calor.

Os autores [293] apresentaram o estudos de um carregador de bateria unidirecional para HEVs de 3,3 kW, onde abordam somente o estágio CC−CC isolado por transformador de alta frequência em que fazem uso desta técnica de *interleaved*, utilizam dois conversores Full-Bridge conectados em paralelo, processando cada um, metade da potência da carga com comutação suave por meio da indutância de dispersão dos transformadores [294]. Obtendo como benefícios a redução do volume dos filtros de entrada e saída, menores esforços de corrente nos semicondutores e modularidade.

Esta técnica de modularidade de unidades, que são conectadas em paralelo para aumentar a capacidade de processamento de energia, aliada a técnica de intercalação, cria um sistema redundante que fica menos suscetível a falhas que podem provocar a total parada do funcionamento da planta, eleva o rendimento global do sistema e reduz volume [295, 296].

1.4 CONCEPÇÃO DA TOPOLOGIA PROPOSTA NA TESE E SUA APLICAÇÃO

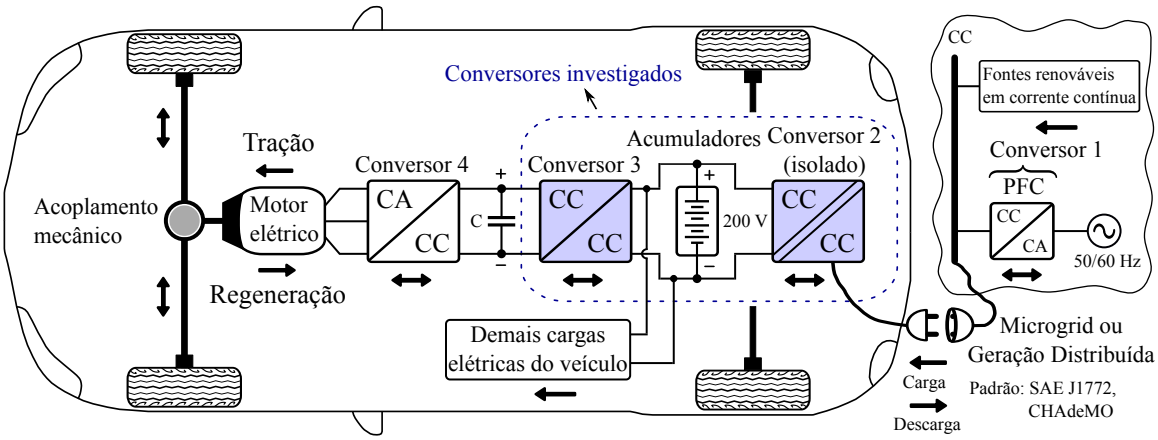
Nesta seção, é realizada uma explanação para a compreensão da proposta do autor com foco na aplicação, que requer certos requisitos para atender aos veículos elétricos e híbridos, assim como, é apresentada a concepção das topologias dos conversores desenvolvidos a partir de conversores clássicos já bem populares e conceituados nas literaturas.

A partir do conhecimento adquirido por meio da revisão anteriormente descrita, é possível afirmar que a utilização de conversores CA−CC com alimentação monofásica são os predominantes e mais comuns encontradas na aplicação como carregador de baterias que fica a bordo do veículo onde, obrigatoriamente, necessitam ter correção do fator de potência e filtros de supressão de EMI no ponto de conexão com a fonte.

Apesar destes conversores obrigatoriamente não necessitarem ser bidirecionais, a tendência para a utilização de estruturas bidirecionais aos OBCs vem ganhando motivação por apresentar vantagens como integração do veículo ao sistema elétrico de distribuição (V2G), a possibilidade de conexão nas residências (V2H), onde os EVs possuem uma grande capacidade de armazenamento de energia em suas baterias e podem suprir eventuais demandas do sistema local, operar como *no-break* para manter cargas vitais em operação ou, até mesmo, fazer a compensação de energia reativa como filtro ativo, denominado de *Active Power Filter* (APF), e a regulação de tensão do sistema quando muitos veículos estiverem conectados a ele [297–302]. Contudo, conversores que possibilitam fluxo unidirecional de energia, tendem a ter circuitos mais simples de implementar em relação a estrutura bidirecional que podem operar nos quatro quadrantes do plano V - I. Então, a escolha da topologia a ser utilizada no carregador pode afetar consideravelmente o projeto, a aplicabilidade e a funcionalidade da estrutura [123], [303].

Com base no típico circuito elétrico bidirecional ilustrado na Figura 10, que é aplicado a bordo do EV ou HEV, conforme apresentado na Figura 9, é possível delimitar o foco desta pesquisa para o desenvolvimento de soluções alternativas para os conversores 2 e 3. Partindo dessas características, a Figura 11 ilustra estes conversores investigados e propostos neste trabalho.

Figura 11 – Sistema elétrico de tração com a proposta de dois conversores CC−CC bidirecionais embarcado no EV ou HEV.



Destaca-se como a principal mudança proposta para o sistema elétrico do veículo a remoção do conversor 1 a bordo do mesmo, restringindo sua aplicação e utilização a pontos de recarga externos que são espalhados pela cidade onde, podem ser integrados ao EVSE e estar adequadamente instalados nas garagens onde o veículo fará a recarga das baterias, já que representa um volume extra para o veículo durante os percursos de condução ou quando a fonte de alimentação CA não for necessária. Como isso permanece a bordo, somente o estágio CC−CC

isolado por transformador em alta frequência, que pode ser conectado a fontes de natureza CC provenientes de sistemas de distribuição em corrente contínua como o Microgrid que possui fontes geradoras oriundas de recursos renováveis como a geração eólica e solar, por exemplo. Estes sistemas distribuídos vem se tornando importantes alternativas para o suprimento sustentável da atual e de futuras demandas de energia.

Conforme representado na Figura 11, o sistema de distribuição em corrente contínua em residências, como o Microgrid, tem despertado o interesse comercial e da comunidade científica nos últimos anos, onde vem ganhando força com a introdução de tecnologias de fontes renováveis para a geração de energia elétrica, pois a maioria delas já produzem energia em CC, como os painéis fotovoltaicos e a célula a combustível [304–306]. Com a possibilidade de conectar o EV à residência V2H, o estágio de conversão CA−CC do carregador de baterias que está a bordo pode ser então eliminado do veículo e incorporado ao sistema do Microgrid e ao EVSE, fornecendo a interface entre a fonte CA do sistema elétrico de distribuição e o barramento CC onde o veículo será conectado.

A partir da utilização de conversores bidirecionais nos EVs, é possível fazer a integração destes a outros sistema de distribuição em corrente contínua e aplicá-los a residências, unindo fontes geradoras distribuídas e sistema de armazenamento de qualidade, ou ainda, formar sistemas elétricos de fornecimento de energia para grupos de consumidores que se encontram afastados dos centros urbanos. Estes sistemas também são designados nas literaturas como sistemas de geração distribuída, *Distributed Generation* (DG), cuja expressão é utilizada para denominar a geração de energia próxima ao consumidor final e a partir de múltiplas fontes. Neste caso, os elementos armazenadores de energia aplicados ao Microgrid ou DG, podem ser utilizados para suprir curtos períodos ou transitórios de demanda de energia, nos quais nenhuma das fontes principais opera em sua plena capacidade.

Com a possibilidade da conexão V2H, é minimizado o impacto que pode ser gerado a partir da criação de novas estações de carga de grande capacidade que necessitam ser distribuídas pela cidade, onde, em termos de gerenciamento de energia, podem se tornar um problema grave para os operadores e mantenedores do sistema elétrico local quando uma grande demanda de carga é exigida no mesmo intervalo de tempo. Este sistema também pode se tornar uma alternativa mais barata e eficiente do que o atual sistema em corrente alternada, já que eliminaria um estágio de conversão CA−CC[6] dos equipamentos eletrônicos e de alguns eletrodomésticos utilizados atualmente, e aproxima a fonte geradora do consumidor. Esta conexão direta em corrente contínua que o veículo dispõe, deve promover com maior facilidade e rapidez a sua integração com a rede de distribuição Microgrid de um determinado setor, bairro ou região, e é de simples implementação [307]. Para facilitar essa integração com os diferentes tipos de fontes e cargas, é que os conversores de múltiplas portas também vêm sendo propostos e aplicados ao sistema de EVs [308–310].

O isolamento galvânico proveniente do transformador modulado em alta frequência, no carregador de baterias que já está embarcado no veículo, possibilita maior segurança elétrica ao usuário, aos equipamentos e sistema elétrico do veículo, a adequação dos níveis de tensão entre fonte e carga e elimina a possível necessidade de utilização de um transformador de baixa frequência externo, quando necessita ser conectado à fonte CA para isolamento galvânico do sistema.

Estudos conduzidos por [311], indicam que as oscilações de corrente de baixa e alta frequência, ruídos elétrico injetados no barramento de alta tensão oriundos do conversor CA−CC de tração e do motor elétrico se não forem bem suprimidos entrarão no sistema elétrico das baterias, contribuindo para a degradação prematura do banco de baterias e reduzindo a vida útil das suas células, além de afetar o seu sistema de gerenciamento, do inglês *Battery Management*

[6] Retificador CA−CC de entrada, composto essencialmente por diodos.

System (BMS) [312].

Além disso, já foram constatados que os ciclos de carga e descarga da bateria contribuem para a redução da vida útil das células que a constituem, assim como a ondulação de corrente que também afeta e prejudica as mesmas, uma vez que produz pequenos ciclos alternados (ondulação CA) de carga e descarga sobre as células. [313, 314]. No entanto, os principais fatores de envelhecimento e degradação das baterias como a taxa de transferência de carga, o nível de tensão, a temperatura de operação e a corrente ainda são predominantes e não muito bem entendidas pela comunidade até o momento devido a sua complexidade e dinâmicas eletroquímicas das diferentes tecnologias de materiais utilizados na sua composição [315].

Baterias de lítio, Li-ion são muito populares e a escolha mais comum para o armazenamento de energia devido essencialmente à sua alta densidade de energia. Para maximizar a vida útil de uma bateria, o perfil de carregamento deve ser observado [161]. Para cada fabricante e modelo de bateria, é obtido um tipo de curva OCV (*Open-circuit Voltage*) por SOC (*State Of Charger*) distinta, porém, com perfil similares [316, 317].

Para a bateria de Lítio, cada célula individual varia entre 2,5 V quando está com pouca carga (não sofra descarga profunda) até 4,2 V para carga completa, onde esta faixa de operação evita danos à célula [318, 319]. No entanto, a tensão terminal é uma função direta da carga e sua faixa de variação é não linear, principalmente nos extremos onde a corrente é nula ou a bateria esta em repouso. Para um estado de carga (SOC) entre 0,2 e 0,8, a tensão tem um comportamento quase linear e varia pouco, ficando entre 3,5 V e 3,8 V. Portanto, a tensão nominal por célula é de 3,6 V, o que caracteriza aproximadamente a tensão média da bateria nesse intervalo linear.

Quando a bateria está completamente descarregada, o método de recarga normalmente empregado é dividido em três etapas de acordo com o estado da tensão terminal e valor de SOC, sendo: início em carga lenta ou pré-carga onde a corrente é limitada a um valor muito inferior a corrente nominal, passando para corrente nominal ou superior e finaliza com tensão constante. Estas etapas ainda podem ser delimitadas pelo tempo da recarga de acordo com a potência do carregador utilizada.

Em virtude de diversas células individuais serem conectadas em série no banco de baterias de EVs para obter tensões mais elevadas, problemas como a dificuldade na equalização de tensão dos grupos ou células da bateria são enfrentados, então, opta-se neste trabalho em utilizar o nível de tensão de 200 V para representar as baterias do veículo [320–324].

Topologias de conversores bidirecionais como o Flyback, já vêm sendo aplicadas dentro do banco de baterias em grupos de células com o objetivo de equalizar sua tensão e minimizar o efeito indesejável que o desequilíbrio de carga produz [325], [326]. Na literatura, outro fator apontado para que sejam utilizados níveis de tensão mais elevados na máquina elétrica, em relação ao banco de baterias do sistema de tração, é a possibilidade de recuperar parte da energia durante uma frenagem regenerativa mesmo quando o veículo está se locomovendo em baixas velocidades, ou seja, quando o motor elétrico gira em baixas rotações e, consequentemente, ocorre uma menor produção de campo magnético e menos força eletromotriz (*fem*) é induzida, produzindo assim uma menor tensão em seus terminais [95]. Neste caso, um estágio regulador de tensão entre o motor e a bateria é desejável para que uma adequada recuperação de energia e recarga das baterias possa ser realizada e controlada.

Na seção subsequente, as topologias propostas para a aplicação em EVs são descritas e geradas a partir de estruturas clássicas conhecidas na literatura.

1.4.1 Estrutura proposta e principais características

A proposta geral deste estudo consiste em propor duas topologias de conversores CC−CC bidirecionais derivadas de estruturas conhecidas nas literaturas como, o conversor Forward, o Flyback, o conversor Buck e o conversor Boost, em que consistem em: uma topologia com isolamento galvânico em alta frequência que é integrada à outra topologia não isolada por meio de um indutor compartilhado entre ambas, proporcionando baixa ondulação de corrente e possibilitando ajustes de maior qualidade na tensão e corrente de carga da bateria de um sistema elétrico de tração de EVs e HEVs.

A primeira topologia obtida e apresentada é derivada da estrutura clássica do conversor Buck, na Figura 12a. Os passos para sua obtenção são ilustrados na sequência da Figura 12. Para a obtenção do conversor Forward a partir do conversor Buck, é adicionada na Figura 12a, uma indutância L_m acoplada ao enrolamento N_3 e conectada ao diodo D_3, que promovem a desmagnetização do indutor quando o interruptor S_1 bloqueia, e como o indutor não pode ficar conectado diretamente em paralelo com o diodo de roda livre D_2, a adição do diodo D_1 se faz necessária, resultando no circuito da Figura 12b. Um transformador T_1 pode agora ser adicionado no lugar da indutância L_m, fazendo com que a fonte de entrada fique então isolada galvanicamente da carga, gerando assim, o clássico conversor Forward na Figura 12c, que contém o terceiro enrolamento e tem a função de desmagnetizar o transformador quando o interruptor é bloqueado. Este circuito pode ainda ser modificado para remover este terceiro enrolamento de desmagnetização, onde são adicionados mais um interruptor e um diodo ao enrolamento primário do transformador para formar o conversor Forward de dois interruptores, ilustrado na Figura 12d, que apresenta como principal vantagem o grampeamento da tensão de bloqueio sobre os interruptores, que fica limitada ao valor da tensão da fonte E de entrada [327].

O método de conexão de conversores em paralelo ou a técnica de estruturas modulares ainda pode ser aplicada a este conversor Forward [328]. E na Figura 12e, é ilustrada a maneira mais comum de se conectar o conversor Forward de dois interruptores em paralelo. Cada conversor possui seu próprio filtro e diodo de roda livre na saída [329–332]. Já na Figura 12f, os dois conversores que estavam conectados em paralelo são agora intercalados e compartilham o mesmo filtro L_1 e o diodo de roda livre D_2 na saída [333–336]. À esta estrutura, geralmente aplica-se estratégia de modulação por deslocamento de fase entre os pulsos de comando (*phase-shift*), por proporcionar a redução do volume dos elementos de filtro do conversor [337–339].

Observando a disposição dos componentes no circuito elétrico da topologia do conversor Forward de dois interruptores na Figura 12d e a sua versão intercalada na Figura 12f, é possível aproveitar a conexão dos diodos retificadores de saída e o transformador para produzir uma estrutura com capacidade de bidirecionalidade de energia, adicionando interruptores conectados em paralelo com os diodos D_1 e D_3.

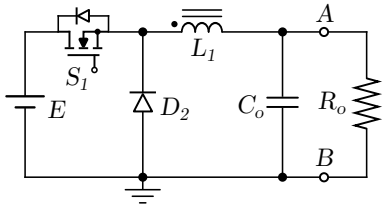
Deste modo, o conversor proposto é ilustrado na Figura 13 e denominado de conversor CC−CC bidirecional Forward / Flyback intercalado com indutor acoplado. Sua estrutura é generalizada para n - fases, onde pode-se agregar mais de dois transformadores na topologia, obtendo maior processamento de potência e reduzindo ainda mais a ondulação de corrente e de tensão da entrada e saída.

Para operação no sentido *forward* (modo carga ou sentido direto), seu funcionamento é idêntico ao do conversor Forward intercalado ilustrado na Figura 12f, onde opta-se em acoplar um indutor "L_2" ao indutor de filtro de saída já existente. A frequência da ondulação de corrente de saída e entrada é multiplicada por "n", pois representa o número de fases utilizados na topologia.

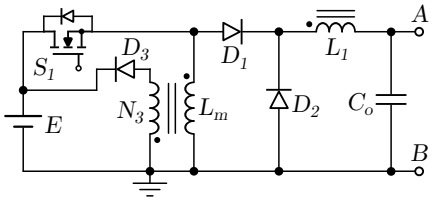
Para operação no sentido *flyback* (modo descarga ou sentido inverso), seu funcionamento se assemelha ao de um conversor Flyback intercalado. Porém, para operar como Flyback no sentido inverso, a fonte de alimentação do respectivo estágio deve ter características de fonte

Figura 12 – Obtenção do conversor Forward intercalado a partir da topologia do conversor Buck clássico.

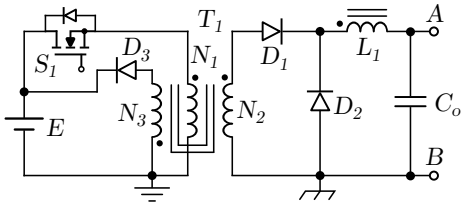
(a) Conversor Buck clássico.



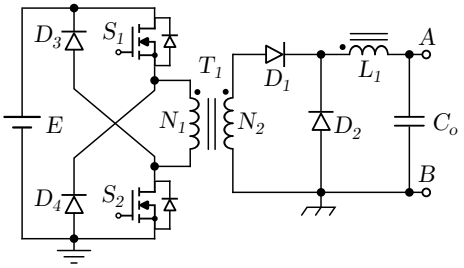
(b) Adaptação de uma indutância adicional ao Buck (enrolamento N_3).



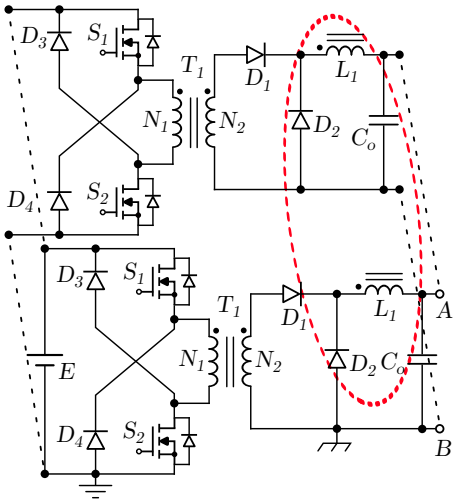
(c) Forward com enrolamento desmagnetizante.



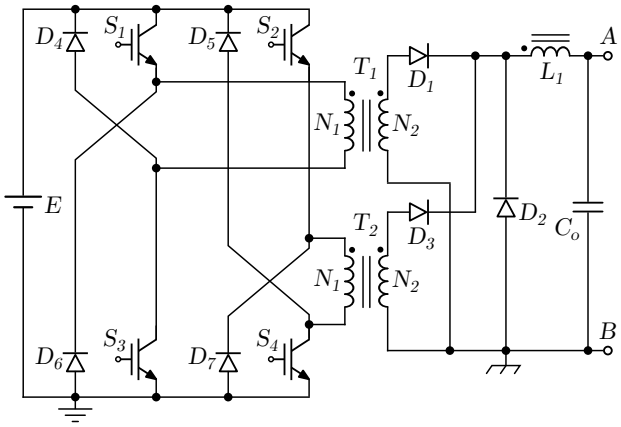
(d) Forward com dois interruptores [327].



(e) Dois conversores Forward conectados em paralelo.



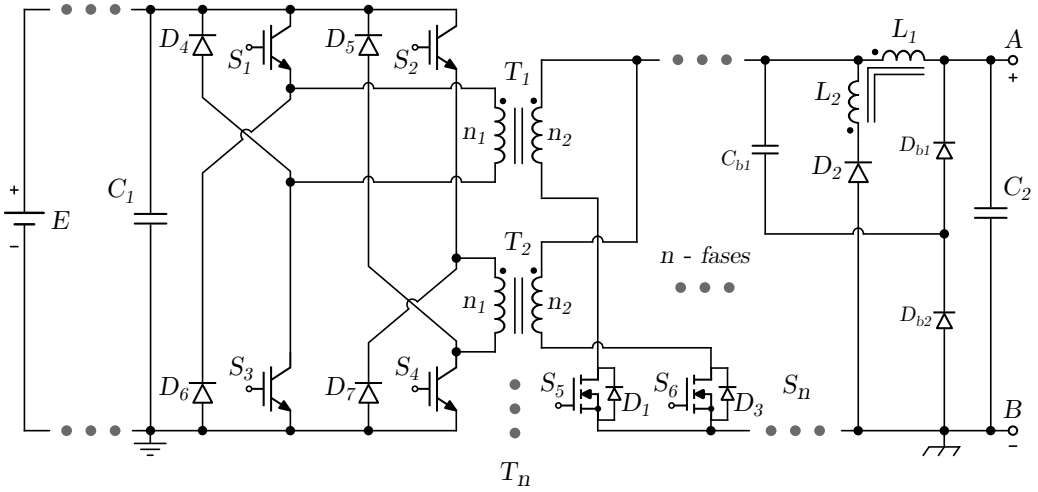
(f) Forward intercalado com dois transformadores [335], [336].



de tensão, então opta-se em adicionar um circuito auxiliar entre o indutor L_1 e a fonte de alimentação, representado pelos componentes C_{b1}, D_{b1} e D_{b2} [340–342]. Este par L_1 e C_{b1} configuram um circuito de filtro para a alimentação do estágio Flyback, onde trocam energia de acordo com as etapas de comutação dos interruptores. O circuito é utilizado em conjunto com algumas topologias de conversores básicos e denominado nas literaturas como conversores quadráticos, pois apresentam ganho estático elevado à segunda potência e surgiram como uma alternativa à utilização de topologias em cascata que empregam mais interruptores ativos quando elevado ganho de tensão é exigido no circuito [343]. Estas estruturas de conversores quadráticos foram inicialmente aplicadas a topologias básicas com conversão CC−CC, conforme [344–346].

Os interruptores desta topologia são acionados usando modulação por largura de pulso, onde a corrente de saída nos pontos A e B da Figura 13, quando o conversor opera no sentido *forward*, apresenta baixa ondulação com componente fundamental de pelo menos o dobro do valor da frequência de comutação dos interruptores. Os sinais de comando dos interruptores do lado direito, quando operam no sentido *flyback*, possuem a mesma referência, onde são utilizados dois para a transferência de energia para a outra porta, porém, a comutação de

Figura 13 – Conversor CC−CC bidirecional Forward / Flyback intercalado com indutor acoplado de n - fases proposto.



todos os interruptores é dissipativa. Por apresentar características de fonte de corrente na porta dos pontos A e B quando opera no sentido *forward* e volume reduzido dos filtros promovido pela técnica de intercalação, esta topologia, possui características desejáveis para a recarga de baterias, onde tem a capacidade de fornecer corrente com baixa ondulação às mesmas e apresenta circuito elétrico de potência simples com reduzido número de componentes.

Diversas propostas de conversores CC−CC bidirecionais vem surgindo nas últimas décadas para suprir diferentes necessidades e aplicações, e normalmente são criados a partir de topologias unidirecionais em que se substitui os semicondutores unidirecionais (diodos) por elementos bidirecionais, como os transistores que podem ser conectados em antiparalelo ou associados aos diodos. Ou ainda, é possível obter estruturas bidirecionais por meio da combinação ou associação de topologias de conversores e células de comutação.

O conceito de célula de comutação, que inicialmente foi apresentado por [347], e posteriormente estudado em [348–350], consiste em obter novas topologias de conversores CC−CC (na maioria de segunda ordem ou superiores) a partir de topologias básicas com dois semicondutores, e pode ser definida como a combinação de elementos passivos (indutores e capacitores) e elementos ativos (semicondutores), que formam uma estrutura topológica que processa energia. Este conceito foi impulsionado também pelo crescimento de possíveis aplicações que necessitam de topologias com reduzido peso e volume, elevada eficiência e capacidade para o processamento de grande quantidade de energia.

Conhecendo algumas topologias clássicas já difundidas nas literaturas, como o conversor Push-Pull e o Flyback, é possível obter novas estruturas ou combinações destas [351], [352]. Para facilitar a compreensão da obtenção da segunda topologia, é apresentado um novo diagrama ilustrativo na Figura 14, que inicia apresentando um conversor Push-Pull alimentado em tensão e com filtro LC de saída. Este conversor pode ainda ser alterado aplicando o indutor L_1 de saída em série com a fonte de entrada, conforme Figura 14b, para drenar corrente com baixa ondulação da mesma, porém, para a proteção dos interruptores quando ambos são comandados a bloquear, normalmente utiliza-se um enrolamento de proteção que é acoplado ao indutor L_1, representado por L_2. É este indutor acoplado que proporciona a transferência de energia para a saída e um caminho para a corrente quando ocorre falha nos dois interruptores [353], [354].

Na Figura 14c, o isolamento é então removido, conectando-se o ponto B ao GND do lado primário, e o lado secundário do transformador é referido ao lado primário, separando o transformador em dois outros enrolamentos independentes, onde o transformador 1 é constituído pelas espiras N_{p1} e N_{s2}, e o transformador 2 pelas espiras N_{p2} e N_{s1}, resultando no circuito

ilustrado na Figura 14d. Como agora o circuito não possui mais isolação galvânica, o anodo de D_1 e de D_2 são conectados às suas respectivas bobinas no primário e o indutor acoplado L_2 com seu diodo, podem então ser removidos do circuito. Rearranjando melhor o circuito, chega-se à célula de comutação tipo Boost, conforme [348], que é ilustrada na Figura 14e.

A partir do circuito elétrico de potência do conversor *Weinberg* [355–357], na Figura 14g, ou de sua versão isolada, [358], [359], também é possível obter novas estruturas de conversores, fazendo a combinação e/ou acoplamento de seus circuitos. Portanto, fazendo a combinação da topologia bidirecional da Figura 14f, mais a topologia *Weinberg* não isolada da Figura 14g, e as unindo na estrutura do conversor tipo Boost da Figura 14e, é possível obter uma nova topologia de conversor CC−CC bidirecional intercalado que pode operar como Buck (abaixador de tensão) ou como Boost (elevador de tensão), que é ilustrada na Figura 14h.

O conversor bidirecional ilustrado na Figura 14h, porém sem a divisão do indutor de entrada L_1, já vem sendo aplicado ao sistema elétrico de tração de alguns EVs e HEVs pelas características já mencionadas anteriormente. Acoplando então os enrolamentos de L_2, obtemos como benefício a redução do volume total do indutor em relação à sua versão não acoplada e um melhor equilíbrio na distribuição de corrente entre os semicondutores do conversor [360–363].

Em [364–366], é apresentada uma estrutura do conversor Boost intercalado de dois braços, onde o autor propõe a adição de mais um braço conectado em paralelo a cada braço já existente, resultando em uma estrutura intercalada com dois braços conectados em paralelo para cada indutor, denominado pelo autor de *Multidevice Interleaved Boost Converter* (MDIBC). Esta topologia, por utilizar mais um semicondutor conectado em paralelo a cada braço, se torna um importante aliado para a redução de perdas em condução nos semicondutores, proporciona reduzida ondulação de tensão e corrente drenada da bateria, reduzido volume dos elementos passivos, incrementa a densidade de potência do conversor, obtém elevada eficiência e fica menos susceptível a falhas em algum semicondutor [367], [368]. Os semicondutores são comandados por meio da técnica de *phase-shift*, onde os pulsos enviados para os interruptores conectados ao mesmo indutor sempre estão deslocados em $180\,^\circ$ para assegurar que a frequência de ondulação da corrente sobre cada indutor seja sempre o dobro da frequência de comutação dos interruptores. O padrão para a sequência de comutação dos interruptores é dada por $360\,^\circ/(n \text{ x } m)$, onde: n é o número de indutores ou de fases e m é o número de braços em paralelo conectados ao mesmo indutor. A frequência de ondulação da corrente drenada da bateria resulta então na relação do produto n x m da frequência de comutação imposta sobre os interruptores [140].

Este conversor foi desenvolvido para aplicação em alta potência ($20\,\text{kW} \sim 50\,\text{kW}$) e apresenta circuito de potência simples por ser derivado das estruturas clássicas dos conversores Buck e Boost que são naturalmente bidirecionais, porém, é necessária a utilização de mais semicondutores e circuitos para seu acionamento em relação à versão intercalada clássica, no entanto, apresenta uma melhor e mais rápido desempenho dinâmica e uma melhor eficiência na transferência de energia, características bastante desejadas para a aplicação em EVs [140].

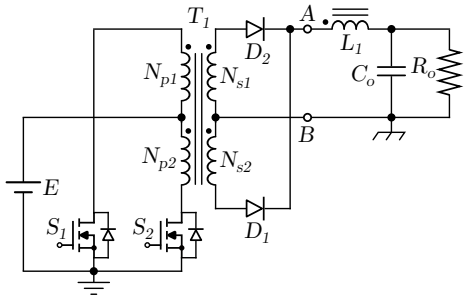
A partir do circuito apresentado por [364] é possível então aplicar a estrutura modular e intercalamento de braços na topologia ilustrada na Figura 14e para criar um novo circuito de potência com indutores acoplados, conforme ilustrado na Figura 15.

A Figura 15 ilustra a topologia do conversor CC−CC bidirecional intercalado e modular com indutor acoplado proposto, que poder ser configurado de acordo com a relação do produto n x m. O indutor acoplado L_2 pode possuir "n" enrolamentos, porém sempre maior ou igual a dois orientados de acordo com a necessidade da aplicação ou escolha do projetista.

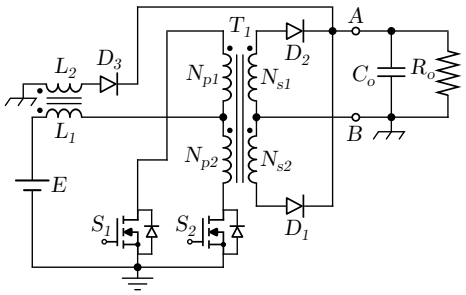
Conforme abordado na seção anterior, objetivando a aplicação no sistema elétrico do veículo ilustrado na Figura 11, a topologia do conversor 2 será assumida pela estrutura apresentada na Figura 13 utilizando duas fases ($n = 2$), e a topologia do conversor 3 será assumida pela estrutura apresentada na Figura 15 aplicando a relação 2 x 2, duas fases e dois braços. E, obser-

Figura 14 – Obtenção do conversor CC−CC bidirecional intercalado com indutor acoplado a partir do conversor Push-Pull clássico.

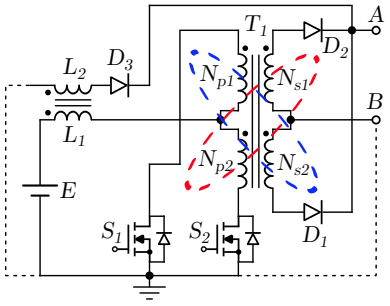
(a) Conversor Push-Pull alimentado em tensão.



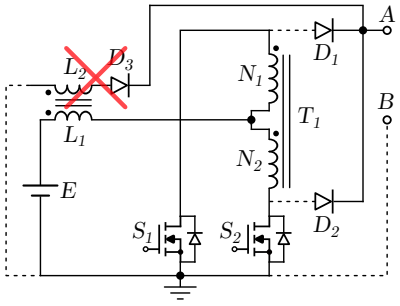
(b) Conversor Push-Pull alimentado em corrente [353].



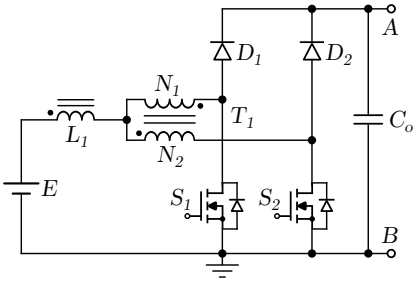
(c) Isolamento é removido no conversor Push-Pull clássico.



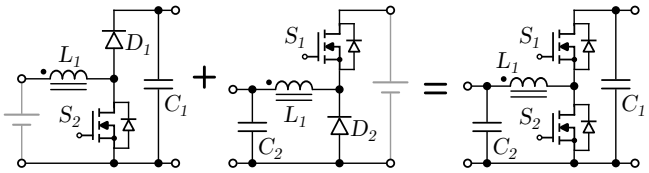
(d) Sem isolamento, o indutor acoplado é removido.



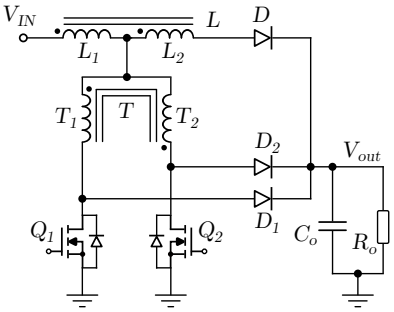
(e) Célula Boost derivada do Push-Pull [348].



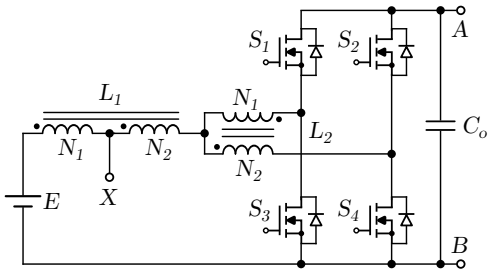
(f) Obtenção do conversor Buck e Boost bidirecional.



(g) Conversor de *Weinberg* não isolado [355].

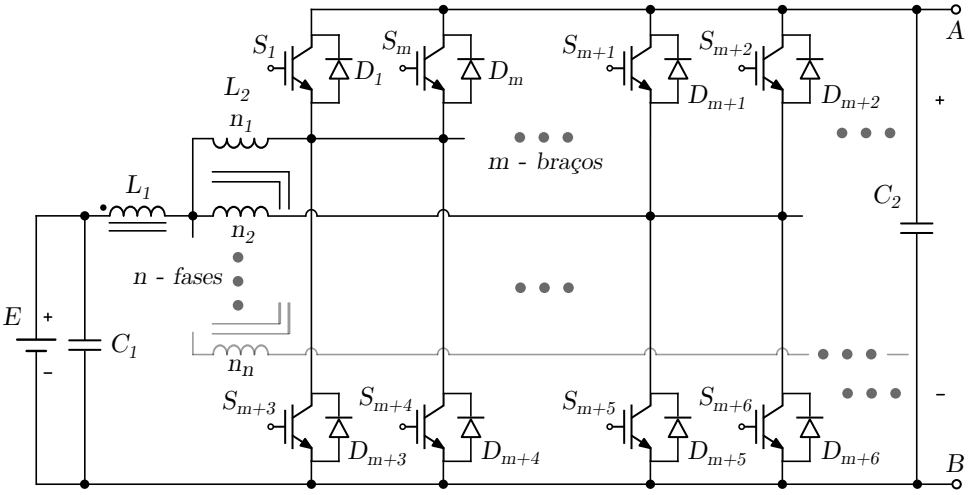


(h) Conversor Buck e Boost intercalado com indutores acoplados.



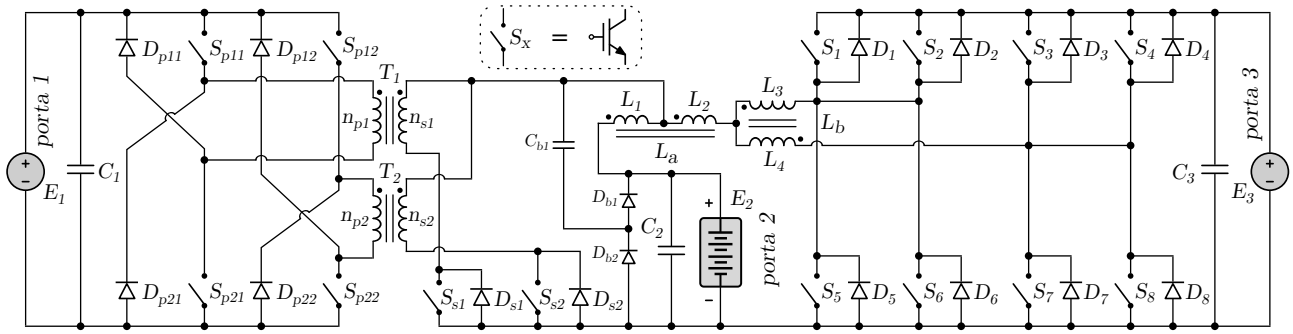
vando o circuito elétrico da topologia ilustrada na Figura 14h, onde possui o indutor de entrada dividido em duas partes, é possível integrar os dois conversores propostos por meio do indutor L_1 em um novo circuito de potência, formando assim a estrutura de potência apresentada na Figura 16. Esta estrutura incorpora o conversor CC−CC bidirecional Forward / Flyback intercalado ao conversor CC−CC bidirecional intercalado com indutor acoplado, onde compartilham o indutor L_a e se conectam à mesma fonte E_2 (porta 2), representada pelo banco de baterias a bordo do

Figura 15 – Conversor CC−CC bidirecional intercalado e modular com indutor acoplado proposto.



veículo.

Figura 16 – Estrutura com conversores CC−CC bidirecionais integrados propostos para aplicação a bordo de EVs e HEVs.



Conforme ilustrado na Figura 16, o circuito elétrico de potência proposto para a aplicação a bordo de um EV ou HEV é composto por duas topologias de conversores CC−CC bidirecionais, onde o conversor 2 conecta a porta 1 (fonte E_1 conectada ao sistema de distribuição CC, oriundo do Microgrid) à porta 2 (fonte E_2 do banco de baterias) por meio da topologia Forward / Flyback intercalada. Já a porta 2 é conectada à porta 3 (fonte E_3 do barramento CC do conversor CA−CC de tração) por meio de uma topologia bidirecional intercalada com indutores acoplados.

O conversor Forward / Flyback intercalado investigado e proposto neste trabalho é então aplicado a um carregador de baterias para atender ao nível 1 de recarga. O compartilhamento do indutor L_a com ambos os conversores proporciona a redução do volume dos mesmos, onde evita-se que mais elementos magnéticos sejam inseridos ao circuito, além disso, este indutor proporciona que o diodo D_2 da topologia ilustrada na Figura 13 seja removido, e a etapa de roda livre da corrente passe então a ocorrer por meio dos diodos inferiores ($D_{5...8}$) já existentes da segunda topologia.

A estrutura proposta na Figura 16, em comparação com as soluções embarcadas mais convencionais de dois estágios CC−CC, apresenta um menor número de elementos passivos (indutores e capacitores de filtro) e um menor volume do carregador para o veículo. O conversor Forward / Flyback intercalado possui a tendência de uma maior densidade de potência, já que grandes capacitores eletrolíticos não são necessários em ambas as portas do conversor, como ocorre no barramento CC de retificadores de onda completa do estágio CA de entrada, onde a

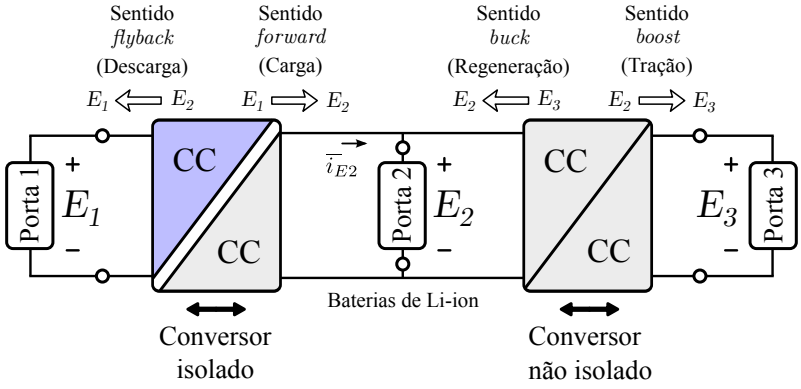
ondulação de baixa frequência da fonte CA retificada apresenta um grande inconveniente para os carregadores tipo OBCs, e técnicas de controle ou estruturas mais complexas precisam ser utilizadas para minimizar estes efeitos e melhorar a densidade de potência do conversor [190].

Vale salientar, no entanto, que quando houver a necessidade de utilizar uma estrutura com conversão CA−CC sem isolamento para alimentar o carregador, topologias como o Full-Bridge, o Boost intercalado ou Bridgeless, são candidatos com maior potencial para os níveis 1 ou 2 nas aplicações em EVs e HEVs [44], [55].

A topologia do conversor CC−CC bidirecional intercalado com indutor acoplado proposto, proporciona à aplicação, a redução de perdas nos semicondutores com a divisão da corrente entre seus braços e a redução dos capacitores e indutores de filtro de entrada e saída. Com a utilização de indutores acoplados, é possível minimizar os efeitos do desequilíbrio entre as correntes que circulam pelos mesmos, provocados por variações paramétricas do circuito e por pequenas diferenças no valor da razão cíclica que podem ser impostas aos interruptores pelo seu respectivo circuito de acionamento.

Ao longo do desenvolvimento deste trabalho, são adotados alguns termos para a melhor compreensão do leitor ao tema, conforme diagrama simplificado ilustrado na Figura 17, onde são definidos os sentidos de operação para os dois conversores e suas respectivas portas. Devido à bidirecionalidade dos conversores, estas portas ora serão representadas por uma resistência, que vai indicar o valor equivalente de carga aplicada, e ora podem ser representadas por uma fonte de tensão, de acordo com a análise em questão.

Figura 17 – Diagrama com a estrutura de conexão dos conversores propostos.

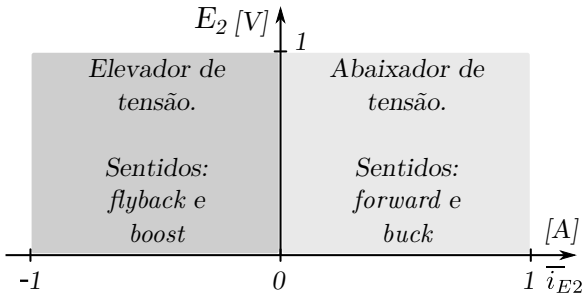


Os sentidos de operação dos conversores, em relação à bateria (porta 2), podem ainda ser representados pelo diagrama ilustrado na Figura 18, onde pode-se verificar as etapas elevadoras e abaixadoras de tensão, em função da corrente parametrizada da bateria ($\bar{i}_{E2}$), e os sentidos de funcionamento de cada conversor.

O banco de bateria equivalente que será considerado na fonte E_2 possui balanceamento de carga e apresenta o comportamento de uma célula individual multiplicado pelo número de células em série para obter a tensão terminal desejada.

Nos próximos capítulos, para cada topologia apresentada, será realizada a descrição das etapas de operação, obtenção da característica de saída com determinação do ganho estático, determinação dos esforços de tensão e corrente de seus principais componentes em função do ponto de operação e especificações impostas pela aplicação e elaboração de uma metodologia de projeto da etapa de potência para possibilitar a construção de um protótipo que será utilizado para comprovação dos resultados obtidos por meio da análise teórica.

Figura 18 – Diagrama com os sentidos de operação dos conversores no plano $V - I$ visto pela bateria.



1.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste primeiro capítulo, foram apresentadas as motivações da indústria e da academia para o desenvolvimento de tecnologias aplicadas aos veículos elétricos, uma definição básica e sucinta deste veículo e uma classificação mais clara e objetiva dos métodos e níveis de potência empregados e padronizados para os carregadores de bateria de veículos elétricos e veículos elétricos híbridos.

Outro ponto importante abordado e descrito, que serviu de base para a elaboração da proposta do autor, foi a classificação dos diferentes métodos e estágios de conversão de energia empregados aos carregadores de baterias, que foram separados em cinco estruturas principais sendo: a estrutura com um estágio de conversão CA−CC não isolado, a estrutura com um estágio de conversão CA−CC isolado, a estrutura com dois estágios de conversão não isolados, a estrutura com dois estágios de conversão isolados por transformador em alta frequência e, por fim, a estrutura com três estágios de conversão isolados por bobinas de indução.

Atualmente, quase todos os veículos comercializados no mercado mundial empregam carregadores unidirecionais embarcados de nível 1 ou 2 com conexão para o sistema elétrico em corrente alterna e, juntamente com isso, devem possuir correção do fator de potência ($\geq$0,98), filtros para evitar interferências eletromagnéticas em outros dispositivos, alimentação universal (85 Vca $\sim$ 265 Vca em 45 Hz $\sim$ 70 Hz), alta confiabilidade, elevada eficiência ($>$94 %), alta densidade de potência e, apresente certa imunidade a vibrações mecânicas, umidade, poeira e temperatura.

No entanto, carregadores bidirecionais vêm sendo estudados e estão se tornando cada vez mais comuns devido às suas características de promover a transferência de energia entre diferentes fontes, permitindo que o veículo seja integrado a outros sistemas como o Microgrid e a geração distribuída, posicionando então o veículo elétrico em um novo quadro de maior expressão e relevância.

Ainda existe grande potencial para o desenvolvimento de tecnologias e topologias de conversores bidirecionais para os EVs, por existirem diferentes demandas, níveis de potência e funcionalidades para que estes veículos possam ser melhor integrados aos sistemas de distribuição e, que possam gradativamente substituir os veículos movidos à base de combustíveis fósseis.

Neste contexto, a aplicação requer, independente da topologia, configuração, estratégia de modulação ou controle empregados nos carregadores embarcados, elevada densidade de potência, possuir elevado rendimento ($>$95 %) e, principalmente, devem possuir um circuito robusto de baixa complexidade de implementação ou operação que tenha uma longa vida útil (superior a 10 anos[7]).

A grande maioria das estruturas topológicas apresentadas nesse estudo foram derivadas de

[7] Esse tempo é diretamente afetado de acordo com o mercado aonde este veículo será comercializado, por condições climáticos, por condições de rodagem e manutenções realizadas.

topologias básicas não isoladas, como a do conversor Buck e conversor Boost, já que apresentam a maioria das características desejáveis para a aplicação, como um circuito de potência simples, robusto, poucos elementos ativos e passivos e apresenta bom desempenho mesmo com a aplicação de técnicas de controle mais simples [369].

Dessa forma, observando estas características e tendências da eletrônica de potência embarcada nestes veículos, dois conversores CC−CC modulares foram propostos e integrados para o processamento de energia da bateria, proporcionando ajustar as grandezas elétrica do sistema com maior qualidade, preservando sempre o elemento armazenador de energia, onde fornecem e absorvem corrente/tensão com baixa ondulação das baterias.

Conclui-se ainda que as topologias propostas pelo autor, que foram baseadas em estruturas clássicas como a do conversor Forward, o conversor Flyback e o Push-Pull que gera a célula de comutação de três ou mais estados, apresentam estruturas topológicas simples com relativa simplicidade de implementação e baixa ondulação de corrente sobre a bateria, que será demonstrado nos próximos capítulos.

2 ANÁLISE DO CONVERSOR CC−CC BIDIRECIONAL FORWARD / FLYBACK INTERCALADO

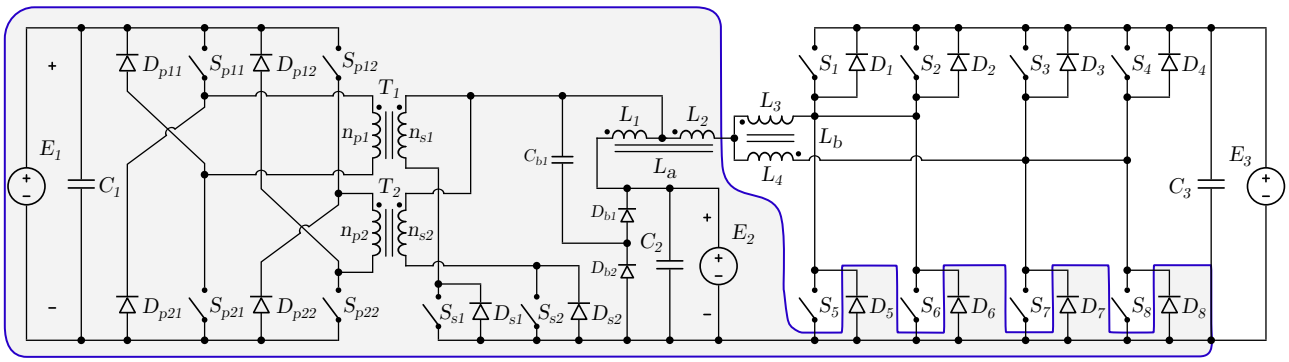
O estudo qualitativo e quantitativo do conversor CC−CC bidirecional Forward / Flyback intercalado com indutor acoplado proposto é realizado neste capítulo e baseia-se na definição de três modos de operação, os quais são o modo de condução contínuo (MCC), o modo de condução descontínuo (MCD) e o modo de condução crítico (MCCr) da corrente elétrica que circula através do indutor acoplado L_a. Estes três modos são avaliados em dois sentidos de operação, definidos como sentido *forward*, aonde o funcionamento do conversor ocorre de forma a transferir energia da fonte E_1 para a porta 2, e o sentido *flyback*, aonde o funcionamento do conversor ocorre de forma inversa, transferindo energia da fonte E_2 para a porta 1. Em ambos os sentidos de operação, o conversor opera em dois quadrantes, em que a tensão é sempre positiva e a corrente pode ser positiva ou negativa na respectiva porta.

Apresenta-se inicialmente para cada sentido de operação, o princípio de funcionamento no modo de condução contínuo e descontínuo com as principais formas de ondas, seguido da obtenção do ganho estático, do modo de condução crítico, a obtenção das expressões matemáticas para o cálculo dos esforços no circuito e definição dos principais elementos armazenadores de energia, da característica de saída do conversor proposto e, por fim, é realizado um exemplo de projeto e simulação para validação da análise teórica em ambos os sentidos de operação. Toda a análise básica é realizada considerando o conversor estático ideal, onde a transferência de energia ocorre sem perdas, ou seja, eficiência de 100 % com componentes ideais, e operando em regime permanente.

2.1 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO PARA SENTIDO FORWARD

O conversor CC−CC bidirecional Forward / Flyback intercalado com indutor acoplado é ilustrado e destacado na Figura 19 utilizando 2 fases, e é constituído essencialmente pelos seguintes componentes para permitir a operação no sentido *forward* ou modo de carga da bateria: quatro diodos e quatro interruptores do lado primário, possui dois transformadores, dois diodos retificadores do lado secundário, um capacitor de filtro, um indutor acoplado e quatro diodos de roda livre que pertencem à segunda topologia. Na etapa de funcionamento do sentido *forward*, a topologia atua como abaixadora de tensão, similar a um conversor Forward intercalado, e sua faixa de atuação da razão cíclica é de $0 \leq D < 50\,\%$, limitada à metade do período de comutação para permitir a desmagnetização dos transformadores e a transferência de energia do indutor.

Figura 19 – Conversor CC−CC bidirecional Forward / Flyback intercalado com indutor acoplado destacado.



No indutor acoplado L_a, ocorre circulação de corrente em L_2 somente quando os transformadores não estão transferindo energia para ele e os interruptores do lado primário estão

bloqueados, sendo esta etapa caracterizada como roda livre que ocorre por meio do indutor L_b e dos diodos inferiores da topologia da Figura 19.

É empregada a modulação por largura de pulso PWM no conversor, os interruptores conectados ao mesmo enrolamento primário do transformador são comandados simultaneamente, mas deslocados em 180 ° em relação aos interruptores do outro enrolamento primário. O capacitor C_2 é encarregado da filtragem da corrente que faz a carga da bateria na porta 2.

A relação de transformação dos transformadores é dada pela equação 2.1, pois é a relação entre o número de espiras da bobina secundária n_s e da sua bobina primária n_p. E a relação de transformação do indutor acoplado L_a é dada pela equação 2.2, onde apresenta o quociente entre o número de espiras do indutor L_2 e do indutor L_1.

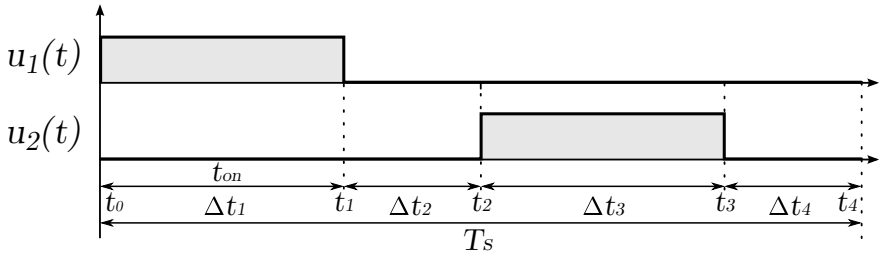
$$n_T = \frac{n_{s1}}{n_{p1}} = \frac{n_{s2}}{n_{p2}} \tag{2.1}$$

$$n_{La} = \frac{n_{L2}}{n_{L1}} \tag{2.2}$$

A definição da relação entre o intervalo de tempo em que o interruptor permanece em condução t_{on} e o período de comutação deste T_s, denominado de razão cíclica, é apresentada na equação 2.3. Na Figura 20, são ilustrados os intervalos de tempo dos interruptores do conversor.

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \tag{2.3}$$

Figura 20 – Sinais de comando dos interruptores do conversor Forward / Flyback de dois braços intercalados.



O intervalo do tempo de cada etapa de funcionamento do conversor é definido na equação 2.4.

$$\Delta t_1 = t_1 - t_0, \quad \Delta t_2 = t_2 - t_1, \quad \Delta t_3 = t_3 - t_2, \quad \Delta t_4 = t_4 - t_3 \tag{2.4}$$

Como os sinais de comando na Figura 20 são simétricos, sabe-se que $\Delta t_1 = \Delta t_3$ e que $\Delta t_2 = \Delta t_4$, portanto, é possível reescrever estes tempos em função da razão cíclica D e do período de comutação T_s, conforme equação 2.5.

$$\begin{cases} \Delta t_1 & = D \cdot T_s \\ \Delta t_2 = \frac{T_s}{2} - \Delta t_1 & = \left(\frac{1-2\,D}{2}\right) \cdot T_s \end{cases} \tag{2.5}$$

Para a análise e descrição das etapas de operação, são adotadas as seguintes simplificações:

- Os indutores acoplados são idênticos e possuem coeficiente de acoplamento magnético (k) unitário;

- Os interruptores S_{p11} e S_{p21} são comandados pelo mesmo pulso de comando, assim como os interruptores S_{p12} e S_{p22}, porém, cada braço do conversor é deslocado em 180 ° elétricos;
- n_T representa a relação de transformação dos transformadores e é definida na equação 2.1;
- n_{La} representa a relação de transformação do indutor acoplado L_a e é definida na equação 2.2;
- E_1 representa a fonte de alimentação, E_2 a tensão de saída e R_2 a resistência equivalente da carga neste sentido de operação.

2.1.1 MCC para operação no sentido *forward*

O modo de condução contínuo (MCC) é definido no conversor quando se analisa a corrente elétrica no elemento armazenador de energia de interesse, pois a corrente que circula através do indutor dentro de um período de comutação não deve ser anulada.

Neste modo e sentido de operação, a fonte E_1 transfere energia para o circuito de forma descontínua, a qual ocorre durante o bloqueio dos interruptores, já a carga R_2 e o capacitor C_2 recebem energia do circuito ao longo de todo o período de comutação por meio do indutor L_1, que sempre será percorrido por corrente não nula.

No MCC, um período de operação do conversor é composto por seis sub etapas que ocorrem no lado primário do transformador, e em cada etapa os elementos por onde há circulação de corrente estão destacados com setas indicativas de seu percurso, conforme ilustrado nas Figuras 21, 22 e 23, que descrevem os circuitos equivalentes destas etapas. No entanto, no lado secundário do conversor, somente ocorrem quatro etapas de operação sobre os elementos armazenadores de energia, que serão discutidas posteriormente.

Na Figura 24, são ilustradas as principais formas de ondas de tensão e de corrente nos diferentes elementos do lado primário do conversor para o MCC, que configuram as seis sub etapas mencionadas. As formas de ondas teóricas são traçadas a partir dos sinais de comando PWM aplicados aos interruptores S_{p11}, S_{p21} e S_{p12}, S_{p22}, em um período de comutação T_s.

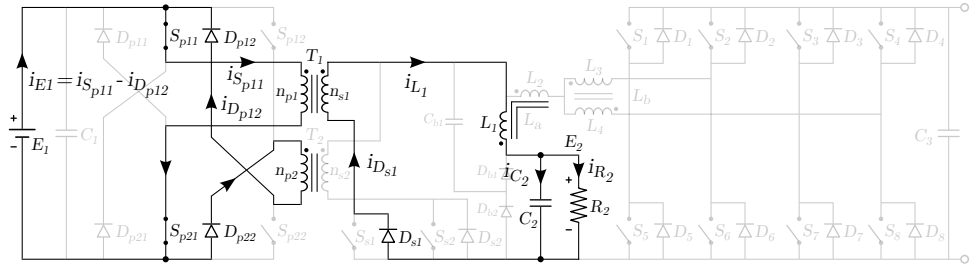
A ***1ª etapa*** de operação vista pelo lado primário é iniciada quando os interruptores S_{p11}, S_{p21} são acionados no tempo t_0, a tensão sobre L_1 fica igual a $E_1 \cdot n_T - E_2$, polarizando diretamente o diodo D_{s1} que conduz a corrente do indutor, conforme estado topológico equivalente na Figura 21a. Esta etapa é finalizada no tempo $t_1{}'$ com a completa desmagnetização do transformador T_2 por meio dos diodos D_{p12}, D_{p22}, que fazem a reciclagem da energia para a fonte de alimentação. No entanto, o indutor L_1 acumula energia até o tempo t_1, onde S_{p11} e S_{p21} são comandados a bloquear. Durante o intervalo de tempo Δt_1 a fonte alimenta a carga R_2 e o capacitor C_2 por meio do transformador T_1 e do indutor L_1.

Na ***2ª etapa*** de operação que se inicia no tempo $t_1{}'$, os interruptores S_{p11}, S_{p21} ainda estão acionados e a tensão sobre L_1 continua igual a $E_1 \cdot n_T - E_2$, conforme estado topológico equivalente na Figura 21b. A principal diferença para a 1ª etapa é a inexistência da desmagnetização do transformador T_2. O indutor L_1 acumula energia até o tempo t_1, então S_{p11} e S_{p21} são comandados a bloquear, ficando a corrente nos interruptores igual a corrente da fonte, encerrando a etapa.

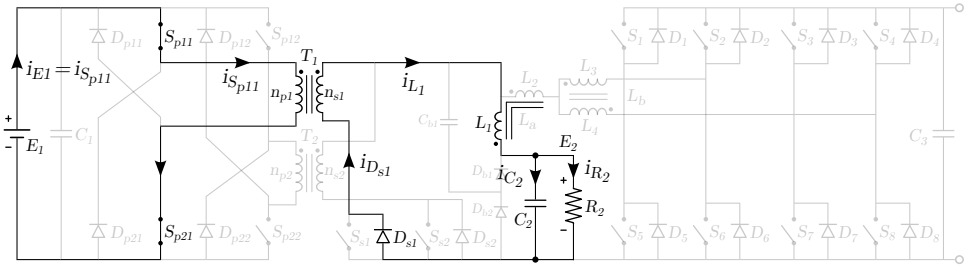
Na ***3ª etapa*** de operação que se inicia no tempo t_1 e termina em t_2, os interruptores S_{p11}, S_{p21} são comandados a bloquear, e a tensão sobre L_1 fica igual a $-E_2/(1 + n_{La})$, bloqueando os diodos do lado secundário, conforme estado topológico equivalente na Figura 22a. Neste instante se inicia a etapa de desmagnetização do transformador T_1 por meio dos diodos D_{p11}, D_{p21}, que fazem a reciclagem da energia para a fonte de alimentação e a carga é alimentada pela corrente que circula pelo indutor $i_{L1} = i_{L2}$ e pelo capacitor C_2. Esta etapa de roda livre da corrente em L_2, passa e se divide através do indutor acoplado L_b e dos diodos D_5, D_6, D_7 e D_8. A etapa é

Figura 21 – Circuitos equivalentes para 1ª e 2ª etapas em MCC no sentido *forward*.

(a) 1ª etapa de operação.



(b) 2ª etapa de operação.

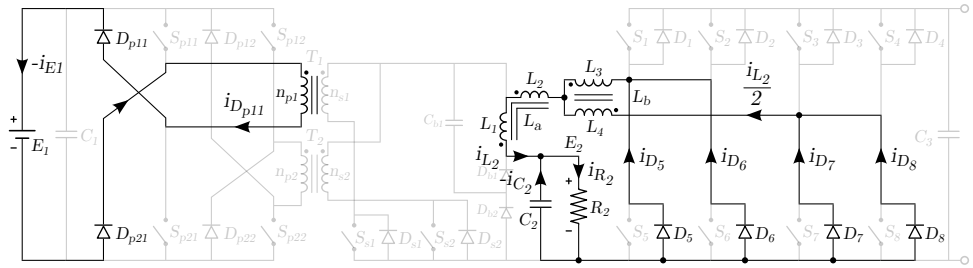


finalizada no tempo t_2 aonde o indutor acoplado L_a para de transferir energia com a condução dos interruptores S_{p12}, S_{p22}.

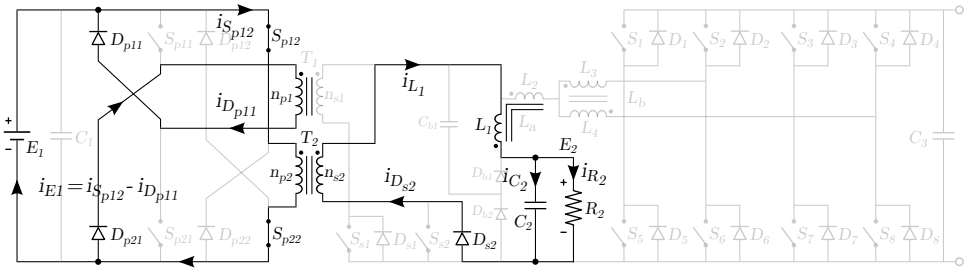
A ***4ª etapa*** de operação é similar à 1ª etapa, onde se inicia no tempo t_2 e termina no tempo t_2'. A principal diferença é a condução do diodo D_{s2} com o acionamento dos interruptores S_{p12}, S_{p22}. A desmagnetização do transformador T_1 ainda continua ocorrendo por meio dos diodos D_{p11}, D_{p21} e finalizada em t_2', conforme estado topológico equivalente na Figura 22b.

Figura 22 – Circuitos equivalentes para 3ª e 4ª etapas em MCC no sentido *forward*.

(a) 3ª etapa de operação.



(b) 4ª etapa de operação.

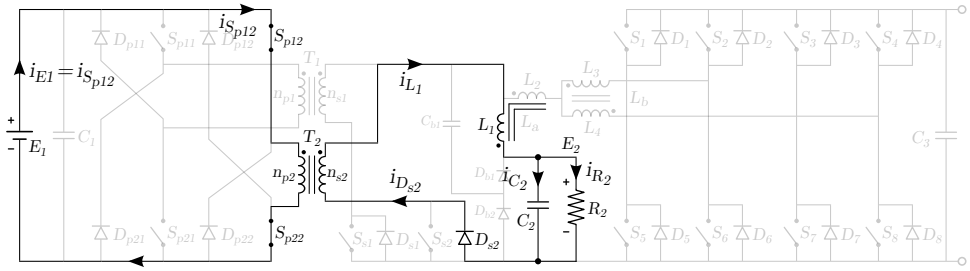


A ***5ª etapa*** de operação é similar à 2ª etapa, onde se inicia no tempo t_2' e termina no tempo t_3. A corrente nos interruptores S_{p12}, S_{p22} fica igual à corrente da fonte, conforme estado topológico equivalente na Figura 23a. Nesta etapa, já não ocorre nenhuma desmagnetização dos transformadores e a carga continua sendo alimentada pela fonte de alimentação via T_2 e L_1.

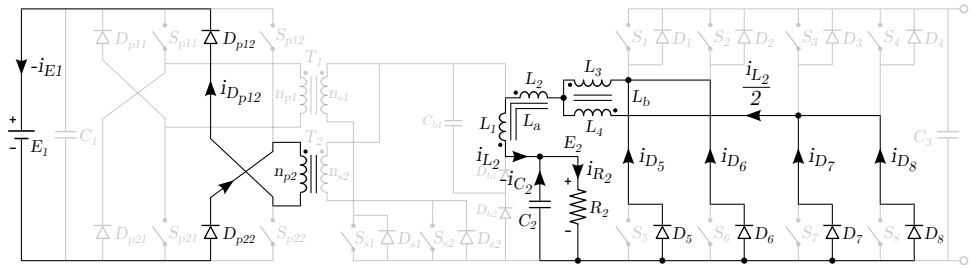
A ***6ª etapa*** de operação é similar à 3ª etapa, onde inicia-se em t_3 a desmagnetização do transformador T_2 por meio dos diodos D_{p12}, D_{p22} que fazem a reciclagem da energia para a fonte de alimentação, conforme circuito equivalente na Figura 23b. A etapa é finalizada no tempo t_4 aonde o indutor acoplado L_a para de transferir energia com a condução novamente dos interruptores S_{p11} e S_{p21}, onde se encerra um período de comutação do conversor.

Figura 23 – Circuitos equivalentes para 5ª e 6ª etapas em MCC no sentido *forward*.

(a) 5ª etapa de operação.



(b) 6ª etapa de operação.



Com base nestas seis etapas de operação, foram traçadas as principais formas de ondas que correspondem ao MCC do conversor vistas do lado primário dos transformadores na Figura 24, considerando a relação de transformação do indutor acoplado L_a unitária. A partir destas formas de ondas e de seus patamares, serão definidas, posteriormente, as expressões e esforços nos elementos do lado primário.

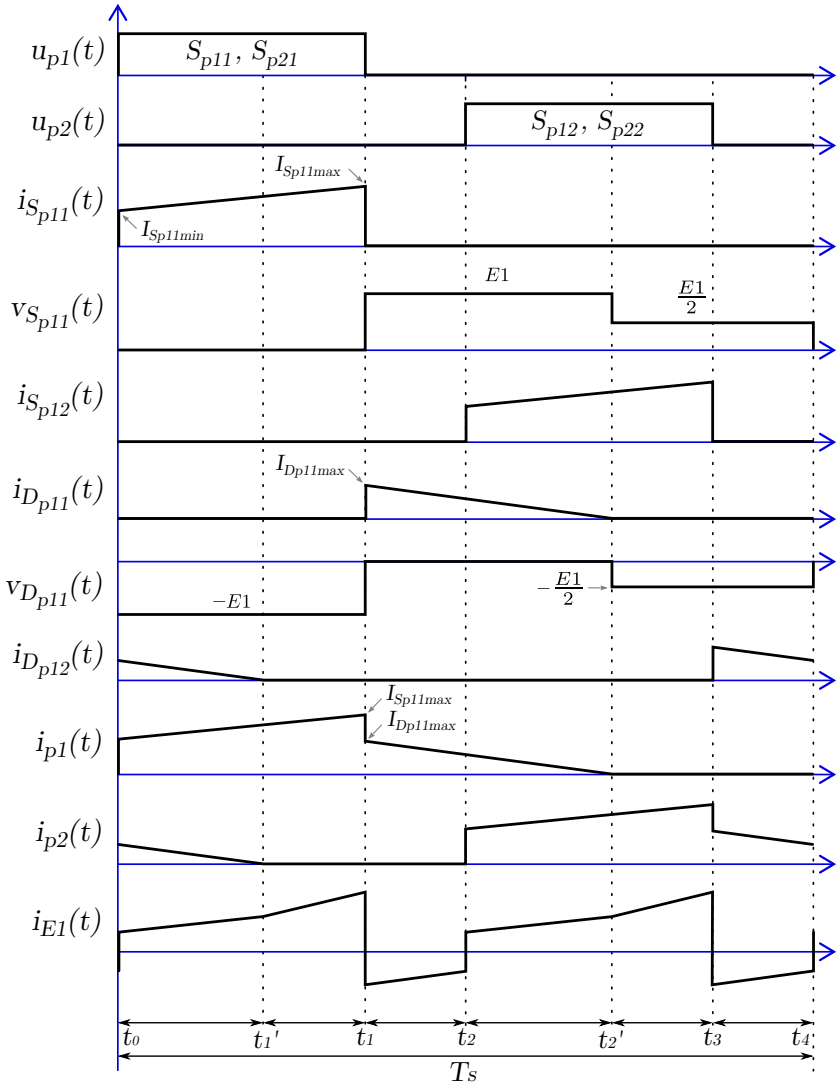
Observando a forma de onda da corrente na fonte de alimentação $i_{E1}(t)$, na Figura 24, é possível verificar que ela possui um período duas vezes maior que o período de comutação, além de ser composta pela corrente drenada pelos interruptores e a corrente de desmagnetização dos transformadores em algumas etapas. As correntes nas bobinas do primária $i_{p1}(t)$ do transformador T_1 e primária $i_{p2}(t)$ de T_2 também são ilustradas.

2.1.1.1 Característica ideal de transferência estática no MCC

As expressões de tensão e corrente nos componentes do lado secundário dos transformadores no domínio do tempo são apresentadas abaixo e mostradas na Figura 25. A partir destas formas de ondas e de seus patamares, serão definidas, na sequência, as expressões para o dimensionamento do indutor acoplado L_a e do capacitor de filtro C_2, onde define-se ainda algumas funções essenciais que serão utilizadas nos cálculos dos esforços dos componentes do conversor no sentido *forward* de funcionamento e operação em MCC.

Na Figura 25, são ilustradas as principais formas de ondas de tensão e de corrente nos diferentes elementos armazenadores de energia para o MCC. As formas de ondas teóricas são traçadas a partir dos sinais de comando PWM aplicados aos interruptores S_{p11}, S_{p21} e S_{p12}, S_{p22}, em um período de comutação T_s, e verifica-se que no lado secundário somente ocorrem quatro etapas de operação.

Figura 24 – Principais formas de ondas idealizadas do lado primário dos transformadores para operação no sentido *forward* em MCC com $n_{La} = 1$.



Analisando as quatro etapas dentro de um período de comutação T_s da corrente no indutor L_1, pode-se obter a expressão que descreve o ganho estático e o comportamento da tensão na carga, em função da razão cíclica do conversor.

Nas formas de ondas idealizadas no MCC, pode-se observar que a frequência de ondulação da corrente em L_1 é igual a duas vezes a frequência de comutação. Portanto, a tensão e corrente instantânea no indutor acoplado L_a, é realizada considerando apenas meio período de comutação.

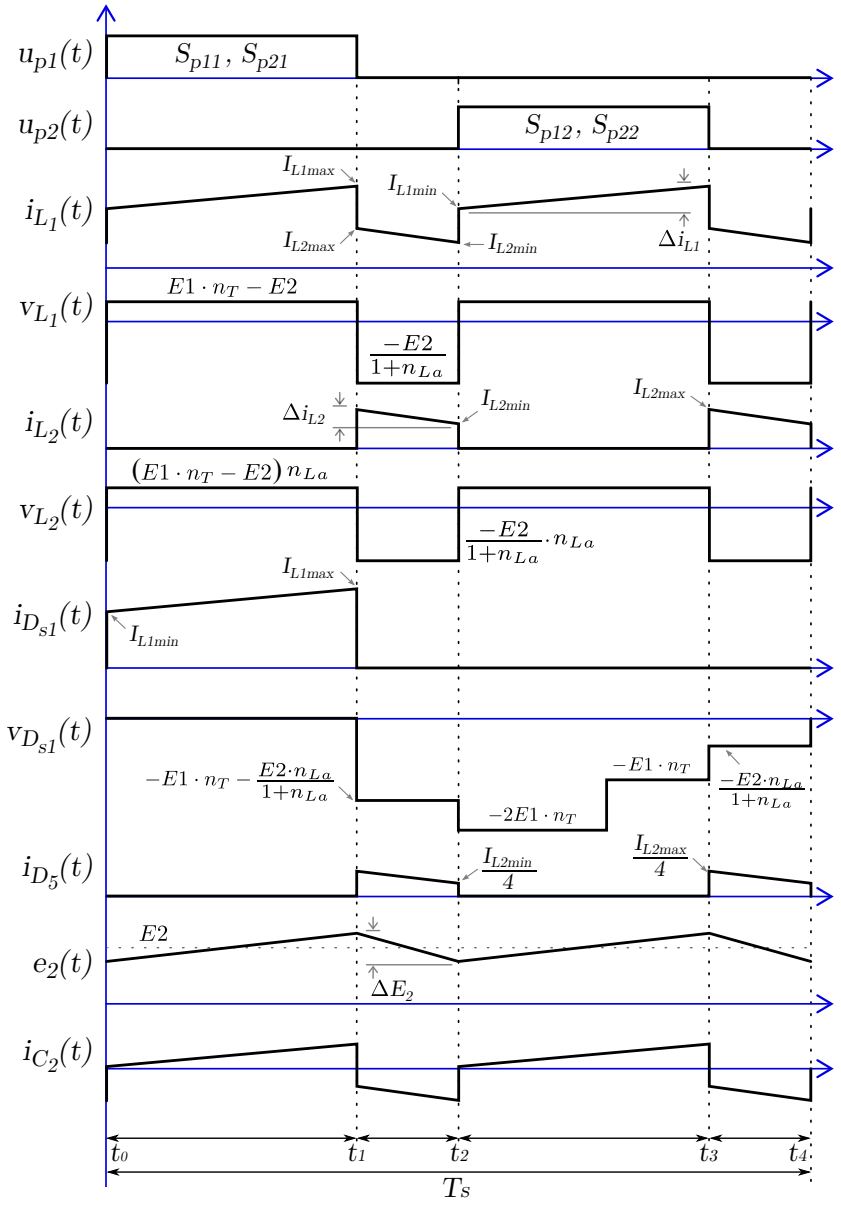
Portanto, observando esse meio período de comutação do interruptor, as tensões instantâneas nos indutores acoplados L_1 e L_2, são definidas pelas equações 2.6 e 2.7:

$$v_{L1}(t) = \begin{cases} E_1 \cdot n_T - E_2 & ; \quad \text{para} \quad t_0 \leq t \leq t_1; \quad t_2 \leq t \leq t_3 \\ -\dfrac{E_2}{1 + n_{La}} & ; \quad \text{para} \quad t_1 \leq t \leq t_2; \quad t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases} \tag{2.6}$$

$$v_{L2}(t) = \begin{cases} (E_1 \cdot n_T - E_2) \cdot n_{La} & ; \quad \text{para} \quad t_0 \leq t \leq t_1; \quad t_2 \leq t \leq t_3 \\ -\dfrac{E_2}{1 + n_{La}} \cdot n_{La} & ; \quad \text{para} \quad t_1 \leq t \leq t_2; \quad t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases} \tag{2.7}$$

Observando meio período de comutação do interruptor, a corrente instantânea através

Figura 25 – Forma de onda básicas e idealizadas com os principais esforços nos componentes do lado secundário para operação no sentido *forward* em MCC com $n_{La} = 1$.



dos indutores L_1 e L_2 são obtidas a partir das expressões 2.8 e 2.9:

$$i_{L1}(t) = \begin{cases} i_{L1}(t_0) + \dfrac{E_1 \cdot n_T - E_2}{L_1} \cdot (t - t_0) & ; \quad \text{para} \quad t_0 \leq t \leq t_1 \\ i_{L1}(t_1) - \dfrac{E_2}{(n_{La}+1) \cdot L_1} \cdot (t - t_1) & ; \quad \text{para} \quad t_1 \leq t \leq t_2 \\ i_{L1}(t_2) + \dfrac{E_1 \cdot n_T - E_2}{L_1} \cdot (t - t_2) & ; \quad \text{para} \quad t_2 \leq t \leq t_3 \\ i_{L1}(t_3) - \dfrac{E_2}{(n_{La}+1) \cdot L_1} \cdot (t - t_3) & ; \quad \text{para} \quad t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases} \tag{2.8}$$

$$i_{L2}(t) = \begin{cases} 0 & ; \quad \text{para} \quad t_0 \leq t \leq t_1 \\ i_{L2}(t_1) - \dfrac{E_2 \cdot n_{La}}{(n_{La}+1) \cdot L_1} \cdot (t - t_1) & ; \quad \text{para} \quad t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & ; \quad \text{para} \quad t_2 \leq t \leq t_3 \\ i_{L2}(t_3) - \dfrac{E_2 \cdot n_{La}}{(n_{La}+1) \cdot L_1} \cdot (t - t_3) & ; \quad \text{para} \quad t_3 \leq t \leq t_4 \end{cases} \tag{2.9}$$

A corrente instantânea que circula pelo interruptor S_{p11} e pelo diodo D_{s1} é obtida a partir das expressões 2.10 e 2.11. Conforme representado na Figura 24 e Figura 25, respectivamente, a corrente sobre estes elementos é anulada no tempo $t_1 \leq t \leq T_s$.

$$i_{Sp11}(t) = \begin{cases} i_{L1}(t_0) \cdot n_T + \left[\dfrac{E_1}{L_{pr}} + \dfrac{n_T \left(E_1 n_T - E_2 \right)}{L_1} \right] \cdot (t - t_0) & ; \quad \text{para} \quad t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & ; \quad \text{para} \quad t_1 \leq t \leq T_s \end{cases} \tag{2.10}$$

$$i_{Ds1}(t) = \begin{cases} i_{L1}(t_0) + \dfrac{E_1 \cdot n_T - E_2}{L_1} \cdot (t - t_0) & ; \quad \text{para} \quad t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & ; \quad \text{para} \quad t_1 \leq t \leq T_s \end{cases} \tag{2.11}$$

A tensão instantânea que o interruptor S_{p11} e o diodo D_{s1} estão submetidos é dado por:

$$v_{Sp11}(t) = \begin{cases} 0 & ; \quad \text{para} \quad t_0 \leq t \leq t_1 \\ E_1 & ; \quad \text{para} \quad t_1 \leq t \leq t_2{}' \\ \dfrac{E_1}{2} & ; \quad \text{para} \quad t_2{}' \leq t \leq T_s \end{cases} \tag{2.12}$$

$$v_{Ds1}(t) = \begin{cases} 0 & ; \quad \text{para} \quad t_0 \leq t \leq t_1 \\ -E_1 \cdot n_T - \dfrac{E_2 \cdot n_{La}}{1 + n_{La}} & ; \quad \text{para} \quad t_1 \leq t \leq t_2 \\ -2\,E_1 \cdot n_T & ; \quad \text{para} \quad t_2 \leq t \leq t_2{}' \\ -E_1 \cdot n_T & ; \quad \text{para} \quad t_2{}' \leq t \leq t_3 \\ -\dfrac{E_2 \cdot n_{La}}{1 + n_{La}} & ; \quad \text{para} \quad t_3 \leq t \leq T_s \end{cases} \tag{2.13}$$

2.1.1.2 Ganho estático em MCC

O ganho estático do conversor estabelece a relação entre o valor médio da tensão E_2 (que representa neste sentido a tensão de saída) e o valor médio da tensão da fonte de alimentação E_1 (na entrada), por meio da equação 2.14.

$$q_{1_{MCC}} = \frac{E_2}{E_1} \tag{2.14}$$

Conforme mencionado anteriormente, a frequência de ondulação da corrente no indutor L_1 é igual a duas vezes a frequência de comutação. Portanto, um período completo da corrente no indutor é definido pelo tempo de duração da primeira e segunda etapa de operação e igual a $T_s/2$. A energia armazenada neste indutor durante o intervalo Δt_1 é transferida para a carga no

intervalo Δt_2, e a expressão que define o ganho estático no MCC é obtida a partir do cálculo do valor médio desta tensão.

$$\overline{V_{L1}}(t) = \frac{2}{T_s}\left(\int_0^{\Delta t_1}\left[E_1 \cdot n_T - E_2\right] dt + \int_0^{\Delta t_2}\left[-\frac{E_2}{1+n_{La}}\right] dt\right) \tag{2.15}$$

Em regime permanente, o valor médio da tensão ao longo de um período de comutação sobre um indutor é nulo.

$$\overline{V_L}(t) = \frac{1}{T} \cdot \int_{t-T}^{t} v_L(\tau)\, d\tau = 0 \tag{2.16}$$

Então, a solução da equação 2.15 é representada pela equação 2.17.

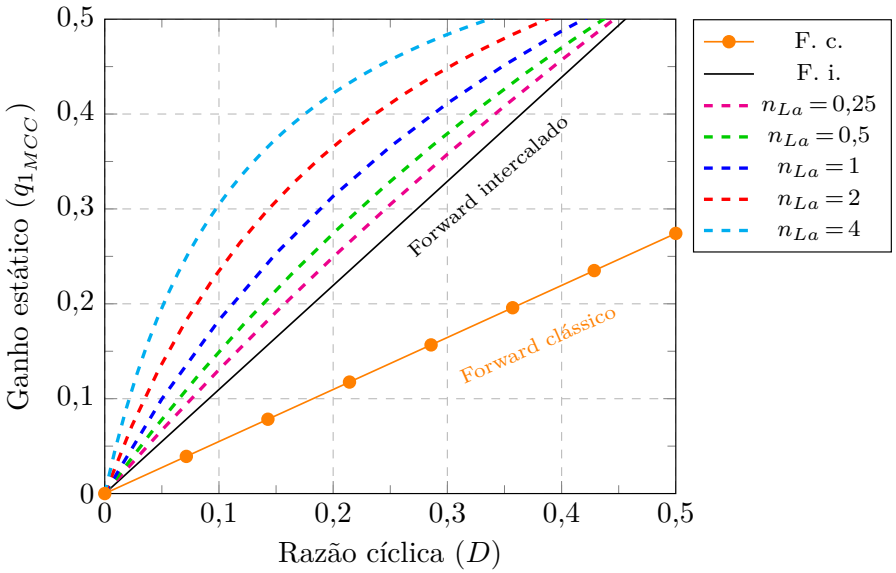
$$0 = \frac{2}{T_s}\left[\left(E_1 \cdot n_T - E_2\right) \cdot \Delta t_1 + \left(-\frac{E_2}{1+n_{La}}\right) \cdot \Delta t_2\right] \tag{2.17}$$

Resolvendo-se a equação 2.17 e rearranjando seus termos de forma, que fique na representação da equação 2.14, obtém-se o ganho estático do conversor na equação 2.18 para operação no sentido *forward* em MCC.

$$q_{1_{MCC}} = \frac{E_2}{E_1} = \frac{2\,D \cdot n_T\,\left(n_{La}+1\right)}{2\,D \cdot n_{La}+1} \tag{2.18}$$

A expressão 2.18 define o comportamento do conversor no modo de condução contínuo, e sua característica ideal de transferência revela o comportamento do mesmo quando a relação de transformação é mantida fixa em $n_T = 17/31$ por exemplo, frente a variações da razão cíclica D e da relação de transformação do indutor acoplado L_a, conforme representado graficamente na Figura 26.

Figura 26 – Ganho estático para operação no sentido *forward* com $n_T = 0,548$ no MCC.



Na Figura 26, o ganho estático do conversor proposto é apresentado para cinco valores diferentes de n_{La} e comparado com o ganho estático do conversor Forward clássico "*F. c.*" $(D \cdot n_T)$, ilustrado na Figura 12c e com o conversor Forward intercalado "*F. i.*" com dois transformadores e um indutor de filtro de saída $(2D \cdot n_T)$, ilustrado na Figura 12f analisado por [334] e [335]. Observa-se que o conversor proposto opera como abaixador de tensão e, somente nos limites

de operação da razão cíclica, apresenta um ganho igual ao conversor Forward de dois braços intercalados, nas demais regiões seu ganho será sempre maior.

2.1.1.3 Determinação dos elementos armazenadores de energia e filtragem no MCC

A análise da ondulação de corrente em L_1 e tensão sobre a carga no sentido *forward* é necessária para determinar o indutor e o capacitor de filtragem adequadamente, conforme formas de ondas ilustradas na Figura 25.

A ondulação de corrente sobre o indutor L_1, em regime permanente, é determinada por meio da equação 2.19.

$$\Delta I_{L1} = \frac{E_2}{L_1 \cdot f_s} \cdot \frac{(1 - 2\,D)}{2\,(n_{La} + 1)} \tag{2.19}$$

A equação 2.20 é então utilizada para determinar o valor necessário da indutância L_1, que assegura a operação do conversor no MCC.

$$L_1 = \frac{E_2}{\Delta I_{L1} \cdot f_s} \cdot \frac{(1 - 2\,D)}{2\,(n_{La} + 1)} \tag{2.20}$$

Para a determinação da ondulação de tensão sobre a carga ou capacitor C_2, admite-se para simplificação que o capacitor tenha comportamento de uma fonte de tensão constante. A partir da forma de onda da corrente no capacitor apresentada na Figura 25, observa-se que durante os intervalos de tempo Δt_1 e Δt_3 a corrente é positiva e o capacitor é carregado por meio dos diodos D_{s1} e D_{s2}, portanto, a variação da tensão pode ser escrita pela equação 2.21.

$$\Delta V_{C2} = \Delta E_2 = \frac{1}{C_2} \cdot \int_0^{\Delta t_1} i_{C2}(t)\,dt \tag{2.21}$$

Durante a primeira etapa, a corrente no capacitor é $i_{C2} = i_{L1} - i_{R2}$ e representada na equação 2.22.

$$I_{C2} = I_{R2} \cdot \frac{n_{La} + 1}{2\,D \cdot n_{La} + 1} - I_{R2} \tag{2.22}$$

Manipulando a equação 2.22 e substituindo na expressão 2.21, obtém-se:

$$\Delta E_2 = \frac{1}{C_2} \cdot \int_0^{\Delta t_1} I_{R2} \cdot \frac{n_{La}\,(1 - 2\,D)}{2\,D \cdot n_{La} + 1}\,dt \tag{2.23}$$

Resolvendo a integral da equação 2.23, obtém-se a expressão 2.24, que descreve a ondulação de tensão na carga.

$$\Delta E_2 = \frac{1}{C_2} \cdot I_{R2} \cdot \frac{n_{La}\,(1 - 2\,D)}{2\,D \cdot n_{La} + 1} \cdot D \cdot T_s \tag{2.24}$$

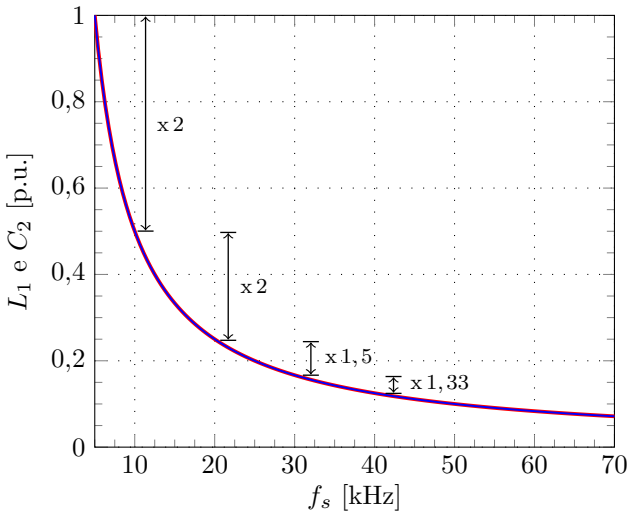
O valor da capacitância necessária é então determinado a partir do valor da ondulação de tensão na carga, e possui dependência com a relação de transformação n_{La} do indutor acoplado, conforme expressão 2.25.

$$C_2 = \frac{I_{R2}}{\Delta E_2 \cdot f_s} \cdot \frac{n_{La} \cdot (1 - 2\,D) \cdot D}{(2\,D \cdot n_{La} + 1)} \tag{2.25}$$

Conforme demonstrado, a obtenção dos elementos armazenadores de energia com a função da filtragem da corrente e tensão impostas na carga, é obtida pela necessidade de atender a certos limites para ondulação de corrente e tensão impostas, muitas vezes, pela carga, mas que podem ser também adotadas pelo projetista.

No gráfico da Figura 27 é representada a influência sofrida pelos elementos passivos de filtragem (expressões 2.20 e 2.25) a medida que a frequência de comutação é aumentada e os demais parâmetros são mantidos constantes. O valor de indutância e capacitância foi representado em p.u. (Por Unidade) para facilitar e melhorar a compreensão onde, é possível observar que os valores dos elementos reduzem drasticamente com a elevação da frequência de comutação.

Figura 27 – Valor de indutância e capacitância *vesus* frequência de comutação.



Verifica-se ainda que o perfil de redução do valor do indutor L_1, é igual ao do capacitor C_2 a medida que a frequência aumenta, e para frequência de aproximadamente 25 kHz, o valor dos elementos é reduzido em até 80 %. Esta representação gráfica da evolução do valor dos elementos passivos *vesus* f_s fornece uma importante informação ao projetista na escolha da frequência de comutação mais adequada, e que melhor otimize o projeto e reduza o volume total do conversor para aplicações embarcadas em veículos elétricos.

Como a equação que define o valor para os elementos passivos de filtragem é função da frequência de comutação que está no denominador, portanto, apresenta um perfil de equação do primeiro grau do tipo $f(x) = 1/x$, onde x representa a frequência de comutação, que sempre é positiva e maior que zero. Com isso, pode-se estimar que para obtermos uma boa redução dos elementos passivos dos conversores abordados neste trabalho, a frequência de comutação deve estar situada entre a faixa de 20 kHz à 45 kHz.

2.1.2 MCD para operação no sentido *forward*

O modo de condução descontínuo (MCD) do conversor ocorre quando a corrente que circula através do indutor L_1 chega a zero antes de completar meio período de comutação, não havendo mais transferência de energia da fonte para a carga, sendo o capacitor que está conectado em paralelo com a carga o responsável em suprir a mesma. Este modo é dividido em seis sub etapas no lado primário e seis etapas de operação do lado secundário dentro de um período de comutação. Algumas destas etapas apresentam estados topológicos semelhantes as do MCC, onde a maior diferença ocorre no intervalo em que não existe corrente circulando pelo indutor. Em função do conversor apresentar algumas variações do circuito topológico equivalente

do lado primário para o lado secundário, a seguir são ilustradas somente as seis etapas de operação do lado secundário.

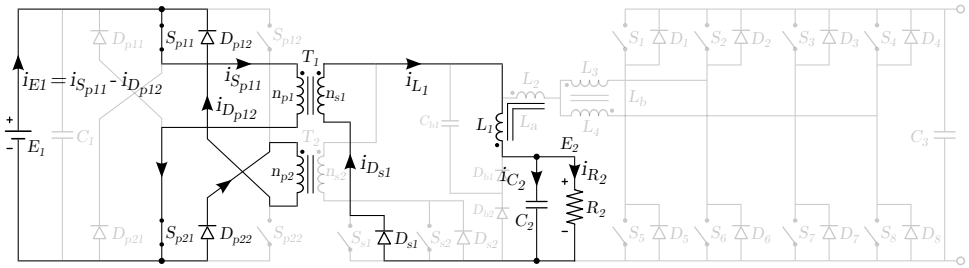
A ***1ª etapa*** de operação, vista do lado secundário, é iniciada quando os interruptores S_{p11}, S_{p21} são acionados no tempo t_0, a tensão sobre L_1 fica igual a $E_1 \cdot n_T - E_2$, polarizando diretamente o diodo D_{s1} que conduz a corrente do indutor, conforme estado topológico equivalente na Figura 28a. Durante esta etapa, o indutor acumula energia até o tempo t_1, onde S_{p11} e S_{p21} são comandados a bloquear. No instante de tempo t_1, a corrente nos interruptores do lado primário fica igual à corrente da fonte de alimentação. Durante o intervalo de tempo Δt_1, a fonte alimenta a carga R_2 e o capacitor C_2, por meio do transformador T_1 e do indutor L_1. No entanto, esta 1ª etapa, vista do lado primário, é iniciada no tempo t_0 e termina em $t_1{}'$, portanto, termina antes do tempo t_1 visto no secundário. A etapa de desmagnetização do transformador T_2, por meio dos diodos D_{p12}, D_{p22}, que fazem a reciclagem da energia para a fonte de alimentação, somente ocorrem no intervalo de t_0 a $t_1{}'$.

Na Figura 29, são ilustradas as principais formas de ondas de tensão e corrente nos diferentes elementos do lado secundário do conversor para o MCD, que configuram as seis etapas mencionadas.

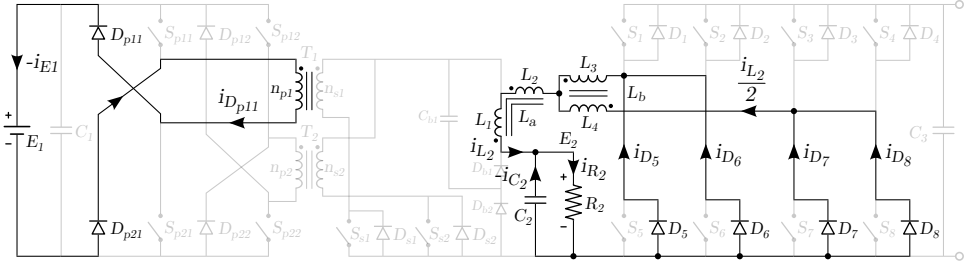
Na ***2ª etapa*** de operação no lado secundário, os interruptores S_{p11}, S_{p21} são comandados a bloquear no tempo t_1, e a tensão sobre L_1 fica igual a $-E_2/(1 + n_{La})$, bloqueando os diodos do lado secundário, conforme estado topológico equivalente na Figura 28b. Neste instante se inicia a etapa de desmagnetização do transformador T_1 por meio dos diodos D_{p11}, D_{p21}, que fazem a reciclagem da energia para a fonte de alimentação, e a carga é alimentada pela corrente que circula pelo indutor $i_{L1} = i_{L2}$ e pelo capacitor C_2. Esta etapa de roda livre da corrente em L_2, passa e se divide através do indutor acoplado L_b e dos diodos D_5, D_6, D_7 e D_8. A etapa é finalizada no tempo t_2, aonde o indutor acoplado L_a para de transferir energia e a corrente através do mesmo é então anulada.

Figura 28 – Circuitos equivalentes visto do secundário para 1ª e 2ª etapas em MCD no sentido *forward*.

(a) 1ª etapa de operação.



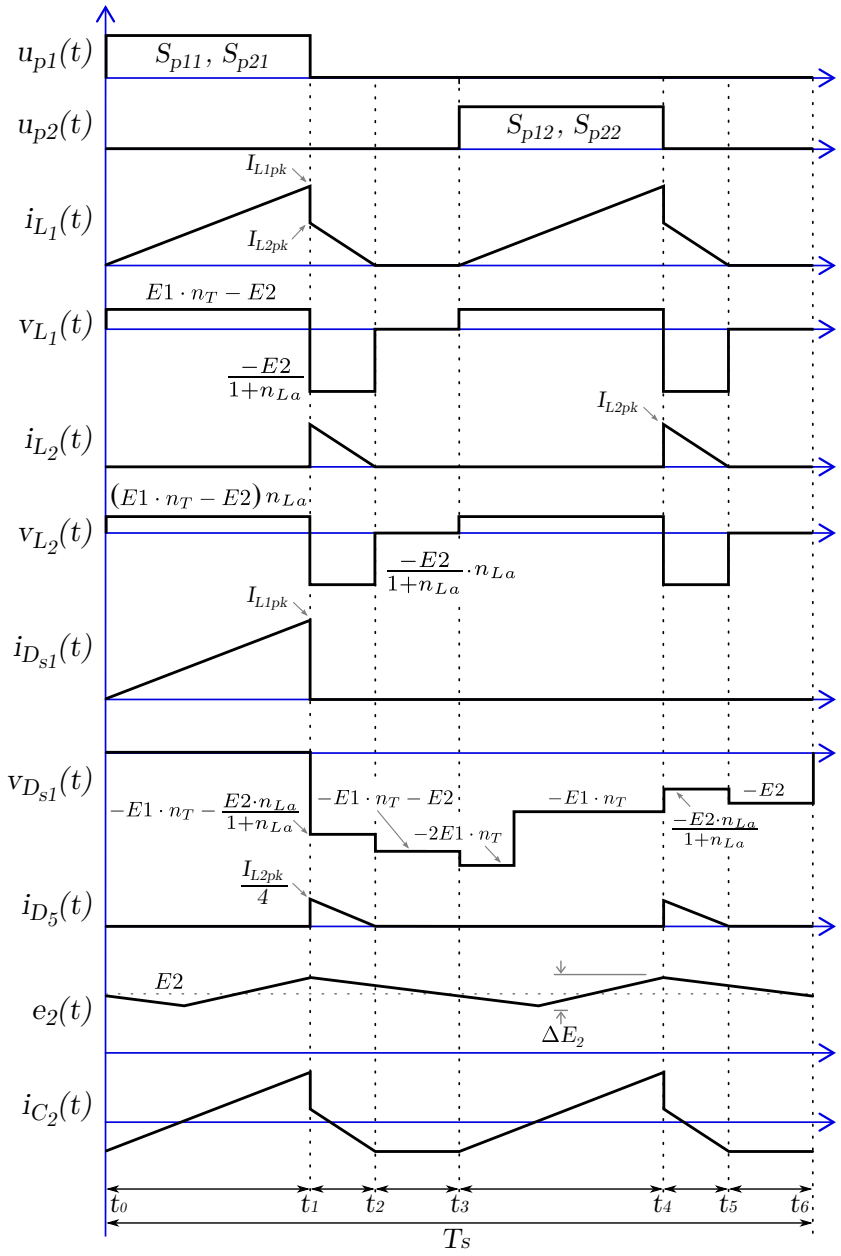
(b) 2ª etapa de operação.



Na Figura 29, são ilustradas as principais formas de ondas de tensão e de corrente nos diferentes elementos armazenadores de energia do lado secundário dos transformadores para o MCD. Com base nestas seis etapas de operação, foram traçadas as principais formas de ondas

que correspondem ao MCD do conversor, considerando a relação de transformação do indutor acoplado L_a unitária.

Figura 29 – Principais formas de ondas idealizadas do lado secundário dos transformadores para operação no sentido *forward* em MCD com $n_{La} = 1$.



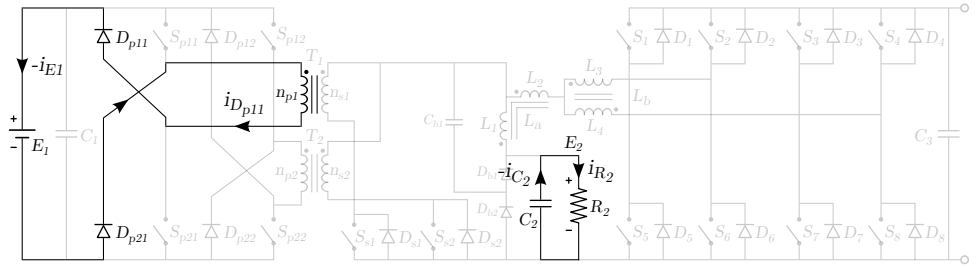
A ***3ª etapa*** de operação, vista do lado secundário, Figura 30a, é iniciada no tempo t_2, quando a corrente que circula através do indutor L_a se anula e não há transferência de energia da fonte ou indutores para a carga, resultando em tensão nula sobre o indutor. Os diodos D_5 a D_8 naturalmente são bloqueados pela anulação de corrente no indutor, todos os interruptores permanecem bloqueados e a carga passa a ser alimentada unicamente pelo capacitor C_2. Durante o intervalo Δt_3, a corrente no capacitor é igual à corrente na carga R_2, encerrando esta etapa no tempo t_3. A desmagnetização do transformador T_1 vista do lado primário ainda continua por meio dos diodos D_{p11} e D_{p21}.

A ***4ª etapa*** de operação, vista do lado secundário, é similar à 1ª etapa, onde se inicia no tempo t_3 e termina no tempo t_4. A principal diferença é a condução do diodo D_{s2} com o acionamento dos interruptores S_{p12} e S_{p22}, conforme estado topológico equivalente na Figura 30b. No instante de tempo t_4, a corrente nos interruptores fica igual à corrente da fonte. No entanto, nesta etapa, vista do lado primário do transformador, a desmagnetização do transformador T_2

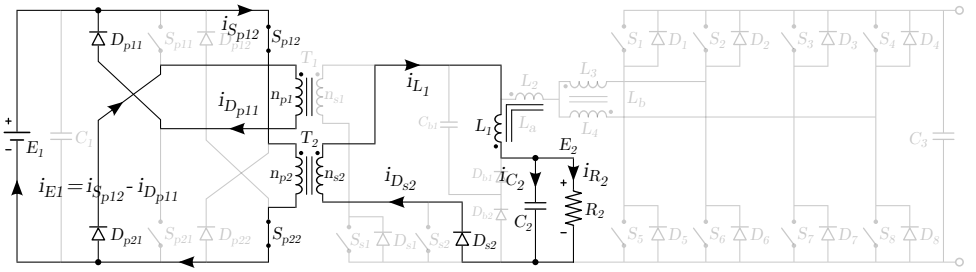
ainda existe por meio dos diodos D_{p12}, D_{p22} e é finalizada no tempo $t_2{}'$, portanto, antes de se encerrar a 4ª etapa do lado secundário no tempo t_4.

Figura 30 – Circuitos equivalentes visto do secundário para 3ª e 4ª etapas em MCD no sentido *forward*.

(a) 3ª etapa de operação.



(b) 4ª etapa de operação.



A ***5ª etapa*** de operação, vista do lado secundário, é similar à 2ª etapa, no entanto no tempo t_4 os interruptores S_{p12}, S_{p22} são comandados a bloquear, conforme estado topológico equivalente na Figura 31a. A desmagnetização do transformador T_2 é então iniciada por meio dos diodos D_{p12} e D_{p22} do lado primário. A etapa é finalizada no tempo t_5 aonde o indutor acoplado L_a para de transferir energia e a corrente através do mesmo é então anulada.

A ***6ª etapa*** de operação, vista do lado secundário, é similar à 3ª etapa, onde se inicia no tempo t_5 e seu estado topológico equivalente é ilustrado na Figura 31b. Devido à anulação da corrente no indutor, não ocorre a condução de nenhum diodo e todos os interruptores permanecem bloqueados, onde a carga passa a ser alimentada unicamente pelo capacitor C_2. Esta etapa é encerrada no tempo t_6, finalizando um período de comutação do conversor no MCD. A desmagnetização do transformador T_2, vista do lado primário, ainda continua por meio dos diodos D_{p12} e D_{p22}, que é somente finalizada no tempo $t_1{}'$, quando a 1ª etapa de operação é novamente iniciada.

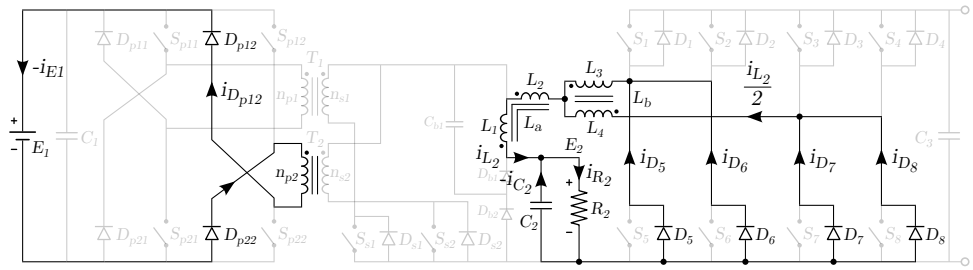
Na Figura 32, estão ilustradas as principais formas de ondas de tensão e corrente nos diferentes elementos do lado primário dos transformadores do conversor para operação em MCD. Por meio destas formas de ondas é possível identificar as seis sub etapas de operação mencionadas anteriormente e que são definidas analisando o comportamento das correntes $i_{p1}(t)$ e $i_{p2}(t)$, nos primários dos transformadores a partir dos sinais de comando PWM aplicados aos interruptores em um período de comutação T_s, porém, que não afetam a análise no lado secundário sobre os elementos armazenadores de energia.

As expressões de tensão e corrente dos componentes do conversor no domínio do tempo são apresentadas abaixo e mostradas nas Figuras 29 e 32, onde definem algumas funções essenciais que serão utilizadas nos cálculos dos esforços dos componentes do conversor no sentido 1 de funcionamento e operação em MCD. Pode-se notar, na Figura 29, as seis etapas de operação, nas quais a corrente no indutor L_1 se anula antes de $T_s/2$.

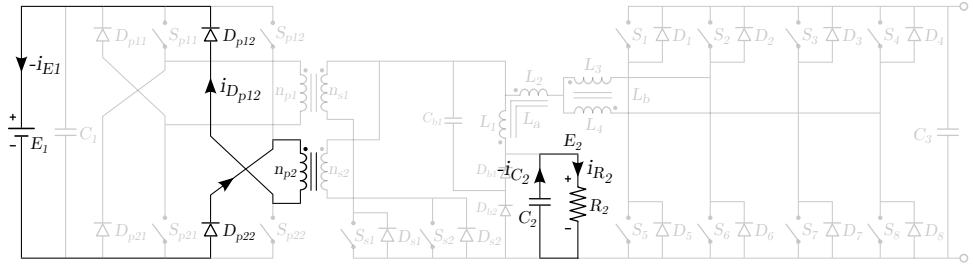
A descontinuidade da corrente através o indutor acoplado L_a no secundário provoca

Figura 31 – Circuitos equivalentes visto do secundário para 5ª e 6ª etapas em MCD no sentido *forward*.

(a) 5ª etapa de operação.



(b) 6ª etapa de operação.



também a reflexão da descontinuidade de corrente nos elementos magnéticos do lado primário do conversor, portanto, para processar a mesma potência do MCC os semicondutores são submetidos a valores de pico maiores no MCD.

2.1.2.1 Determinação dos elementos armazenadores de energia e filtragem no MCD

O valor de indutância que vai garantir a condução descontínua da corrente é definido a partir da análise no modo de condução crítico que é realizado mais à frente. Portanto, qualquer valor inferior ao da indutância crítica, vai fazer com que o conversor opere no MCD.

O valor da capacitância necessária no MCD é então determinado a partir do valor da ondulação de tensão na carga, de forma similar ao modo de condução contínuo e verificando a forma de onda de tensão sobre o capacitor, representada na Figura 29, conforme expressão 2.26.

$$\Delta V_{C2} = \Delta E_2 = \frac{1}{C_2} \cdot \int_0^{\frac{T_s}{4}} 4\,D \cdot I_{R2} \cdot \frac{E_1 \cdot n_T \cdot D}{2\,(E_1 \cdot n_T \cdot D^2 + L_1 \cdot f_s \cdot I_{R2})} - I_{R2}\,dt \tag{2.26}$$

Resolvendo a integral acima, se obtém a capacitância necessária para atender aos limites de ondulação de tensão no MCD na equação 2.27.

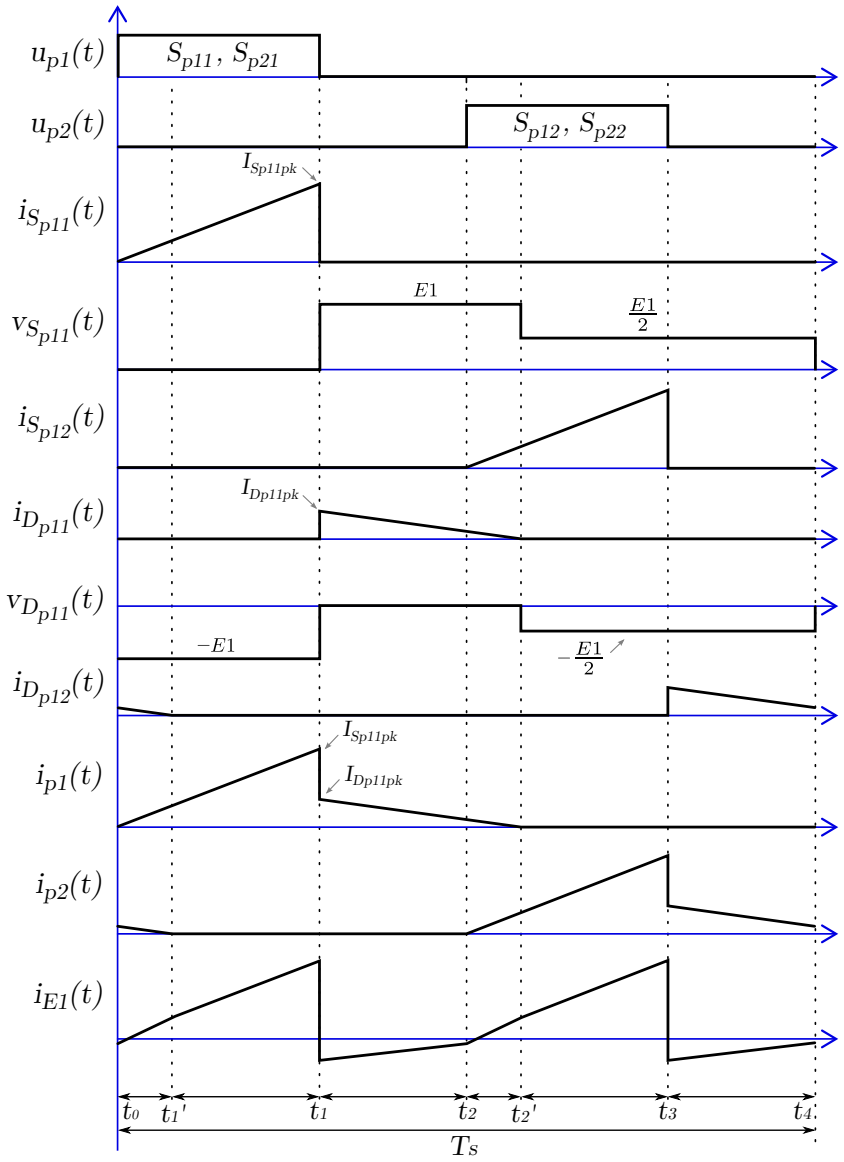
$$C_2 = \frac{I_{R2} \cdot (E_1 \cdot n_T \cdot D^2 \cdot T_s - L_1 \cdot I_{R2})}{4\,\Delta E_2 \cdot (E_1 \cdot n_T \cdot D^2 + L_1 \cdot f_s \cdot I_{R2})} \tag{2.27}$$

2.1.2.2 Ganho estático em MCD

O ganho estático no MCD pode ser determinado a partir da energia fornecida pela fonte e a energia consumida pela carga. Pela forma de onda da corrente mostrada na Figura 29, a ondulação de corrente do indutor L_1, na primeira etapa, é dada pela equação 2.28.

$$\Delta I_{L1} = \frac{E_1 \cdot n_T - E_2}{L_1} \cdot \Delta t_1 \tag{2.28}$$

Figura 32 – Forma de onda básicas e idealizadas do lado primário dos transformadores com os esforços nos componentes para operação no sentido *forward* em MCD com $n_{La} = 1$.



Durante a segunda etapa de operação, ocorre a completa desmagnetização do indutor L_1 e L_2, no intervalo Δt_2 , e o tempo de duração desta desmagnetização, denominado de t_d , é determinada na equação 2.29.

$$t_d = \frac{L_1 \cdot \Delta I_{L1} \left(n_{La} + 1\right)}{E_2} \tag{2.29}$$

A ondulação de corrente sobre os indutores de filtro que estão acoplados representa um importante parâmetro de projeto, e a ondulação sobre o indutor L_2 possui dependência com a ondulação de L_1. Sabendo que $L_2 = L_1 \cdot {n_{La}}^2$ e $I_{L1_{pk}} = I_{L2_{pk}} \cdot n_{La}$, então define-se a ondulação sobre o indutor L_2 como função de L_1 na expressão 2.30.

$$\Delta I_{L2} = \frac{\Delta I_{L1}}{n_{La} + 1} \tag{2.30}$$

A energia consumida pela carga é dada pela seguinte expressão:

$$W_{E2} = 2\,E_2 \left(\frac{1}{2} \cdot \Delta I_{L1} \cdot \frac{\Delta t_1}{T_s} + \frac{1}{2} \cdot \Delta I_{L2} \cdot \frac{t_d}{T_s} \right) T_s \tag{2.31}$$

Substituindo as equações 2.28, 2.29 e 2.30, na equação 2.31, obtém-se a energia consumida pela carga E_2, após algumas manipulações matemáticas.

$$W_{E2} = \frac{E_1 \cdot E_2 \cdot D^2 \cdot {T_s}^2}{L_1} \cdot \left(n_T - \frac{E_2}{E_1} \right) \cdot \left(1 + \left[\frac{E_1}{E_2} \cdot n_T - 1 \right] \right) \tag{2.32}$$

A energia fornecida pela fonte em um período de comutação é:

$$W_{E1} = E_1 \cdot I_{E1} \cdot T_s \tag{2.33}$$

A lei da conservação de energia estabelece que a quantidade total de energia em um sistema isolado permanece constante. Assim, a energia consumida pela carga e fornecida pela fonte num período de comutação são iguais, igualando as equações 2.32 e 2.33, encontra-se a expressão 2.34:

$$E_1 \cdot I_{E1} \cdot T_s = \frac{E_1 \cdot E_2 \cdot D^2 \cdot {T_s}^2}{L_1} \cdot \left(n_T - \frac{E_2}{E_1} \right) \cdot \left(1 + \left[\frac{E_1 \cdot n_T}{E_2} - 1 \right] \right) \tag{2.34}$$

Resolvendo a equação 2.34 e isolando os termos em função da tensão na carga e na fonte de alimentação, obtém-se o ganho estático no modo de condução descontínuo:

$$q_{1_{MCD}} = \frac{D^2 \cdot {n_T}^2}{n_T \cdot D^2 + \overline{i_{R2}}} \tag{2.35}$$

Define-se uma expressão para a corrente parametrizada ou normalizada como sendo:

$$\overline{i_{R2}} = \frac{I_{R2} \cdot L_1 \cdot f_s}{E_1} \tag{2.36}$$

A Figura 33 mostra a característica de transferência estática do conversor proposto no MCD em regime permanente para diferentes valores de corrente parametrizada quando a relação de transformação é mantida constante em $n_T = 17/31$, frente a variações da razão cíclica D.

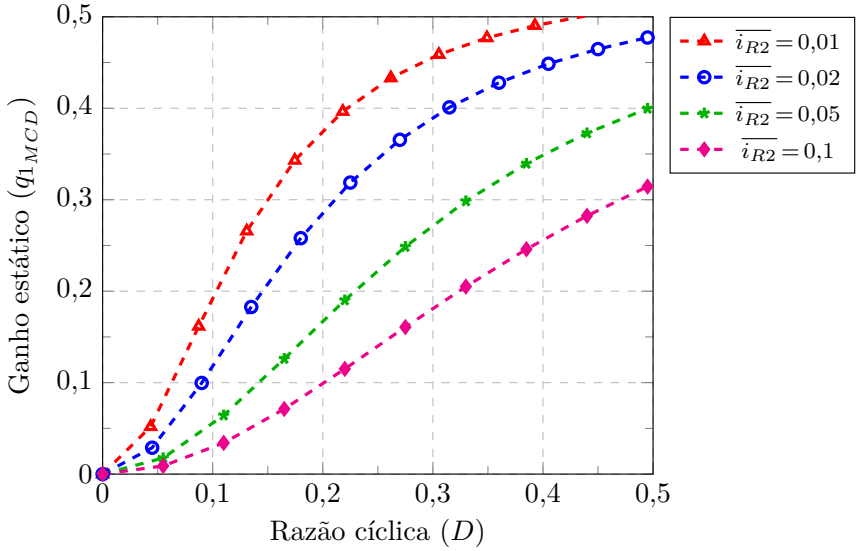
A expressão 2.35 define o comportamento do conversor no MCD, sua característica ideal de transferência revela que a tensão de saída sofre varição com a mudança da corrente de carga do conversor e, diferentemente do MCC, a tensão de saída não tem dependência com o indutor acoplado L_a.

2.1.3 MCCr para operação no sentido *forward*

A operação do conversor no modo de condução crítico (MCCr) é caracterizada como o limite entre a condução descontínua e a contínua do indutor acoplado L_a, ou seja, a corrente do indutor L_1 anula-se exatamente no final da metade de um período de comutação.

Na condição crítica ou descontínua, a corrente mínima no indutor acoplado é zero, portanto, a ondulação de corrente sobre L_1 e L_2 é o próprio valor máximo ou valor de pico da corrente.

Figura 33 – Ganho estático para operação no sentido *forward* com $n_T = 17/31$ e no MCD.



Na primeira etapa de operação, a tensão sobre L_1 é dada por:

$$E_1 \cdot n_T - E_2 = L_1 \cdot \frac{I_{L1_{max}}}{D \cdot T_s} \tag{2.37}$$

A corrente máxima $I_{L1_{max}}$, em função da corrente de saída, é apresentada na equação 2.38.

$$I_{L1_{max}} = \frac{2\, I_{R2} \cdot (n_{La} + 1)}{2\, D \cdot n_{La} + 1} \tag{2.38}$$

Substituindo a expressão 2.38 em 2.37 e manipulando a equação, obtém-se a expressão 2.39, que representa a indutância crítica do conversor operando no MCCr e sentido *forward*.

$$L_{1_{MCCr}} = \frac{E_2}{4\, I_{R2} \cdot f_s} \cdot \frac{(1 - 2\, D) \cdot (2\, D \cdot n_{La} + 1)}{(n_{La} + 1)^2} \tag{2.39}$$

A expressão 2.39 indica a indutância crítica, ou seja, o valor mínimo do indutor que garanta a condução contínua ou ponto crítico no final de meio período de comutação ($T_s/2$).

A expressão 2.40 estabelece o limite superior para o valor de indutância, de forma que qualquer valor abaixo deste force o conversor a operar no MCD. Portanto, pode-se dimensionar qualquer valor de L_1 dentro do intervalo a seguir:

$$0 < L_{1_{MCD}} < \frac{E_2}{4\, I_{R2} \cdot f_s} \cdot \frac{(1 - 2\, D) \cdot (2\, D \cdot n_{La} + 1)}{(n_{La} + 1)^2} \tag{2.40}$$

Em condições de carga crítica, a corrente média no indutor acoplado de saída é a metade do valor de pico, no qual a própria ondulação de corrente apresentada na equação 2.19 representa o seu valor de pico.

$$I_{L1_{MCCr}} = I_{R2_{med}} = \frac{\Delta I_{L1}}{2} = \frac{E_2}{L_1 \cdot f_s} \cdot \frac{(1 - 2\, D)}{4\, (n_{La} + 1)} \tag{2.41}$$

Relacionando a tensão de saída do respectivo sentido de operação e reconhecendo que a resistência de saída é $R_2 = E_2/I_{R2_{med}}$, o valor crítico da resistência de carga, ou mesmo, o valor da carga de fronteira entre os MCC e MCD pode ser obtido como:

$$R_{2_{MCCr}} = \frac{4\,L_1 \cdot f_s \cdot (n_{La}+1)}{(1-2\,D)} \tag{2.42}$$

Sendo a condução crítica o limite entre o MCC e o MCD, os ganhos estáticos para estes modos de operação são iguais quando o conversor opera em condução crítica. Portanto, a determinação do ganho crítico pode ser realizada igualando a expressão 2.18 e 2.35. Assim:

$$\frac{2\,D \cdot n_T\,(n_{La}+1)}{2\,D \cdot n_{La}+1} = \frac{D^2 \cdot {n_T}^2}{n_T \cdot D^2 + \overline{i_{R2}}} \tag{2.43}$$

Trabalhando a expressão 2.43 e reorganizando as variáveis para a razão cíclica crítica, obtém-se a razão cíclica crítica do conversor:

$$D_{Cr} = \begin{cases} \dfrac{1}{4} + \dfrac{\sqrt{{n_T}^2 - 16\,\overline{i_{R2}} \cdot n_T \cdot (n_{La}+1)}}{4n_T} \\ \dfrac{1}{4} - \dfrac{\sqrt{{n_T}^2 - 16\,\overline{i_{R2}} \cdot n_T \cdot (n_{La}+1)}}{4n_T} \end{cases} \tag{2.44}$$

Substituindo a expressão 2.44 em 2.18, encontra-se as seguintes expressões para o ganho estático no MCCr.

$$q'_{1_{MCCr}} = \frac{n_T\left[n_T + \sqrt{{n_T}^2 - 16\,\overline{i_{R2}} \cdot n_T \cdot (n_{La}+1)}\right] \cdot (n_{La}+1)}{2\,n_T + \left[n_T + \sqrt{{n_T}^2 - 16\,\overline{i_{R2}} \cdot n_T \cdot (n_{La}+1)}\right] \cdot n_{La}} \tag{2.45}$$

$$q''_{1_{MCCr}} = \frac{n_T\left[n_T - \sqrt{{n_T}^2 - 16\,\overline{i_{R2}} \cdot n_T \cdot (n_{La}+1)}\right] \cdot (n_{La}+1)}{2\,n_T + \left[n_T - \sqrt{{n_T}^2 - 16\,\overline{i_{R2}} \cdot n_T \cdot (n_{La}+1)}\right] \cdot n_{La}} \tag{2.46}$$

2.1.4 Característica de saída no sentido *forward*

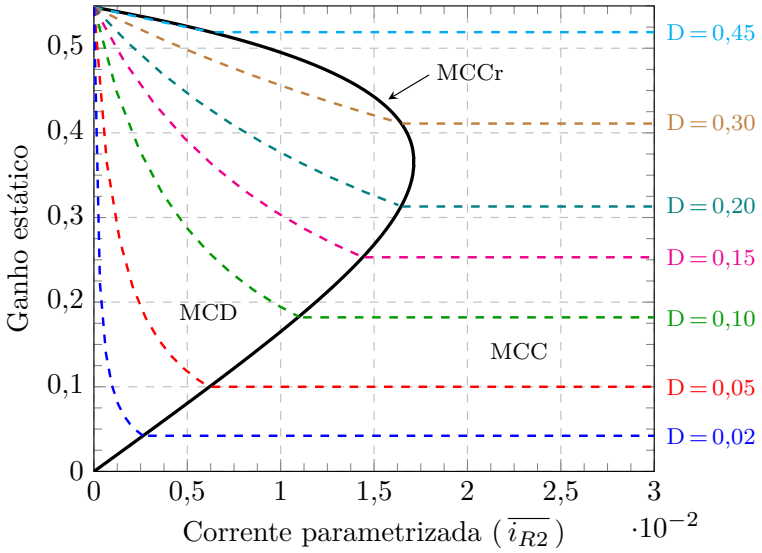
A partir das expressões de ganho estático definidas anteriormente para a operação no modo de condução contínuo, descontínuo e crítico, é possível traçar a característica de saída do conversor proposto, que opera no sentido *forward* em função do valor de corrente parametrizada da carga $\overline{i_{R2}}$, considerando $n_{La} = 1$ e $n_T = 17/31$, conforme Figura 34.

Esta descrição do funcionamento estático do conversor por meio da representação gráfica na forma de diversas curvas, relacionando a variação do ganho de tensão do conversor em função das variações de carga, facilita a identificação, por exemplo, de qual o limite de variação de carga admissível para que o conversor se mantenha dentro de um determinado modo de condução. Conforme pode ser visto na Figura 34, a região do MCC está separada da região do MCD pela curva delimitadora ou fronteira, denominada de região de condução crítica ou MCCr.

Quando o conversor opera no MCC, variações na carga não afetam a regulação de tensão do mesmo, porém, para a operação no MCD, a tensão sobre ela é afetada quando ocorre varições na corrente parametrizada de carga.

Tomando a situação limite ou de fronteira entre os modos de condução do conversor, pode-se determinar, pela característica de saída, toda a dinâmica envolvendo a variação de carga,

Figura 34 – Característica de carga do conversor Forward / Flyback intercalado operando no sentido *forward*.



o ganho de tensão e os modos de condução do conversor quando a relação de transformação é mantida constante para valores de razão cíclica de $0,02$ a $0,45$.

2.1.5 Análise dos esforços no conversor operando no sentido *forward* em MCC

A partir da análise qualitativa do conversor, as equações dos esforços nos principais componentes ativos e passivos, ou seja, o dimensionamento das grandezas elétricas que os componentes têm que suportar para o seu correto funcionamento, são apresentadas a seguir. A análise será feita no MCC com base nas formas de ondas ideais de corrente e tensão apresentadas anteriormente.

2.1.5.1 Esforços no indutor acoplado L_a

Os esforços de corrente através do enrolamento do indutor acoplado L_1 e L_2 são apresentados a seguir.

O valor médio da corrente que circula através do indutor L_1 é definido na equação 2.47, pois é a própria corrente média que circula na carga R_2.

$$I_{L1_{med}} = I_{R2} \tag{2.47}$$

O valor eficaz da corrente é então determinado na equação 2.48 e composto pela parcela do intervalo Δt_1 e pela parcela do intervalo Δt_2 quando o indutor L_2 também é percorrido pela corrente dentro de meio período de comutação.

$$I_{L1_{ef}} = \sqrt{\frac{2}{T_s}\left[\int_0^{\Delta t_1}\left[\frac{I_{R2}\,(n_{La}+1)}{2\,D\cdot n_{La}+1}\right]^2 dt + \int_0^{\Delta t_2}\left(\frac{I_{R2}}{2\,D\cdot n_{La}+1}\right)^2 dt\right]} \tag{2.48}$$

Resolvendo a expressão acima, obtém-se a equação que define o valor eficaz da corrente no indutor L_1 na equação 2.49.

$$I_{L1_{ef}} = \frac{I_{R2}}{2\,D\cdot n_{La}+1}\cdot\sqrt{2\,D\,(n_{La}+1)^2+1-2\,D} \tag{2.49}$$

A corrente média no indutor L_2 é igual à corrente que circula no indutor L_1 menos a corrente da bobina secundária do transformador, conforme equação 2.50.

$$I_{L2_{med}} = I_{R2} \cdot \frac{1 - 2\,D}{2\,D \cdot n_{La} + 1} \tag{2.50}$$

O valor eficaz da corrente no indutor L_2 é então determinado na equação 2.51, que ocorre no intervalo Δt_2 em meio período de comutação.

$$I_{L2_{ef}} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{\left(\frac{1-2D}{2}\right)T_s} \left(\frac{I_{R2}}{2\,D \cdot n_{La} + 1}\right)^2 dt} \tag{2.51}$$

Resolvendo a integral acima, obtém-se agora a expressão que define o valor eficaz da corrente no indutor L_2 na equação 2.52.

$$I_{L2_{ef}} = I_{R2} \cdot \frac{\sqrt{1 - 2\,D}}{2\,D \cdot n_{La} + 1} \tag{2.52}$$

2.1.5.2 Esforços nos interruptores

Os esforços de tensão sobre os interruptores do lado primário dos transformadores serão apresentados inicialmente onde, através destes patamares de máxima tensão de bloqueio, serão realizadas as escolhas de componentes comerciais adequados.

Observando as etapas de operação no MCC, verifica-se que os interruptores S_{p11}, S_{p21} e S_{p12}, S_{p22} devem suportar a máxima tensão de bloqueio dada pela equação 2.53.

$$V_{Sp_{max}} = E_1 \tag{2.53}$$

O valor médio de corrente dos interruptores do lado primário é obtido aplicando a integral da equação 2.54 em um período de comutação, onde possui uma parcela composta pela corrente da fonte E_1 e outra da corrente de desmagnetização dos transformadores, portanto, dependente da indutância da bobina primária (L_p) do transformador.

$$I_{Sp_{med}} = \frac{I_{E1}}{2} + \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} \frac{E_1 \cdot D \cdot T_s}{2\,L_p} \tag{2.54}$$

Resolvendo a função acima, obtém-se a expressão para determinar o valor médio de corrente dos interruptores do lado primário na equação 2.55.

$$I_{Sp_{med}} = I_{R2} \cdot \frac{n_T\,(n_{La} + 1)\,D}{2\,D \cdot n_{La} + 1} + \frac{E_1 \cdot D^2}{2\,L_p \cdot f_s} \tag{2.55}$$

O valor eficaz da corrente nos interruptores S_{p11}, S_{p21} e S_{p12}, S_{p22} é dada pela equação 2.56.

$$I_{Sp_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{I_{R2} \cdot n_T\,(n_{La} + 1)}{2\,D \cdot n_{La} + 1} + \frac{E_1 \cdot D}{2\,L_p \cdot f_s}\right)^2 dt} \tag{2.56}$$

Resolvendo a integral acima, obtém-se a expressão para determinar o valor eficaz de corrente dos interruptores do lado primário na equação 2.57.

$$I_{Sp_{ef}} = I_{R2} \cdot \frac{n_T\,(n_{La} + 1)\,\sqrt{D}}{2\,D \cdot n_{La} + 1} + \frac{E_1 \cdot \sqrt{D^3}}{2\,L_p \cdot f_s} \tag{2.57}$$

Os valores mínimo e máximo da corrente nos interruptores são obtidos aplicando as equações 2.58 e 2.59, respectivamente.

$$I_{Sp_{min}} = \frac{I_{R2} \cdot n_T \left(n_{La} + 1\right)}{2\,D \cdot n_{La} + 1} - \frac{\Delta I_{L1} \cdot n_T}{2} \tag{2.58}$$

$$I_{Sp_{max}} = \frac{I_{R2} \cdot n_T \left(n_{La} + 1\right)}{2\,D \cdot n_{La} + 1} + \frac{E_1 \cdot D}{L_p \cdot f_s} + \frac{\Delta I_{L1} \cdot n_T}{2} \tag{2.59}$$

2.1.5.3 Esforços nos diodos

Os cálculos dos esforços de tensão e corrente nos diodos do lado primário e secundário são apresentados a seguir.

O valor máximo de tensão de bloqueio nos terminais dos diodos do lado primário D_{p11}, D_{p21} e D_{p12}, D_{p22}, responsável pela desmagnetização do transformador, é definido na equação 2.60.

$$V_{Dp_{max}} = E_1 \tag{2.60}$$

O valor médio de corrente nos diodos de desmagnetização do lado primário é obtido aplicando a integral da equação 2.61, onde o tempo de desmagnetização é igual ao tempo de magnetização, que está no intervalo Δt_1.

$$I_{Dp_{med}} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} \frac{1}{2} \cdot \frac{E_1 \cdot D \cdot T_s}{L_p} dt \tag{2.61}$$

Resolvendo a função acima, obtém-se a expressão para determinar o valor médio de corrente nos diodos de desmagnetização do lado primário na equação 2.62.

$$I_{Dp_{med}} = \frac{E_2}{4\,L_p \cdot f_s} \cdot \frac{\left(2\,D \cdot n_{La} + 1\right)\,D}{n_T\left(n_{La} + 1\right)} \tag{2.62}$$

O valor eficaz da corrente nos diodos é então determinado na equação 2.63.

$$I_{Dp_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{E_1 \cdot D \cdot T_s}{L_p}\right)^2 dt} \tag{2.63}$$

Resolvendo a integral acima, obtém-se agora a expressão que define o valor eficaz da corrente nos diodos de desmagnetização do lado primário na equação 2.64.

$$I_{Dp_{ef}} = \frac{E_2}{4\,L_p \cdot f_s} \cdot \frac{\left(2\,D \cdot n_{La} + 1\right)\,\sqrt{D}}{n_T\,\left(n_{La} + 1\right)} \tag{2.64}$$

A corrente máxima ou corrente de pico que os diodos de desmagnetização devem suportar é definida na equação 2.65.

$$I_{Dp_{max}} = \frac{E_2}{2\,L_p \cdot f_s} \cdot \frac{\left(2\,D \cdot n_{La} + 1\right)}{n_T\,\left(n_{La} + 1\right)} \tag{2.65}$$

O valor máximo de tensão de bloqueio nos terminais dos diodos do lado secundário D_{s1} e D_{s2}, responsável por retificar a tensão do transformador, é definido na equação 2.66.

$$V_{Ds_{max}} = 2\,E_1 \cdot n_T \tag{2.66}$$

O valor médio de corrente nos diodos do lado secundário é obtido aplicando a integral da equação 2.67, dentro de um período de comutação e no intervalo Δt_1.

$$I_{Ds_{med}} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} I_{R2} \cdot \frac{n_{La} + 1}{2\,D \cdot n_{La} + 1} dt \tag{2.67}$$

Resolvendo a função acima, obtém-se a expressão para determinar o valor médio de corrente nos diodos do lado secundário D_{s1} e D_{s2} na equação 2.68.

$$I_{Ds_{med}} = I_{R2} \cdot \frac{(n_{La} + 1)\ D}{2\,D \cdot n_{La} + 1} \tag{2.68}$$

O valor eficaz da corrente nos diodos D_{s1} e D_{s2} é então determinado na equação 2.69.

$$I_{Ds_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{D \cdot T_s} \left(I_{R2} \cdot \frac{n_{La} + 1}{2\,D \cdot n_{La} + 1} \right)^2 dt} \tag{2.69}$$

Resolvendo a integral acima, obtém-se agora a expressão que define o valor eficaz da corrente nos diodos do lado secundário na equação 2.70.

$$I_{Ds_{ef}} = I_{R2} \cdot \frac{(n_{La} + 1)\ \sqrt{D}}{2\,D \cdot n_{La} + 1} \tag{2.70}$$

O valor máximo de tensão de bloqueio nos terminais dos diodos da segunda topologia D_5, D_6, D_7 e D_8, é definido na equação 2.71.

$$V_{D5_{max}} = E_1 \cdot n_T + (E_1 \cdot n_T - E_2)\, n_{La} \tag{2.71}$$

A corrente que circula através do indutor L_2 durante a etapa de roda livre é conduzida pelo conjunto de quatro diodos da segunda topologia D_5, D_6, D_7 e D_8. E, considerando os mesmos idênticos, é possível definir a corrente média nos diodos na equação 2.72.

$$I_{D5_{med}} = \frac{I_{L2_{med}}}{4} \tag{2.72}$$

Da mesma forma, o valor eficaz da corrente nos diodos D_5, D_6, D_7 e D_8, é obtido na expressão 2.73

$$I_{D5_{ef}} = I_{R2} \cdot \frac{\sqrt{1 - 2\,D}}{8\,D \cdot n_{La} + 1} \tag{2.73}$$

2.1.5.4 Esforços no capacitor de filtro C_2

O capacitor de filtro C_2, conectado em paralelo com a carga representada pela resistência R_2, tem a função de manter a tensão constante dentro de certos limites definidos na ondulação de tensão, portanto, será submetido à tensão média E_2.

O valor eficaz da corrente através do capacitor é obtido por meio da análise nodal onde o mesmo está conectado, resultando em $i_{C2} = i_{L1} - i_{R2}$. A expressão 2.74 define a corrente que circula através dele durante a primeira e segunda etapas de operação em meio período de comutação.

$$I_{C2_{ef}}{}^2 = \frac{2}{T_s}\left(\int_0^{\Delta t_1}\left[\frac{I_{R2}\cdot n_{La}\,(1-2\,D)}{2\,D\cdot n_{La}+1}\right]^2 dt + \int_0^{\Delta t_2}\left[\frac{2\,I_{R2}\cdot n_{La}\cdot D}{2\,D\cdot n_{La}+1}\right]^2 dt\right) \tag{2.74}$$

Resolvendo a integral, obtém-se a expressão para a determinação da corrente eficaz no capacitor de filtro C_2 na equação 2.75.

$$I_{C2_{ef}} = I_{R2}\cdot\frac{n_{La}}{2\,D\cdot n_{La}+1}\cdot\sqrt{2\,D\cdot(1-2\,D)} \tag{2.75}$$

2.1.5.5 Esforços nos enrolamentos do transformador

Os esforços de corrente nas bobinas primária e secundária dos transformadores T_1 e T_2 serão apresentadas para possibilitar seu projeto físico posteriormente.

A expressão que define o valor médio de corrente na bobina primária (n_p) é determinada na equação 2.76, onde possui a parcela de corrente que circula através dos interruptores e a parcela dos diodos de desmagnetização em um período de comutação.

$$I_{Tp_{med}} = \frac{1}{T_s}\left(\int_0^{\Delta t_1}\left[\frac{I_{R2}\cdot n_T\,(n_{La}+1)}{2\,D\cdot n_{La}+1}+\frac{E_1\cdot D}{2\,L_p\cdot f_s}\right]dt + \int_0^{\Delta t_1}\frac{E_1\cdot\Delta t_1}{2\,L_p}dt\right) \tag{2.76}$$

Resolvendo a integral, chega-se a expressão para determinar o valor médio de corrente que circula na bobina primária dos transformadores $I_{Tp_{med}}$ na equação 2.77.

$$I_{Tp_{med}} = I_{R2}\cdot\frac{n_T\,(n_{La}+1)\,D}{2\,D\cdot n_{La}+1}+\frac{E_1\cdot D^2}{L_p\cdot f_s} \tag{2.77}$$

O valor eficaz da corrente na bobina primária (n_p) dos transformadores é então determinado na equação 2.78.

$$I_{Tp_{ef}}{}^2 = \frac{1}{T_s}\left(\int_0^{\Delta t_1}\left[\frac{I_{R2}\cdot n_T\,(n_{La}+1)}{2\,D\cdot n_{La}+1}+\frac{E_1\cdot D}{2\,L_p\cdot f_s}\right]^2 dt + \int_0^{\Delta t_1}\left[\frac{E_1\cdot\Delta t_1}{2\,L_p}\right]^2 dt\right) \tag{2.78}$$

Resolvendo a função acima, obtém-se a expressão para determinar o valor eficaz da corrente na bobina primária $I_{Tp_{ef}}$ na equação 2.79.

$$I_{Tp_{ef}} = \sqrt{\left[\frac{I_{R2}\cdot n_T\,(n_{La}+1)}{2\,D\cdot n_{La}+1}+\frac{E_1\cdot D}{2\,L_p\cdot f_s}\right]^2+\left[\frac{E_1\cdot D}{2\,L_p\cdot f_s}\right]^2}\cdot\sqrt{D} \tag{2.79}$$

A corrente que circula nas bobinas secundárias (n_s) dos transformadores T_1 e T_2 é a própria corrente que passa através dos diodos retificadores D_{s1} e D_{s2}, já apresentada anteriormente nas equações 2.68 e 2.70. Portanto, os valores médio e eficaz de corrente nas bobinas secundárias são obtidos aplicando as equações 2.80 e 2.81, respectivamente.

$$I_{Ts_{med}} = I_{Ds_{med}} \tag{2.80}$$

$$I_{Ts_{ef}} = I_{Ds_{ef}} \tag{2.81}$$

Na seção subsequente, as etapas de operação e análise qualitativa da operação no sentido inverso (sentido *flyback*) são apresentadas e descritas em detalhes.

2.2 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO PARA OPERAÇÃO NO SENTIDO FLYBACK

Nesta seção, realiza-se a análise do conversor bidirecional Forward / Flyback intercalado com indutor acoplado operando no sentido *flyback*, onde agora transfere energia da fonte E_2 para a porta 1, denominado também de descarga, conforme ilustrado na Figura 17.

Para a operação no sentido *flyback*, o conversor é constituído essencialmente pelos seguintes componentes que estão ilustrados na Figura 19: dois interruptores, dois diodos auxiliares associados a um capacitor e a um indutor do lado secundário, possui os mesmos dois transformadores, quatro diodos retificadores e um capacitor de filtro no lado primário. Na etapa de funcionamento do sentido *flyback*, a topologia atua como elevadora de tensão, similar à um conversor Flyback intercalado, e sua faixa de atuação da razão cíclica fica em $0 \leq D \leq 50\,\%$.

Durante todas as etapas de operação, não ocorre circulação de corrente no indutor L_2, onde a energia acumulada por L_1 será sempre transferida para o circuito auxiliar composto por C_{b1}, D_{b1} e D_{b2} e para os transformadores durante a condução dos interruptores S_{s1} e S_{s2}. O capacitor C_{b1} desempenha a função de receber parte da energia transferida pelo indutor L_1 em alguns intervalos e transferi-la depois para os indutores Flyback.

É empregada a modulação por largura de pulso PWM no conversor onde os interruptores do lado secundário são comandados com deslocamento de $180\,^\circ$. O capacitor C_1 é encarregado da filtragem da tensão de saída na porta 1 por meio dos diodos retificadores D_{p11}, D_{p12}, D_{p21} e D_{p22}.

A relação de transformação do transformador da topologia já foi definida na seção anterior para operação no sentido *forward* pela equação 2.1, porém, ela será reescrita para facilitar as análises e manter o mesmo padrão de saída por entrada. A relação de transformação para o sentido *flyback* é apresentada equação 2.82.

$$n_T{}' = \frac{1}{n_T} = \frac{n_{p1}}{n_{s1}} = \frac{n_{p2}}{n_{s2}} \tag{2.82}$$

Como o conversor só necessita de dois pulsos de comando para operação no sentido *flyback*, os intervalos de tempo dos interruptores no sentido *forward*, descritos pelas equações 2.4 e 2.5, são válidos para esta análise, assim como, o diagrama ilustrado na Figura 20 na seção anterior.

Para a análise e descrição das etapas de operação no sentido *flyback*, são adotadas as seguintes simplificações:

- Os interruptores S_{s1} e S_{s2} são comandados com deslocamento de $180\,^\circ$ elétricos;
- $n_T{}'$ representa a relação de transformação dos transformadores vista pelo lado secundário e definida na equação 2.82;
- Os transformadores T_1 e T_2 passam agora a operar e se comportar como indutores acoplados, onde são atribuídos valores de indutância aos seus enrolamentos L_{s1}, L_{p1} e L_{s2}, L_{p2}, respectivamente;

- Os indutores acoplados são idênticos e possuem coeficiente de acoplamento magnético (k) unitário;
- Os elementos C_{b1}, D_{b1}, D_{b2} representam o circuito auxiliar que, juntamente com L_1, formam um filtro e fornecem tensão constante à etapa Flyback vista pelo lado secundário dos transformadores;
- E_2 representa a fonte de alimentação, E_1 a tensão de saída e R_1 a resistência equivalente da carga neste sentido de operação.

2.2.1 MCC para operação no sentido *flyback*

O MCC é definido neste sentido de operação analisando a corrente elétrica que circula pelo enrolamento secundário dos transformadores que são agora denominados de indutores L_{s1} e L_{s2}.

Neste modo e sentido de operação, a fonte E_2 transfere energia para o circuito de forma descontínua, a qual ocorre durante o bloqueio dos interruptores, já a carga R_1 e o capacitor C_1 recebem energia do circuito ao longo de todo o período de comutação por meio dos indutores acoplados L_{s1}, L_{p1} e L_{s2}, L_{p2}, que sempre são percorridos por corrente não nula.

No MCC, um período de operação do conversor é composto por quatro etapas e, em cada etapa, os elementos por onde há circulação de corrente são destacados.

A ***1ª etapa*** de operação é iniciada quando o interruptor S_{s1} é acionado no tempo t_0 e aplica a tensão da fonte E_2 sobre L_1 e C_{b1}, que é então aplicada ao indutor L_{s1}, resultando em $2D \cdot E_2$ e dando início ao armazenamento de energia no mesmo, conforme estado topológico equivalente na Figura 35a. Nesta etapa, a energia armazenada em L_{s2} continua sendo transferida para a carga por L_{p2} e por meio dos diodos D_{p12}, D_{p22}. Durante o intervalo de tempo Δt_1, a carga é alimentada pelo indutor L_{p2} e pelo capacitor C_1, onde esta etapa é finalizada no tempo t_1 quando S_{s1} é comandado a bloquear.

Na ***2ª etapa*** de operação, que se inicia no tempo t_1, os interruptores estão bloqueados e o indutor L_1 transfere parte da energia acumulada para o capacitor C_{b1} via D_{b1}, onde a tensão aplicada sobre o indutor L_{s1} é a tensão na carga refletida $-E_1/n_T{}'$, conforme estado topológico equivalente na Figura 35b. Durante este intervalo de tempo Δt_2, são os indutores acoplados L_{p1} e L_{p2} que transferem a energia para a carga R_1 e para o capacitor de filtro C_1, e a corrente na fonte de alimentação E_2 fica nula. Esta etapa de operação se encerra no tempo t_2, no entanto, o indutor L_{p1} transfere energia até o final do período de comutação T_s.

Na Figura 36, são ilustradas as principais formas de ondas de tensão e de corrente nos diferentes elementos do lado secundário do conversor para o MCC que configuram as quatro etapas de operação. As formas de ondas teóricas são traçadas a partir dos sinais de comando PWM aplicados aos interruptores S_{s1} e S_{s2} em um período de comutação T_s.

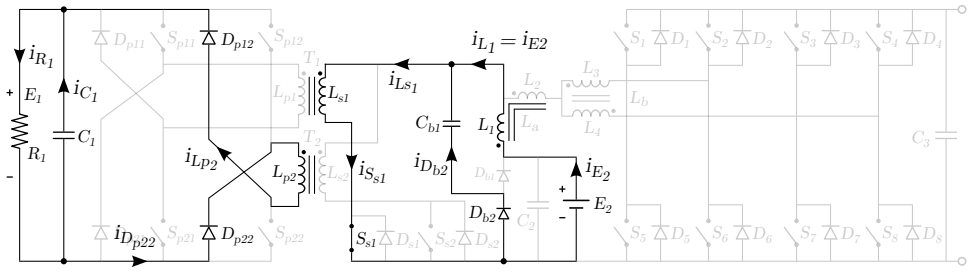
Para a verificação dos esforços de tensão e corrente, foram traçadas as principais formas de ondas que correspondem ao MCC do conversor vistas do lado secundário na Figura 37. A partir destas formas de ondas e de seus patamares, serão definidas, posteriormente, as expressões e esforços nos elementos do lado secundário.

A ***3ª etapa*** de operação, que se inicia no tempo t_2, é similar à 1ª etapa, porém, o interruptor comandado a conduzir é S_{s2}, que inicia agora o armazenamento de energia no indutor L_{s2} proveniente da fonte E_2 e do capacitor C_{b1}. O indutor L_{p1} via D_{p11} e D_{p21}, mais o capacitor C_1, alimentam a carga, conforme estado topológico equivalente na Figura 38a. A etapa é finalizada no tempo t_3 com o bloqueio do interruptor.

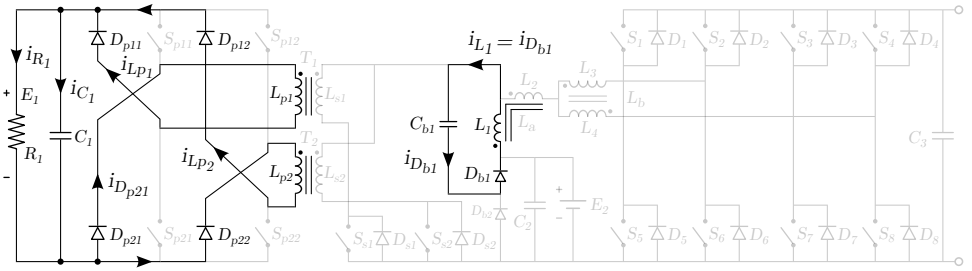
A ***4ª etapa*** de operação é idêntica à 2ª etapa, onde se inicia no tempo t_3 e termina no tempo t_4, conforme estado topológico equivalente na Figura 38b. Esta etapa é finalizada no

Figura 35 – Circuitos equivalentes para 1ª e 2ª etapas em MCC no sentido *flyback*.

(a) 1ª etapa de operação.



(b) 2ª etapa de operação.



tempo t_4 aonde o interruptor S_{s1} é novamente comandado a conduzir, encerrando um período de comutação do conversor.

As principais formas de ondas idealizadas do conversor operando no MCC e sentido *flyback*, vistas pelo lado primário dos indutores acoplados da topologia são ilustradas na Figura 39. A partir destas formas de ondas e de seus patamares, serão definidas, posteriormente, as expressões e esforços nos elementos do lado primário.

Observando a forma de onda de corrente nos indutores acoplados do lado primário, verifica-se que eles transferem energia durante todo o tempo $(1 - D)\, T_s$. Verifica-se também que a corrente no capacitor de filtro C_1 e a tensão na carga R_1 possuem períodos duas vezes maior em relação ao período de comutação de cada interruptor.

2.2.1.1 Característica ideal de transferência estática no MCC

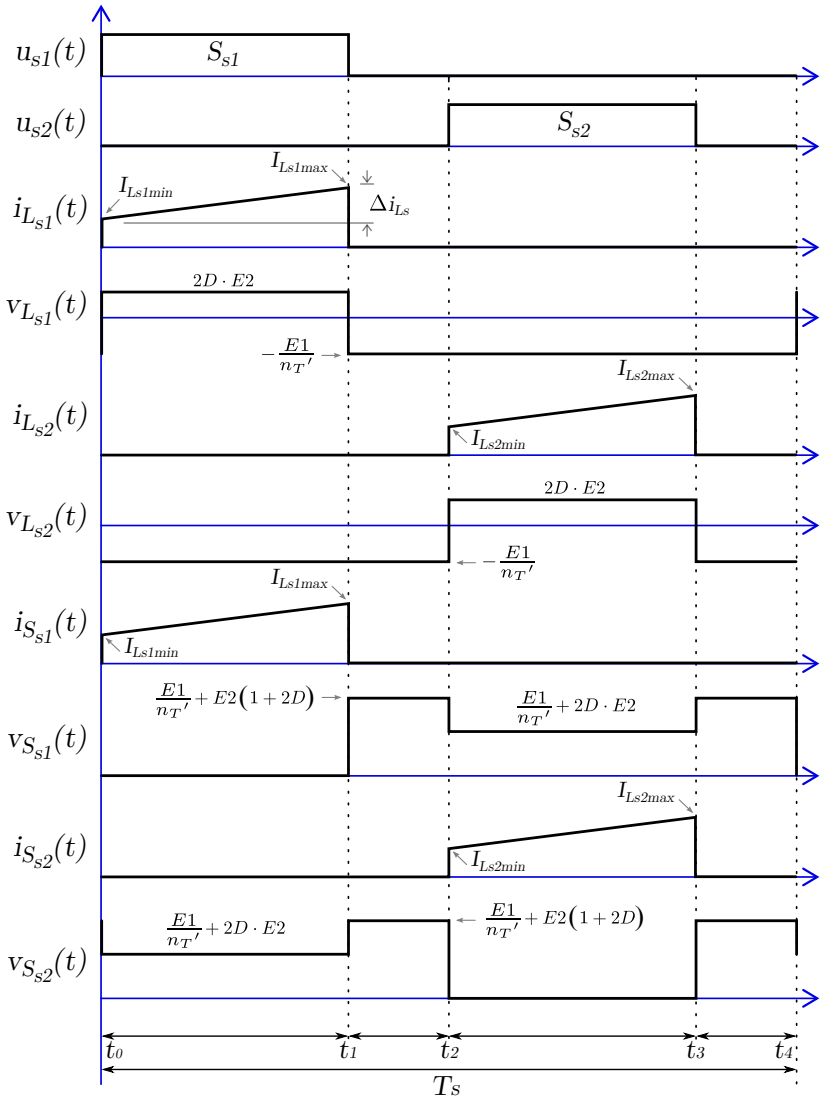
As expressões de tensão e corrente nos componentes do lado primário e secundário dos indutores acoplados no domínio do tempo são apresentadas abaixo e mostradas nas Figuras 36, 37 e 39. A partir destas formas de ondas e de seus patamares, são definidas expressões que serão utilizadas nos cálculos dos esforços dos componentes do conversor no sentido *flyback* de funcionamento e operação em MCC.

Analisando as quatro etapas de operação dentro de um período de comutação T_s da corrente nos indutores L_{s1} e L_{s2}, pode-se obter a expressão que descreve o ganho estático e o comportamento da tensão na carga em função da razão cíclica do conversor.

Nas formas de ondas idealizadas no MCC, pode-se observar que a frequência de ondulação da corrente no indutor acoplado L_{s1} e L_{p1} é igual à frequência de comutação. Portanto, a tensão e corrente instantânea no indutor é realizada considerando um período inteiro de comutação.

As tensões instantâneas nos indutores acoplados L_{s1} e L_{p1} são definidas pelas equações

Figura 36 – Principais formas de ondas idealizadas do lado secundário dos indutores acoplados para operação no sentido *flyback* em MCC.



2.83 e 2.84, abaixo:

$$v_{Ls1}(t) = \begin{cases} 2\,D \cdot E_2 & ; \quad \text{para} \quad t_0 \leq t \leq t_1 \\ -\dfrac{E_1}{n_T{}'} & ; \quad \text{para} \quad t_1 \leq t \leq T_s \end{cases} \tag{2.83}$$

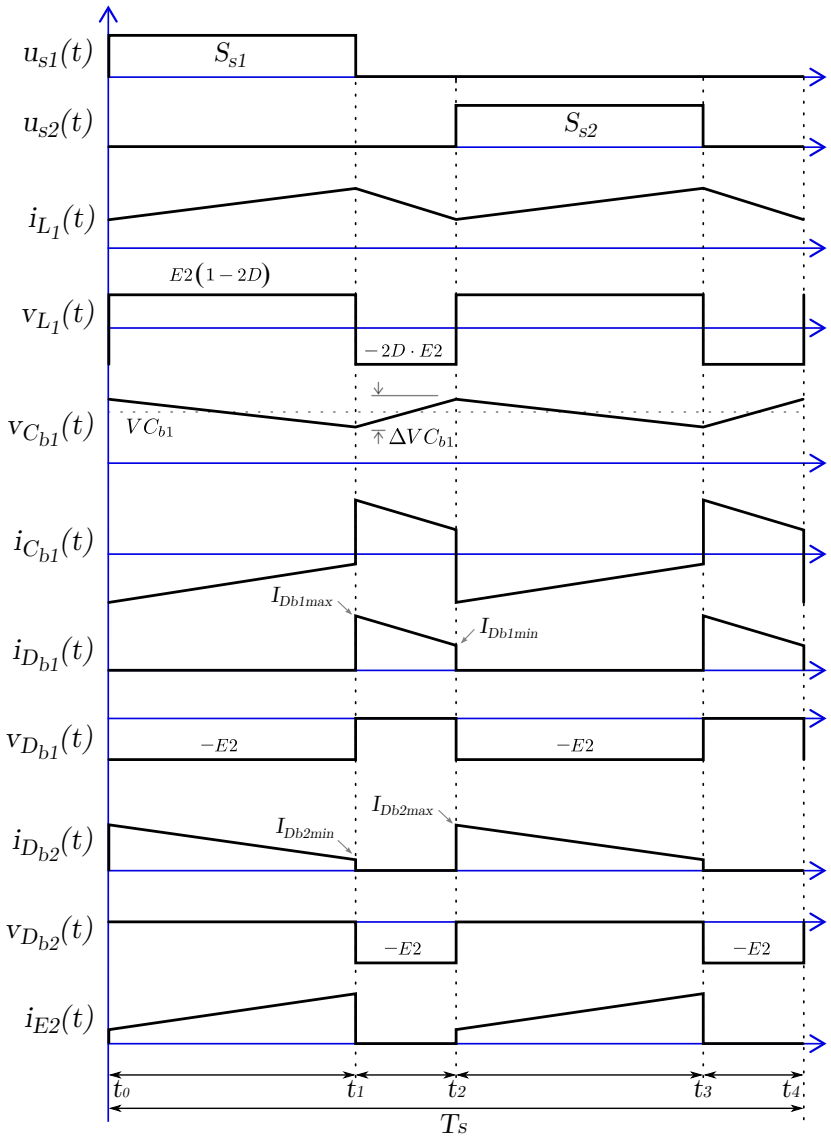
$$v_{Lp1}(t) = \begin{cases} 2\,D \cdot E_2 \cdot n_T{}' & ; \quad \text{para} \quad t_0 \leq t \leq t_1 \\ -E_1 & ; \quad \text{para} \quad t_1 \leq t \leq T_s \end{cases} \tag{2.84}$$

A corrente instantânea através dos indutores L_{s1} e L_{p1} são obtidas a partir das expressões 2.85 e 2.86:

$$i_{Ls1}(t) = \begin{cases} i_{Ls1}(t_0) + \dfrac{2\,D \cdot E_2}{L_{s1}} \cdot (t - t_0) & ; \quad \text{para} \quad t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & ; \quad \text{para} \quad t_1 \leq t \leq T_s \end{cases} \tag{2.85}$$

$$i_{Lp1}(t) = \begin{cases} 0 & ; \quad \text{para} \quad t_0 \leq t \leq t_1 \\ i_{Lp1}(t_1) - \dfrac{E_1}{L_{p1}} \cdot (t - t_1) & ; \quad \text{para} \quad t_1 \leq t \leq T_s \end{cases} \tag{2.86}$$

Figura 37 – Forma de onda idealizadas sobre os elementos do lado secundário para operação no sentido *flyback* em MCC.



A tensão instantânea que o interruptor S_{s1} e o diodo D_{p11} estão submetidos é dada por:

$$v_{Ss1}(t) = \begin{cases} 0 & ; \quad \text{para} \quad t_0 \leq t \leq t_1 \\ \dfrac{E_1}{n_T{}'} + E_2\,(1+2\,D) & ; \quad \text{para} \quad t_1 \leq t \leq t_2 \\ \dfrac{E_1}{n_T{}'} + 2\,D \cdot E_2 & ; \quad \text{para} \quad t_2 \leq t \leq t_3 \\ \dfrac{E_1}{n_T{}'} + E_2\,(1+2\,D) & ; \quad \text{para} \quad t_3 \leq t \leq T_s \end{cases} \tag{2.87}$$

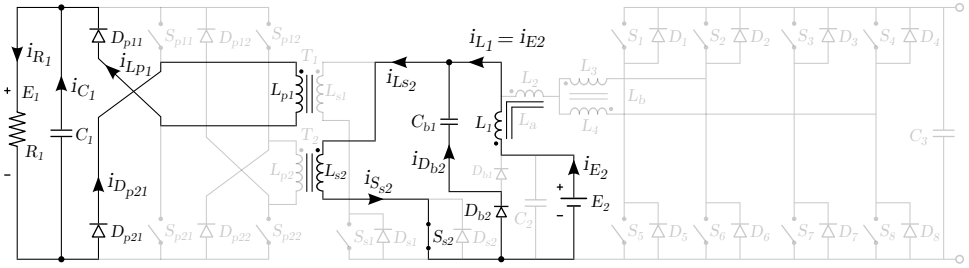
$$v_{Dp11}(t) = \begin{cases} -\dfrac{E_1}{2} - E_2 \cdot n_T{}' \cdot D & ; \quad \text{para} \quad t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & ; \quad \text{para} \quad t_1 \leq t \leq T_s \end{cases} \tag{2.88}$$

2.2.1.2 Ganho estático em MCC

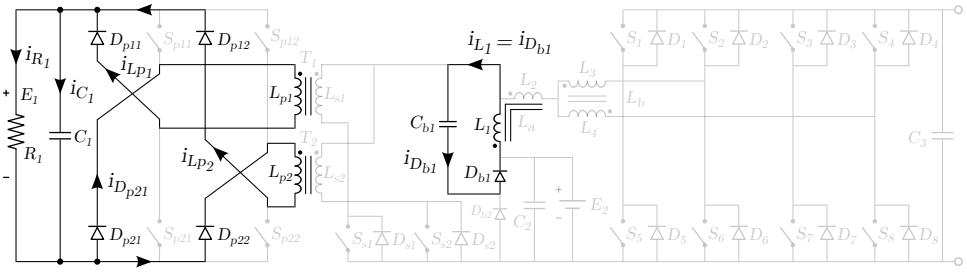
O ganho estático ideal do conversor é definido pela relação da tensão sobre a carga E_1 (tensão de saída) e a tensão da fonte de alimentação E_2 (tensão de entrada). O ganho estático

Figura 38 – Circuitos equivalentes para 3ª e 4ª etapas em MCC no sentido *flyback*.

(a) 3ª etapa de operação.



(b) 4ª etapa de operação.



em MCC pode ser determinado aplicando o valor médio da tensão sobre o indutor L_{s1}, como apresentado na equação 2.89 e Figura 36, onde a energia armazenada neste indutor durante o intervalo Δt_1 é transferida para a carga no intervalo Δt_2 dentro de um período de comutação T_s .

$$\overline{V_{Ls1}}(t) = \frac{1}{T_s}\left(\int_0^{\Delta t_1} 2\,D\cdot E_2\,dt + \int_0^{\Delta t_2} -\frac{E_1}{n_T{}'}\,dt\right) \tag{2.89}$$

Conhecendo os intervalos de tempo $\Delta t_1 = D\cdot T_s$ e $\Delta t_2 = (1-D)\,T_s$, pode-se expressar o valor médio da tensão em regime permanente, conforme equação 2.90, onde ela é nula ao longo de um período de comutação sobre uma indutância.

$$0 = \frac{1}{T_s}\left(\left[2\,D\cdot E_2\right] D\cdot T_s - \left[\frac{E_1}{n_T{}'}\right](1-D)\,T_s\right) \tag{2.90}$$

Efetuando as multiplicações, as simplificações possíveis e rearranjando os termos, resulta no ganho estático apresentado na equação 2.91 para o conversor operando no sentido *flyback* em MCC.

$$q_{2_{MCC}} = \frac{E_1}{E_2} = \frac{2\,D^2\cdot n_T{}'}{1-D} \tag{2.91}$$

Na Figura 40, o ganho estático do conversor proposto é apresentado e comparado com o ganho estático do conversor Flyback quadrático "*F. q.*" ($n\cdot D^2\,/\,[1-D]$), analisado e proposto por [345], quando a relação de transformação do mesmo é $n = 4$.

É possível verificar que o conversor possui característica elevadora ou abaixadora de tensão, dependendo da relação de transformação adotada, e apresenta o dobro do ganho de tensão do Flyback quadrático.

Figura 39 – Principais formas de ondas idealizadas do lado primário dos indutores acoplados para operação no sentido *flyback* em MCC.

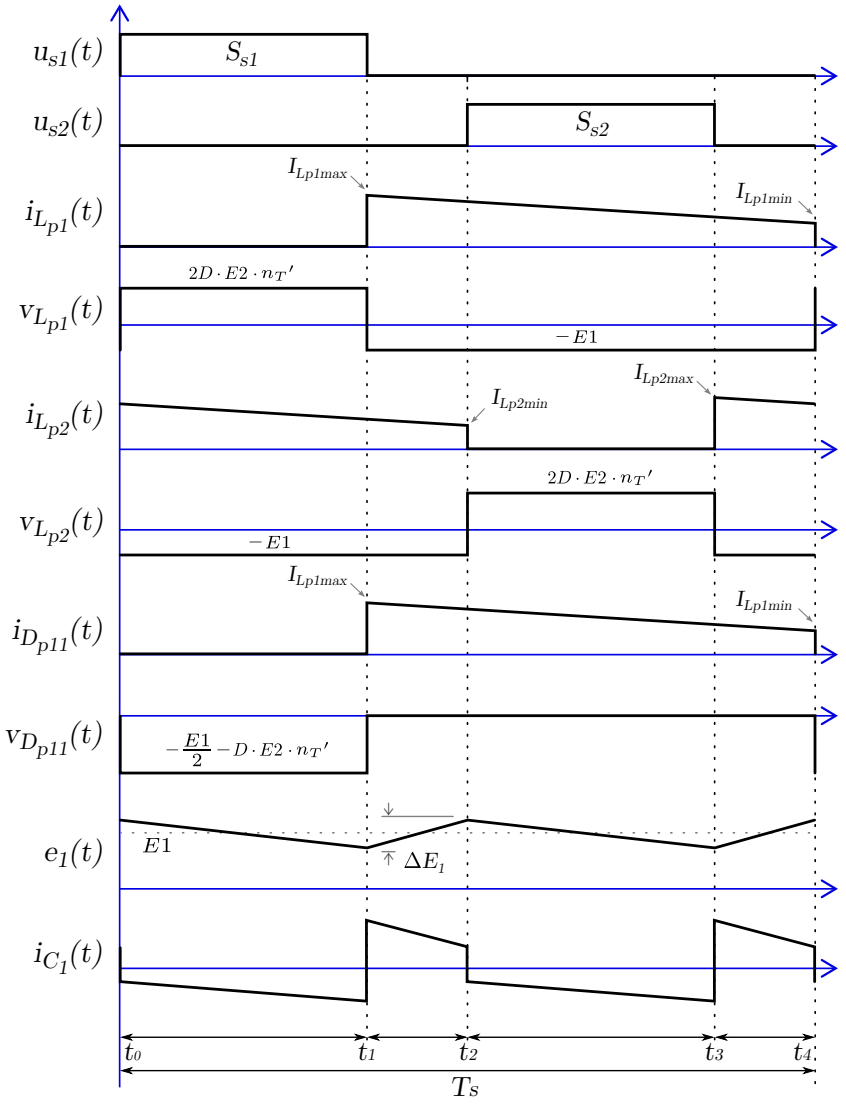
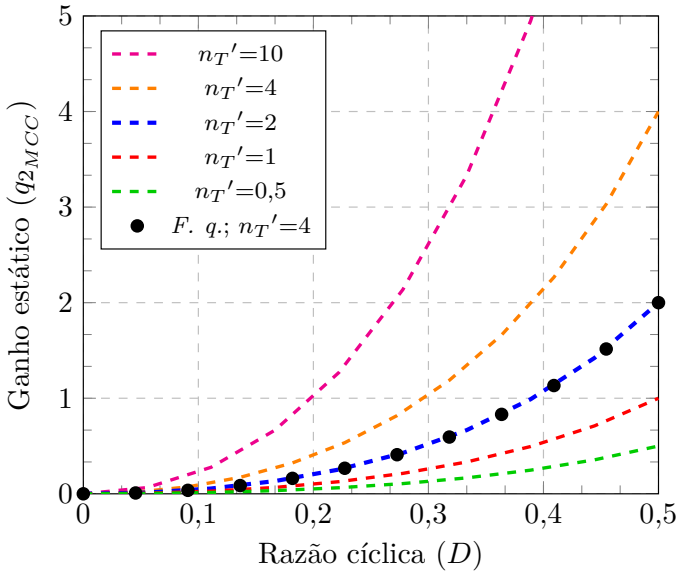


Figura 40 – Ganho estático para operação no sentido *flyback* em MCC.



2.2.1.3 Determinação dos elementos armazenadores de energia e filtragem no MCC

O valor necessário de indutância L_{s1} e L_{s2}, para operação no sentido *flyback*, é obtido analisando a ondulação de corrente sobre os mesmos, aplicando a equação da tensão sobre o indutor, conforme expressão 2.92.

$$V_{Ls1} = L_{s1} \cdot \frac{\Delta I_{Ls1}}{\Delta t_1} \tag{2.92}$$

Por meio da Figura 36, sabe-se que a tensão aplicada sobre L_{s1} no intervalo Δt_1 é $2\,D \cdot E_2$. Substituindo estes valores na expressão 2.92, obtém-se a equação 2.93, que é então utilizada para determinar o valor necessário da indutância secundária do Flyback que garanta a operação no MCC.

$$L_{s1} = \frac{2\,D^2 \cdot E_2}{\Delta I_{Ls1} \cdot f_s} \tag{2.93}$$

E, aplicando a relação $L_{p1} = L_{s1} \cdot (n_T{}')^2$, é possível encontrar o valor equivalente de indutância do indutor acoplado do lado primário.

A partir da forma de onda da corrente no capacitor de filtro C_1 apresentada na Figura 39, observa-se que durante os intervalos de tempo Δt_1 e Δt_3 a corrente é negativa e composta pela corrente nos diodos menos a corrente de carga $i_{C1} = i_{Dp} - i_{R1}$. A variação da tensão sobre o capacitor pode ser escrita pela equação 2.94.

$$\Delta V_{C1} = \Delta E_1 = \frac{1}{C_1} \cdot \int_0^{\Delta t_1} (i_{Dp} - i_{R1})\, dt \tag{2.94}$$

Durante a primeira etapa, a corrente no capacitor é I_{C1} e representada na equação 2.95.

$$I_{C1} = I_{R1} \cdot \frac{2\,D - 1}{2\,(1 - D)} \tag{2.95}$$

Substituindo a expressão 2.95 na 2.94, e resolvendo a integral, obtém-se a equação 2.96, em função da ondulação de tensão na carga que define o valor da capacitância necessária.

$$C_1 = \frac{I_{R1}}{\Delta E_1 \cdot f_s} \cdot \frac{(1 - 2\,D)\,D}{2\,(1 - D)} \tag{2.96}$$

O capacitor do circuito auxiliar C_{b1}, no lado secundário, pode ser determinado através da análise de sua corrente na segunda ou quarta etapa de operação, onde sua corrente fica igual à corrente do indutor L_1. A variação da tensão sobre o capacitor é escrita na expressão 2.97.

$$\Delta E_{Cb1} = \frac{1}{C_{b1}} \cdot \int_0^{\Delta t_2} i_{L1}\, dt \tag{2.97}$$

A corrente no indutor L_1 é $i_{L1} = i_{E2} \,/\, 2\,D$, no intervalo Δt_2. Resolvendo a integral acima, obtém-se a equação 2.98, em função da ondulação de tensão sobre o mesmo.

$$C_{b1} = \frac{I_{E2}}{\Delta E_{Cb1} \cdot f_s} \cdot \frac{1 - 2\,D}{4\,D} \tag{2.98}$$

2.2.2 MCD para operação no sentido *flyback*

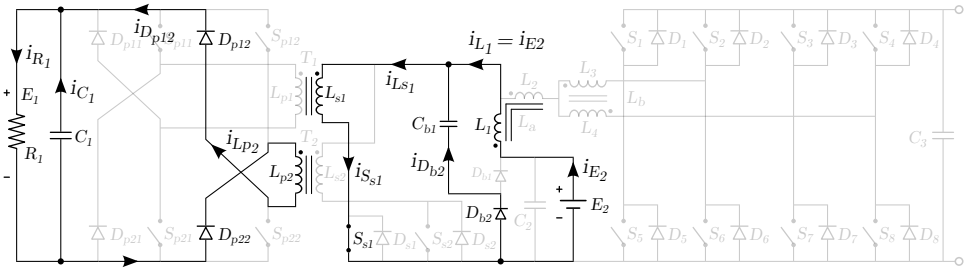
O MCD do conversor ocorre quando a corrente que circula através dos indutores L_{p1} e L_{p2} chega a zero antes de completar um período de comutação, não havendo mais transferência de energia dos indutores Flyback para a carga, sendo o capacitor que está conectado em paralelo com a mesma o responsável em suprir a corrente. Este modo é dividido em seis etapas vistas do lado primário dos indutores acoplados, que serão descritas a seguir, e quatro etapas vistas pelo lado secundário dentro de um período de comutação T_s .

A ***1ª etapa*** de operação é iniciada quando o interruptor S_{s1} é acionado no tempo t_0, a tensão aplicada sobre L_{s1} fica igual a $2D \cdot E_2$, iniciando o armazenamento de energia do indutor acoplado, conforme estado topológico equivalente na Figura 41a. Durante esta etapa, o indutor L_{p2} finaliza sua transferência de energia para a carga R_1 via diodos D_{p12} e D_{p22}, aonde, no tempo t_1, sua corrente se anula e a etapa é encerrada. No intervalo de tempo t_0 a t_2, a corrente no interruptor é a composição da corrente drenada do capacitor C_{b1} e da fonte E_2.

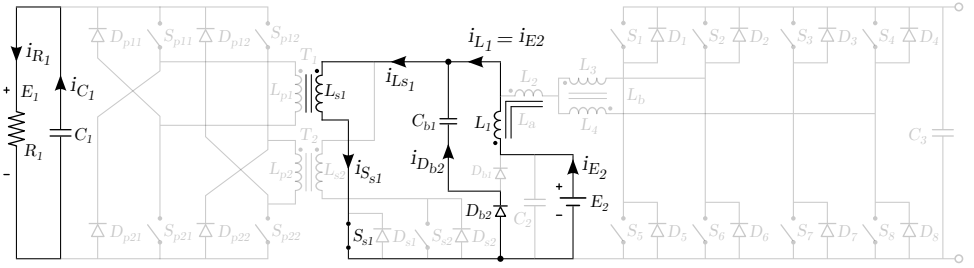
A ***2ª etapa*** de operação é iniciada no tempo t_1, onde o interruptor S_{s1} ainda está comandado a conduzir. O indutor L_{s1} ainda continua a armazenar energia enquanto que a carga é agora alimentada exclusivamente pelo capacitor C_1, devido à anulação da corrente de L_{p2}, conforme estado topológico na Figura 41b. A etapa é finalizada no tempo t_2 aonde o interruptor S_{s1} é comandado a bloquear.

Figura 41 – Circuitos equivalentes para a 1ª e 2ª etapas em MCD no sentido *flyback*.

(a) 1ª etapa de operação.



(b) 2ª etapa de operação.

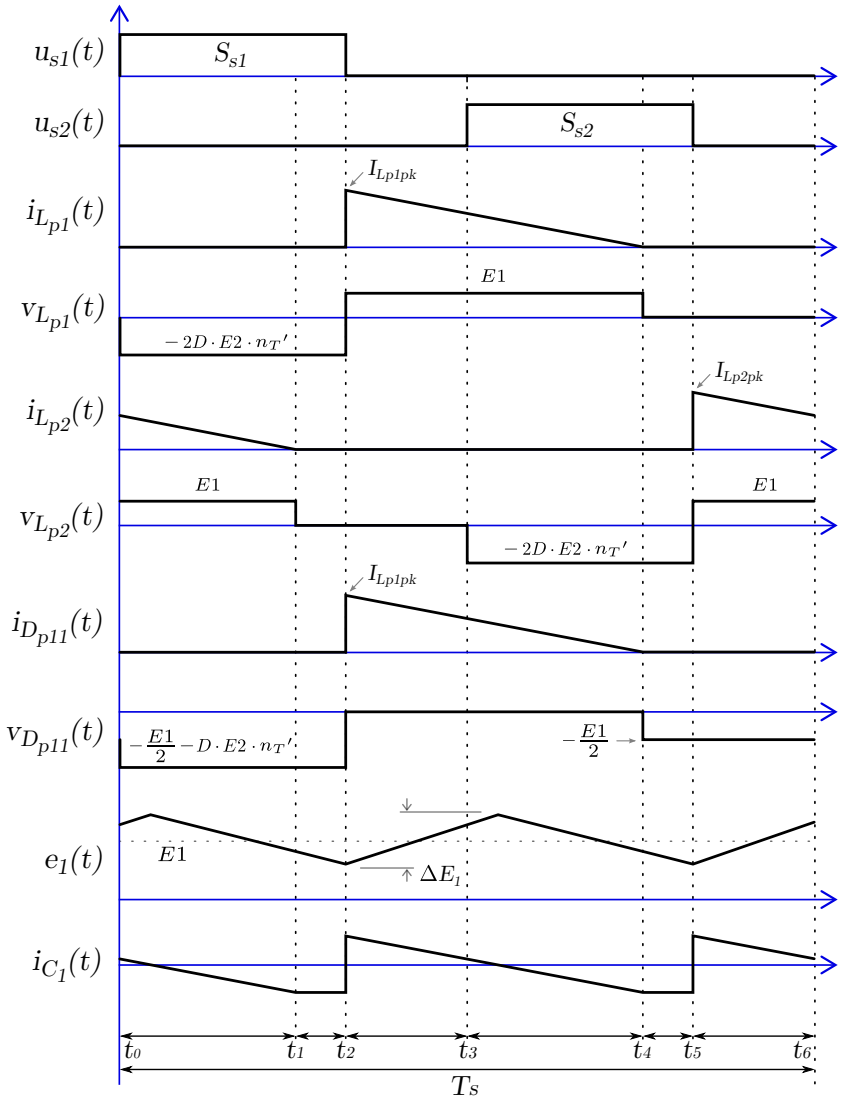


Na Figura 42, são ilustradas as principais formas de ondas de tensão e corrente nos diferentes elementos do lado primário do conversor para o MCD, que configuram as seis etapas de operação mencionadas.

E, na Figura 43, estão ilustradas as formas de ondas idealizadas do lado secundário, onde somente ocorrem quatro etapas de operação, no entanto, na tensão de bloqueio dos interruptores é destacado o reflexo das seis etapas que ocorrem no primário através dos tempos $t_1{}'$ e $t_2{}'$, porém que em nada afetam as quatro etapas nos elementos no lado secundário.

Na ***3ª etapa*** de operação, Figura 44a, que é iniciada no tempo t_2, o indutor L_{p1} inicia sua transferência de energia para a carga R_1 e para o capacitor C_1 com o bloqueio do interruptor S_{s1}. No lado secundário, o indutor L_1 transfere parte da energia acumulada para o capacitor C_{b1} via D_{b1}, onde a tensão aplicada sobre o indutor L_{s1} é agora a tensão na carga refletida $-E_1/n_T{}'$.

Figura 42 – Principais formas de ondas idealizadas do lado primário dos indutores acoplados para operação no sentido *flyback* em MCD.



A ***4ª etapa*** de operação é similar à 1ª etapa, que inicia no tempo t_3 e termina no tempo t_4. A principal diferença é a transferência de energia por parte do indutor L_{p1} via diodos D_{p11} e D_{p21} para a carga e para o capacitor, conforme estado topológico equivalente na Figura 44b. Esta etapa é encerrada no tempo t_4 com a anulação da corrente de L_{p1}.

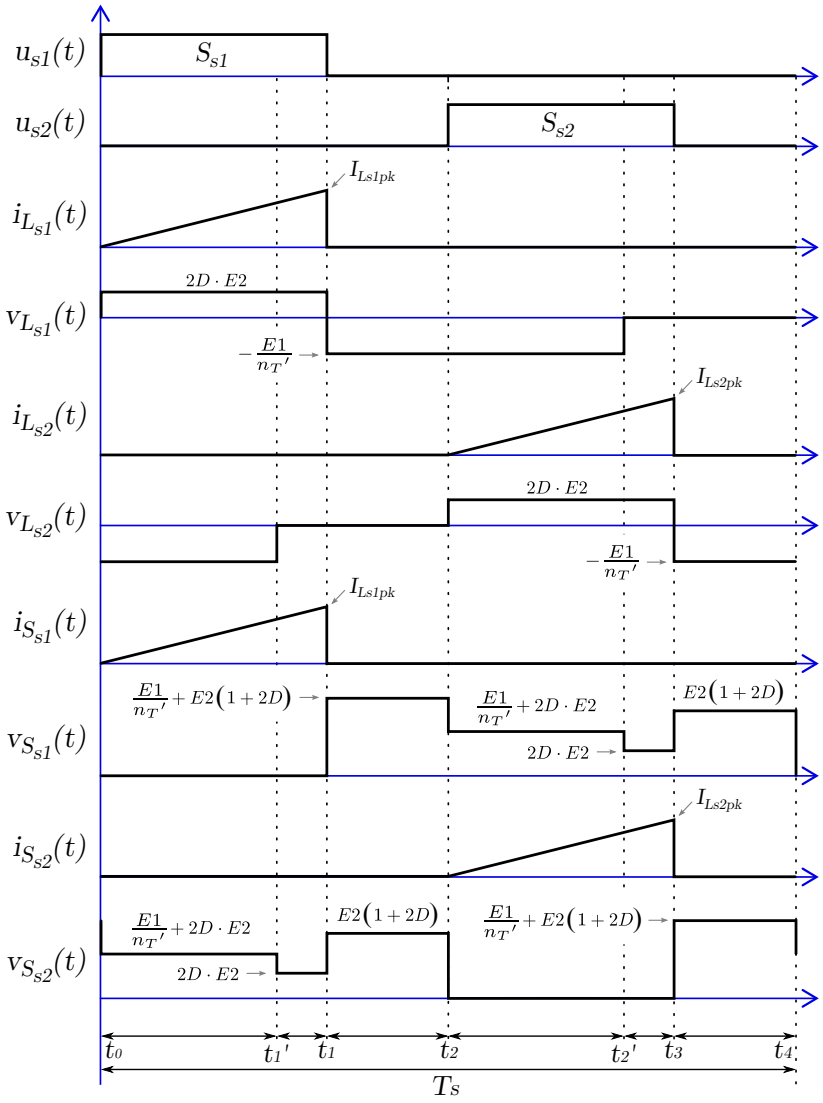
A ***5ª etapa*** de operação é similar à 2ª etapa, no entanto, o interruptor S_{s2} ainda está comandado a conduzir, conforme estado topológico equivalente na Figura 45a. Esta etapa é iniciada no tempo t_4 e finalizada no tempo t_5, e apresenta como principal característica a alimentação da carga que ocorre unicamente pelo capacitor C_1, enquanto o indutor L_{s2} ainda armazena energia.

A ***6ª etapa*** de operação é similar à 3ª etapa, onde se inicia no tempo t_5 e seu estado topológico equivalente é ilustrado na Figura 45b. Nesta etapa, o interruptor S_{s2} é comandado a bloquear e a transferência de energia por L_{p2} é iniciada via diodos D_{p12} e D_{p22}. A etapa é encerrada no tempo t_6, aonde um período de comutação é atingido e o processo é reiniciado.

Na Figura 46, estão ilustradas as principais formas de ondas de tensão e corrente nos diferentes elementos do lado secundário dos indutores acoplados do conversor para operação no MCD. Pode-se notar que sobre estes elementos, somente ocorre quatro etapas de operação, e que seus esforços não são afetados pelas seis etapas vistas no lado primário.

Da mesma forma que no MCC, no MCD a ondulação de corrente drenada da fonte de

Figura 43 – Principais formas de ondas idealizadas do lado secundário para operação no sentido *flyback* em MCD.



alimentação $i_{E2}(t)$ e fornecida ao capacitor de filtro C_1 também apresenta o dobro da frequência de comutação do interruptor.

2.2.2.1 Determinação dos elementos armazenadores de energia e filtragem no MCD

O valor de indutância que vai garantir a condução descontínua da corrente é definido a partir da análise no MCCr que é realizada mais a frente. Portanto, qualquer valor inferior ao da indutância crítica, vai fazer com que o conversor opere no MCD.

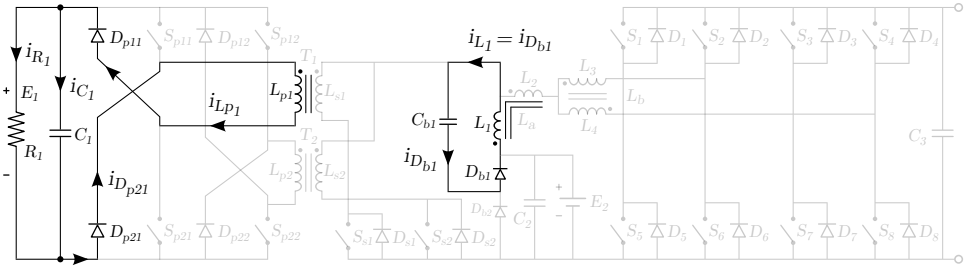
O valor da capacitância necessária no MCD é então determinado a partir do valor da ondulação de tensão na carga, de forma similar ao MCC e verificando a forma de onda de tensão sobre o capacitor representada na Figura 42, conforme expressão 2.99.

$$\Delta E_1 = \frac{1}{C_1} \int_0^{\frac{\Delta t_1}{2}} (i_{D_p} - i_{R1})\, dt \tag{2.99}$$

Resolvendo a integral acima, se obtêm a capacitância necessária para atender aos limites

Figura 44 – Circuitos equivalentes para 3ª e 4ª etapas em MCD no sentido *flyback*.

(a) 3ª etapa de operação.



(b) 4ª etapa de operação.

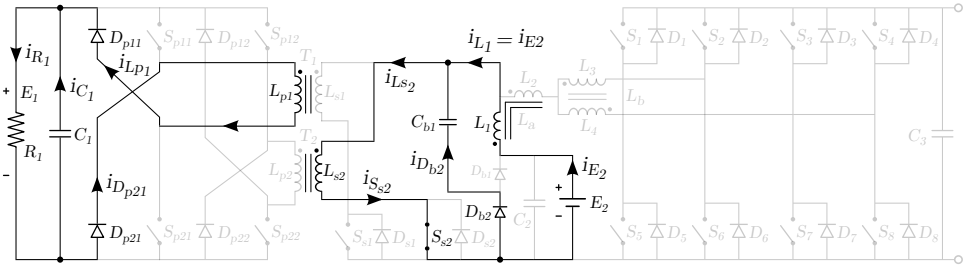
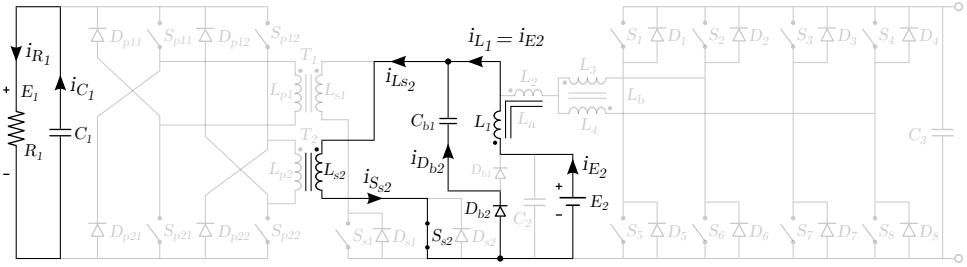
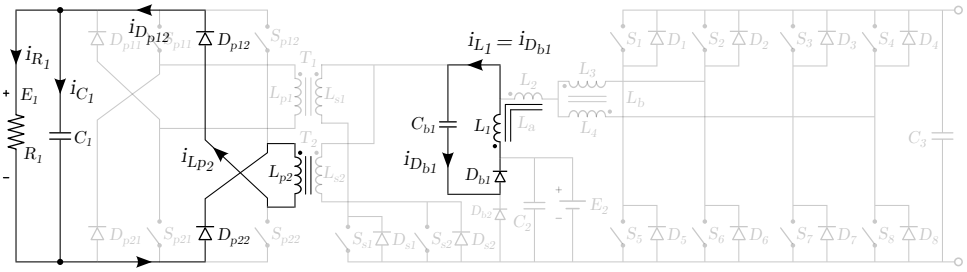


Figura 45 – Circuitos equivalentes para 5ª e 6ª etapas em MCD no sentido *flyback*.

(a) 5ª etapa de operação.



(b) 6ª etapa de operação.



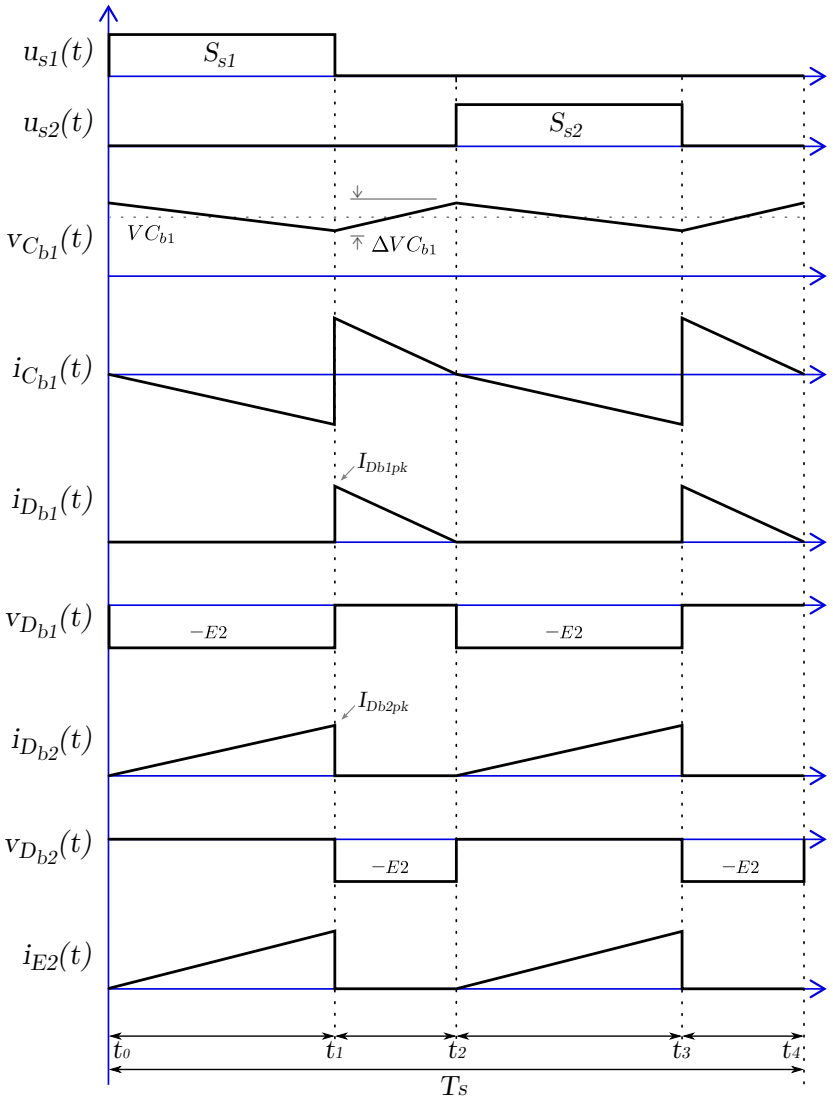
de ondulação de tensão no MCD na equação 2.100.

$$C_1 = \frac{I_{R1} \cdot D}{2\,\Delta E_1 \cdot f_s} \tag{2.100}$$

2.2.2.2 Ganho estático em MCD

O ganho estático no MCD é determinado a partir da energia fornecida pela fonte e a energia consumida pela carga. Pela forma de onda da corrente mostrada na Figura 42, é possível identificar que a corrente no diodo superior do lado primário D_{p12} é igual à corrente do indutor L_{p2}, e a corrente no diodo D_{p11} é igual à corrente do indutor L_{p1}, pois ambos alimentam e

Figura 46 – Forma de onda básicas e idealizadas do lado secundário com os esforços nos componentes para operação no sentido *flyback* em MCD.



fornecem a energia para a carga R_1 em um período de comutação T_s.

Para obter a corrente que circula nos indutores primários, determina-se primeiramente a corrente nos indutores secundários por meio da equação 2.101, onde a ondulação de corrente é o próprio valor de pico no MCD.

$$V_{Ls1} = L_{s1} \cdot \frac{\Delta I_{Ls1}}{\Delta t_1} \qquad \rightarrow \qquad 2\,D \cdot E_2 = L_{s1} \cdot \frac{I_{Ls1_{pk}}}{D \cdot T_s} \tag{2.101}$$

Esta corrente de pico pode ser refletida para os diodos e indutores do primário, conforme segue:

$$I_{Dp_{pk}} = I_{Lp_{pk}} = \frac{2\,D^2 \cdot E_2 \cdot T_s}{L_{s1} \cdot n_T{}'} \tag{2.102}$$

No MCD, ocorre a completa desmagnetização dos indutores L_{p1} e L_{p2}, onde o tempo de duração desta desmagnetização, denominado de t_d , é determinado na equação 2.103.

$$t_d = \frac{2\,D^2 \cdot E_2 \cdot T_s \cdot n_T{}'}{E_1} \tag{2.103}$$

A energia consumida pela carga R_1 é dada pela seguinte expressão 2.104 e escrita em função da tensão na carga multiplicada pela corrente média fornecida pelos indutores primários L_{p1} e L_{p2} em um período completo de comutação.

$$W_{E1} = E_1 \left(\frac{I_{Dp12_{pk}}}{2} \cdot \frac{t_d}{T_s} + \frac{I_{Dp11_{pk}}}{2} \cdot \frac{t_d}{T_s} \right) T_s \tag{2.104}$$

Substituindo as equações 2.102 e 2.103, na equação 2.104, obtém-se a energia consumida pela carga R_1 após algumas manipulações matemáticas.

$$W_{E1} = E_1 \left(\frac{2\,D^2 \cdot E_2}{L_{s1} \cdot f_s \cdot {n_T}'} \cdot \left[\frac{2\,D^2 \cdot E_2 \cdot {n_T}'}{E_1 \cdot f_s} \right] \right) \tag{2.105}$$

A energia fornecida pela fonte em um período de comutação é:

$$W_{E2} = E_2 \cdot I_{E2} \cdot T_s \tag{2.106}$$

A lei da conservação de energia estabelece que a quantidade total de energia em um sistema isolado permanece constante. Assim, a energia consumida pela carga e fornecida pela fonte num período de comutação são iguais. Igualando as equações 2.105 e 2.106, encontra-se a expressão 2.107.

$$E_1 \left(\frac{2\,D^2 \cdot E_2}{L_{s1} \cdot f_s \cdot {n_T}'} \cdot \frac{2\,D^2 \cdot E_2 \cdot {n_T}'}{E_1 \cdot f_s} \right) = E_2 \cdot I_{E2} \cdot T_s \tag{2.107}$$

Resolvendo a equação 2.107 e isolando os termos em função da tensão na carga e na fonte de alimentação, obtém-se o ganho estático no MCD:

$$q_{2_{MCD}} = \frac{2\,D^3}{\overline{i_{R1}}} \tag{2.108}$$

Define-se uma expressão para a corrente parametrizada na carga R_1 como sendo:

$$\overline{i_{R1}} = \frac{I_{R1} \cdot L_{s1} \cdot f_s}{{E_2}'} \tag{2.109}$$

Onde:

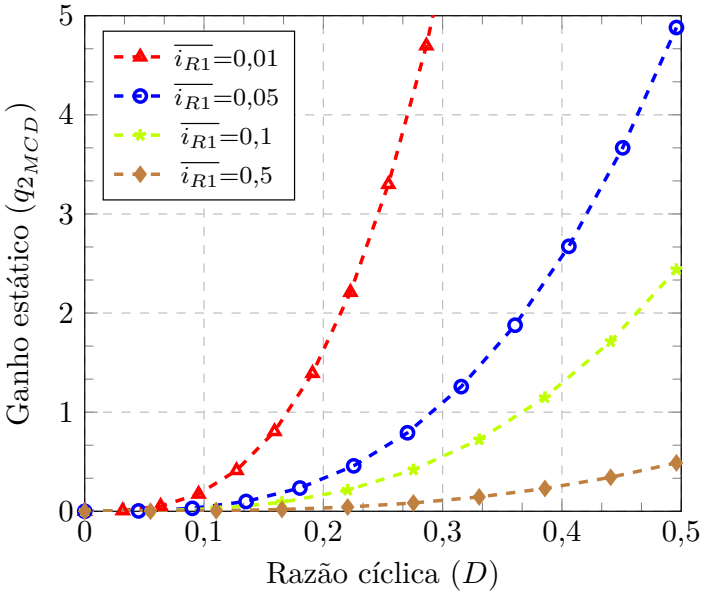
$${E_2}' = 2\,D \cdot E_2 \tag{2.110}$$

A expressão 2.110 possui dependência com a razão cíclica em função da utilização do circuito auxiliar que envolve os elementos L_1 e C_{b1} .

A Figura 47 mostra a característica de transferência estática do conversor proposto no MCD em regime permanente para diferentes valores de corrente parametrizada, frente a variações da razão cíclica D .

A expressão 2.108 define o comportamento do conversor no MCD, e sua característica ideal de transferência revela que a tensão de saída sofre varição com a mudança da corrente de carga do conversor.

Figura 47 – Ganho estático para operação no sentido *flyback* em MCD.



2.2.3 MCCr para operação no sentido *flyback*

A operação do conversor no MCCr é caracterizada como o limite entre a condução descontínua e a contínua dos indutores acoplados L_{p1} e L_{p2}, que configuram o estágio Flyback, ou seja, a corrente nestes elementos anula-se exatamente no final do período $(1-D)\cdot T_s$.

Na condição crítica, assim como acontece com a descontínua, a corrente mínima nos indutores acoplados é zero, portanto, a ondulação de corrente sobre eles é o próprio valor máximo ou valor de pico da corrente $I_{L_{pk}}$.

Na primeira etapa de operação, a tensão sobre L_{s1} é dada por:

$$2\,D\cdot E_2 = L_{s1}\cdot\frac{I_{Ls1_{pk}}}{D\cdot T_s} \tag{2.111}$$

A corrente máxima $I_{Ls1_{pk}}$, em função da corrente no lado primário sobre a carga, é apresentada na equação 2.112.

$$I_{Ls1_{pk}} = \frac{I_{R1}\cdot {n_T}'}{(1-D)} \tag{2.112}$$

Substituindo a expressão 2.112 em 2.111 e manipulando a equação, obtém-se a expressão 2.113, que representa a indutância crítica do conversor operando no MCCr e sentido *flyback*.

$$L_{s1_{MCCr}} = \frac{E_2}{I_{R1}\cdot f_s\cdot {n_T}'}\cdot 2\,D^2\cdot(1-D) \tag{2.113}$$

A indutância crítica do lado primário é obtida aplicando a relação $L_{p1_{MCCr}} = L_{s1_{MCCr}}\cdot {n_T}'$.

A expressão 2.113 indica a indutância crítica, ou seja, o valor mínimo do indutor que garanta a condução contínua ou ponto crítico no final de um período de comutação (T_s).

A expressão 2.114 estabelece o limite superior para o valor de indutância, de forma que qualquer valor abaixo deste force o conversor a operar no MCD. Portanto, pode-se dimensionar

qualquer valor de L_s dentro do intervalo a seguir:

$$0 < L_{s_{MCD}} < \frac{E_2 \cdot {n_T}'}{I_{R1} \cdot f_s} \cdot 2\,D^2 \cdot (1 - D) \tag{2.114}$$

Como a condução crítica é o limite entre o MCC e o MCD, os ganhos estáticos para estes modos de operação são iguais quando o conversor opera em condução crítica. Portanto, a determinação do ganho crítico pode ser realizada igualando a expressão 2.91 e 2.108. Assim:

$$\frac{2D^2 \cdot {n_T}'}{1 - D} = \frac{2D^3}{\overline{i_{R1}}} \tag{2.115}$$

Trabalhando a expressão 2.115 e reorganizando as variáveis para o razão cíclica crítica, obtém-se:

$$D_{Cr} = \begin{cases} \dfrac{1}{2} + \dfrac{\sqrt{1 - 4\,\overline{i_{R1}} \cdot {n_T}'}}{2} \\ \dfrac{1}{2} - \dfrac{\sqrt{1 - 4\,\overline{i_{R1}} \cdot {n_T}'}}{2} \end{cases} \tag{2.116}$$

Substituindo a expressão 2.116 em 2.108, encontra-se as seguintes expressões para o ganho estático no MCCr.

$$q'_{2_{MCCr}} = \frac{\left(1 + \sqrt{1 - 4\,\overline{i_{R1}} \cdot {n_T}'}\right)^3}{4\,\overline{i_{R1}}} \tag{2.117}$$

$$q''_{2_{MCCr}} = \frac{\left(1 - \sqrt{1 - 4\,\overline{i_{R1}} \cdot {n_T}'}\right)^3}{4\,\overline{i_{R1}}} \tag{2.118}$$

2.2.4 Característica de saída no sentido *flyback*

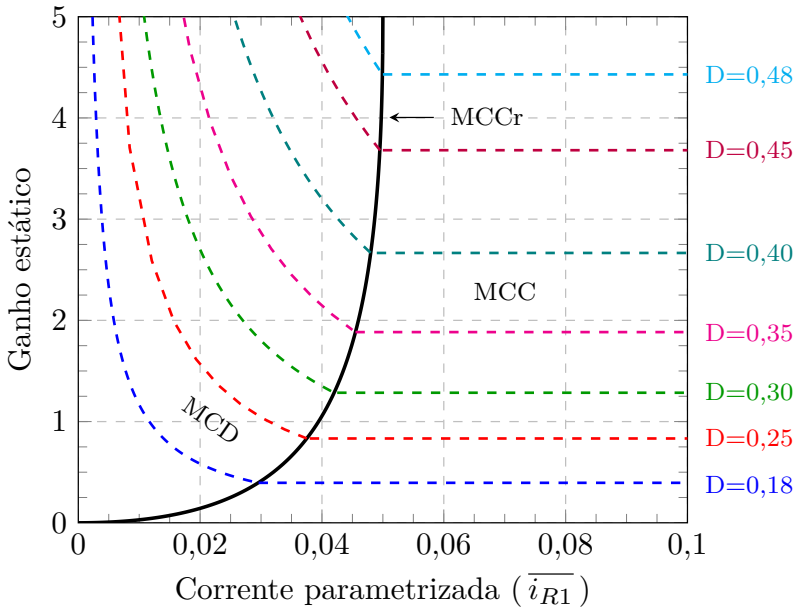
A partir das expressões de ganho estático definidas anteriormente para a operação no modo de condução contínuo, descontínuo e crítico, é possível traçar a característica de saída do conversor proposto, operando agora no sentido *flyback* em função do valor de corrente parametrizada da carga $\overline{i_{R1}}$, considerando ${n_T}' = 5$, conforme Figura 48.

Esta descrição do funcionamento estático do conversor por meio da representação gráfica na forma de diversas curvas relacionando à variação do ganho de tensão do conversor em função das variações de carga, facilita a identificação, por exemplo, de qual o limite de variação de carga admissível para que o conversor se mantenha dentro de um determinado modo de condução. Conforme pode ser visto na Figura 48, a região do MCC está separada da região do MCD pela curva delimitadora ou fronteira, denominada de região de condução crítica.

2.2.5 Análise dos esforços no conversor operando no sentido *flyback* em MCC

A partir da análise qualitativa do conversor operando no sentido *flyback* em MCC, as equações dos esforços nos principais componentes ativos e passivos, são apresentadas a seguir. A análise será feita com base nas formas de ondas ideais de corrente e tensão apresentadas anteriormente.

Figura 48 – Característica de carga do conversor Forward / Flyback intercalado operando no sentido *flyback*.



2.2.5.1 Esforços nos indutores do sentido *flyback*

Para determinar os esforços de corrente através dos enrolamentos dos indutores acoplados L_{s1}, L_{p1} e L_{s2}, L_{p2}, é necessário conhecer a corrente que circula através do indutor L_1, que durante a primeira e terceira etapas é igual à corrente na fonte E_2 .

O valor médio da corrente na fonte E_2 pode ser também escrito em função da corrente do indutor somente durante o intervalo Δt_1, conforme expressão 2.119.

$$I_{E2_{med}} = \frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{DT_s} \left(\frac{I_{L1_{max}} + I_{L1_{min}}}{2} \right) dt \tag{2.119}$$

O valor médio da corrente no indutor L_1 pode ser escrito com $I_{L1med_{\Delta t_1}} = (I_{L1max} + I_{L1min})/2$. Então, a corrente média durante o intervalo Δt_1 no indutor é função da corrente da fonte dada pela expressão 2.120

$$I_{L1med_{\Delta t_1}} = \frac{I_{E2_{med}}}{2\,D} \tag{2.120}$$

Em função da corrente de L_1 ser contínua e possuir baixa ondulação e a corrente média no capacitor C_{b1} ser nula, o valor médio durante o segundo intervalo Δt_2 é igual ao valor médio do primeiro intervalo $I_{L1med_{\Delta t_2}} = I_{L1med_{\Delta t_1}}$, portanto, o valor médio da corrente que circula através do indutor L_1 é definido na equação 2.121.

$$I_{L1_{med}} = \frac{I_{E2}}{2\,D} \tag{2.121}$$

O valor eficaz da corrente em L_1 é então determinada na equação 2.122 e composta pela parcela do intervalo Δt_1, que é igual a parcela do intervalo Δt_2 dentro de meio período de comutação.

$$I_{L1_{ef}} = \sqrt{\frac{2}{T_s}\left[\int_0^{DT_s} \left(\frac{I_{E2}}{2\,D}\right)^2 dt + \int_0^{\left(\frac{1-2D}{2}\right)T_s} \left(\frac{I_{E2}}{2\,D}\right)^2 dt\right]} \tag{2.122}$$

Resolvendo a expressão acima, obtém-se a equação que define o valor eficaz da corrente no indutor L_1 na equação 2.123, quando o conversor opera no sentido *flyback*.

$$I_{L1_{ef}} = \frac{I_{E2}}{2\,D} \tag{2.123}$$

A ondulação de corrente sobre L_1 pode ser determinada neste sentido de operação analisando o comportamento do mesmo na primeira etapa de operação, conforme descrito na equação 2.124.

$$\Delta I_{L1} = \frac{E_2 \cdot (1 - 2\,D) \cdot D}{L_1 \cdot f_s} \tag{2.124}$$

Como a corrente média no capacitor é zero, a corrente média calculada no indutor L_1 na equação 2.121 é dividida pelos dois indutores secundários L_{s1} e L_{s2} em um período de comutação. Então, o valor médio da corrente que circula através do indutor L_{s1} é definida na equação 2.125.

$$I_{Ls1_{med}} = \frac{I_{L1_{med}}}{2} = \frac{I_{E2}}{4\,D} \tag{2.125}$$

O valor eficaz da corrente em L_{s1} e L_{s2} é então determinado na equação 2.126, que é composta pelo valor médio durante a primeira etapa no intervalo Δt_1 .

$$I_{Ls1_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s}\left[\int_0^{DT_s}\left(\frac{I_{E2}}{4\,D^2}\right)^2 dt\right]} \tag{2.126}$$

Resolvendo a integral acima, obtém-se a equação que define o valor eficaz da corrente nos indutores L_{s1} e L_{s2} na equação 2.127.

$$I_{Ls1_{ef}} = I_{E2} \cdot \frac{\sqrt{D}}{4\,D^2} \tag{2.127}$$

A corrente média nos indutores do lado primário L_{p1} e L_{p2} são iguais à corrente que circula na carga R_1 dividida, conforme equação 2.128.

$$I_{Lp1_{med}} = \frac{I_{R1}}{2} \tag{2.128}$$

O valor eficaz da corrente nos indutores L_{p1} e L_{p2} é determinado na equação 2.129 com o valor médio durante o intervalo Δt_2 em um período de comutação quando o mesmo transfere sua energia para a carga.

$$I_{Lp1_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{(1-D)T_s}\left[\frac{I_{R1}}{2\,(1-D)}\right]^2 dt} \tag{2.129}$$

Resolvendo a integral acima, obtém-se agora a expressão que define o valor eficaz da corrente nos indutores na equação 2.130.

$$I_{Lp1_{ef}} = \frac{I_{R1}}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1-D}} \tag{2.130}$$

2.2.5.2 Esforços nos interruptores

Os esforços de tensão sobre os interruptores do lado secundário dos indutores Flyback serão apresentados inicialmente, onde através destes patamares de máxima tensão de bloqueio, serão realizadas as escolhas de componentes comerciais compatíveis.

Os interruptores S_{s1} e S_{s2} devem suportar a máxima tensão de bloqueio dada pela equação 2.131.

$$V_{Ss_{max}} = \frac{E_1}{n_T{}'} + E_2 \cdot (1 + 2\,D) \tag{2.131}$$

O valor médio de corrente nos interruptores do lado secundário é a mesma corrente que circula nos indutores L_{s1} e L_{s2}, já calculada na equação 2.125.

$$I_{Ss_{med}} = I_{Ls1_{med}} = \frac{I_{E2}}{4\,D} \tag{2.132}$$

O mesmo ocorre com a corrente eficaz que já foi obtida na equação 2.127.

$$I_{Ss_{ef}} = I_{Ls1_{ef}} = I_{E2} \cdot \frac{\sqrt{D}}{4\,D^2} \tag{2.133}$$

A corrente mínima e máxima nos interruptores é obtida aplicando as equações 2.134 e 2.135, respectivamente.

$$I_{Ss_{min}} = \frac{I_{E2}}{4\,D^2} - \frac{\Delta I_{Ls1}}{2} \tag{2.134}$$

$$I_{Ss_{max}} = \frac{I_{E2}}{4\,D^2} + \frac{\Delta I_{Ls1}}{2} \tag{2.135}$$

2.2.5.3 Esforços nos diodos

Os cálculos dos esforços de tensão e corrente nos diodos do lado primário e secundário são apresentados a seguir.

O valor máximo de tensão de bloqueio nos terminais dos diodos do lado primário D_{p11}, D_{p21} e D_{p12}, D_{p22}, é definido na equação 2.136.

$$V_{Dp_{max}} = \frac{E_1}{2} + E_2 \cdot n_T{}' \cdot D \tag{2.136}$$

O valor médio de corrente nos diodos do lado primário é igual à corrente média nos indutores L_{p1}, L_{p2}, já calculada na equação 2.128.

$$I_{Dp_{med}} = I_{Lp1_{med}} = \frac{I_{R1}}{2} \tag{2.137}$$

O mesmo ocorre com a corrente eficaz que já foi obtida na equação 2.130.

$$I_{Dp_{ef}} = I_{Lp1_{ef}} = \frac{I_{R1}}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - D}} \tag{2.138}$$

A corrente mínima e máxima nos diodos do lado primário é obtida aplicando as equações 2.139 e 2.140, respectivamente.

$$I_{Dp_{min}} = \frac{I_{R1}}{2\,(1-D)} - \frac{\Delta I_{Ls1}}{2\,n_{T'}} \tag{2.139}$$

$$I_{Dp_{max}} = \frac{I_{R1}}{2\,(1-D)} + \frac{\Delta I_{Ls1}}{2\,n_{T'}} \tag{2.140}$$

O valor máximo de tensão de bloqueio nos terminais do diodo do lado secundário D_{b1}, que entra em condução na segunda e quarta etapas, é definido na equação 2.141.

$$V_{Db1_{max}} = E_2 \tag{2.141}$$

O valor médio de corrente no diodo D_{b1} é obtido aplicando a integral da equação 2.142, dentro de meio período de comutação e no intervalo Δt_2, onde conduz a corrente do indutor L_1.

$$I_{Db1_{med}} = \frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{\left(\frac{1-2D}{2}\right)T_s} \frac{I_{E2}}{2\,D}\; dt \tag{2.142}$$

Resolvendo a função acima, obtém-se a expressão para determinar o valor médio de corrente no diodo do lado secundário D_{b1} na equação 2.143.

$$I_{Db1_{med}} = \frac{I_{E2}}{2} \cdot \frac{1-2\,D}{D} \tag{2.143}$$

O valor eficaz da corrente no diodo D_{b1} é então determinado na equação 2.144.

$$I_{Db1_{ef}} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{\left(\frac{1-2D}{2}\right)T_s} \left(\frac{I_{E2}}{2\,D}\right)^2 dt} \tag{2.144}$$

Resolvendo a integral acima, obtém-se agora a expressão que define o valor eficaz da corrente no diodo D_{b1} na equação 2.145.

$$I_{Db1_{ef}} = \frac{I_{E2}}{2} \cdot \frac{\sqrt{1-2\,D}}{D} \tag{2.145}$$

O valor máximo de tensão de bloqueio nos terminais do diodo do lado secundário D_{b2}, que entra em condução na primeira e terceira etapas, é definido na equação 2.146.

$$V_{Db2_{max}} = E_2 \tag{2.146}$$

O valor médio de corrente no diodo D_{b2} é obtido aplicando a integral da equação 2.147, dentro de meio período de comutação e no intervalo Δt_1, onde conduz a corrente do capacitor C_{b1} .

$$I_{Db2_{med}} = \frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{DT_s} I_{E2} \cdot \frac{1-2\,D}{4\,D^2}\; dt \tag{2.147}$$

Resolvendo a função acima, obtém-se a expressão para determinar o valor médio de corrente no diodo do lado secundário D_{b2} na equação 2.148.

$$I_{Db2_{med}} = \frac{I_{E2}}{2} \cdot \frac{1-2\,D}{D} \tag{2.148}$$

O valor eficaz da corrente no diodo D_{b2} é então determinado na equação 2.149.

$$I_{Db2_{ef}} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \cdot \int_0^{DT_s} \left(I_{E2} \cdot \frac{1-2\,D}{4\,D^2} \right)^2 dt} \tag{2.149}$$

Resolvendo a integral acima, obtém-se agora a expressão que define o valor eficaz da corrente no diodo D_{b2} na equação 2.150.

$$I_{Db2_{ef}} = \frac{I_{E2}}{4} \cdot \frac{(1-2\,D)\sqrt{2\,D}}{D^2} \tag{2.150}$$

Como não ocorre circulação de corrente através do indutor acoplado L_2, os diodos da segunda topologia D_5, D_6, D_7 e D_8 nunca entram em condução, porém o valor máximo de tensão de bloqueio que os diodos devem suportar é definido na equação 2.151.

$$V_{D5_{max}} = E_2 \cdot [1 + 2\,D \cdot (1 + n_{La})] \tag{2.151}$$

2.2.5.4 Esforços nos capacitores

O capacitor de filtro C_1, conectado em paralelo com a carga representada pela resistência R_1, tem a função de manter a tensão constante dentro de certos limites definidos na ondulação de tensão, portanto, será submetido à tensão média E_1.

O valor eficaz da corrente através do capacitor é obtida por meio da análise nodal onde o mesmo está conectado, conforme segue:

$$i_{C1} = \begin{cases} i_{Dp} - i_{R1} & = \dfrac{I_{R1}}{2\,(1-D)} - I_{R1}\ ; \quad \text{para } t_0 \le t \le t_1 \\ 2 \cdot i_{Dp} - i_{R1} & = \dfrac{I_{R1}}{1-D} - I_{R1}\ ; \quad \text{para } t_1 \le t \le t_2 \end{cases} \tag{2.152}$$

A expressão 2.153 define a corrente que circula através dele durante a primeira e segunda etapas de operação em meio período de comutação.

$$I_{C1_{ef}} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} (i_{Dp} - i_{R1})^2\, dt + \int_0^{\left(\frac{1-2D}{2}\right)T_s} (2\,i_{Dp} - i_{R1})^2\, dt \right]} \tag{2.153}$$

Resolvendo a integral acima, com a aplicação da expressão 2.152, obtém-se a expressão para a determinação da corrente eficaz no capacitor de filtro C_1 na equação 2.154.

$$I_{C1_{ef}} = \frac{I_{R1}}{(1-D)} \cdot \sqrt{\frac{(1-2\,D)\,D}{2}} \tag{2.154}$$

O valor eficaz da corrente através do capacitor C_{b1} é obtida analisando a corrente que circula através dele na primeira e segunda etapas de operação em meio período de comutação, onde no intervalo Δt_1 é o diodo D_{b2} que conduz, e no intervalo Δt_2 é o diodo D_{b1}.

A expressão 2.155 define a corrente que circula através dele durante a primeira e segunda etapas de operação em meio período de comutação.

$$I_{Cb1_{ef}} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \left[\int_0^{DT_s} \left(-i_{E2} \cdot \frac{1-2\,D}{4\,D^2} \right)^2 dt + \int_0^{\left(\frac{1-2D}{2}\right)T_s} \left(\frac{i_{E2}}{2\,D} \right)^2 dt \right]} \tag{2.155}$$

Resolvendo a integral acima, obtém-se a expressão para a determinação da corrente eficaz no capacitor C_{b1} na equação 2.156.

$$I_{Cb1_{ef}} = \frac{I_{E2}}{2\,D} \cdot \sqrt{\frac{1-2\,D}{2\,D}} \tag{2.156}$$

2.3 CIRCUITO DE SIMULAÇÃO DO CONVERSOR FORWARD / FLYBACK INTERCALADO

Com o objetivo de verificar e validar o estudo analítico do conversor CC−CC bidirecional Forward / Flyback intercalado, determinam-se, quantitativamente, por meio de simulação numérica, os esforços de tensão e corrente sobre os principais elementos do circuito para operação no sentido *forward* e, posteriormente, para o sentido *flyback*. O método de validação adotado é apresentado em forma de uma tabela comparativa que contém os valores obtidos por meio da análise teórica e os obtidos por simulação.

Na Figura 49, apresenta-se o circuito de simulação do primeiro conversor proposto que foi implementado no *software* Orcad®, onde considera-se todos os componentes ideais e sem elementos parasitas como dispersões ou capacitâncias, bem como, acoplamento unitário entre as bobinas dos transformadores e indutores.

Para a compreensão de alguns resultados, apresenta-se a Tabela 2, que contém um resumo da característica de funcionamento do conversor proposto em ambos os sentidos e descrição dos ganhos estáticos obtidos para o MCC, MCD e MCCr.

Tabela 2 – Equações que descrevem a característica do conversor isolado proposto.

Ganho	**Sentido *forward***	**Sentido *flyback***
MCC	$\frac{2\,D\cdot n_T\cdot(n_{La}+1)}{2\,D\cdot n_{La}+1}$	$\frac{2\,D^2\cdot {n_T}'}{1-D}$
MCD	$\frac{D^2\cdot {n_T}^2}{n_T\cdot D^2+\overline{\overline{i_{R2}}}}$	$\frac{2\,D^3}{\overline{\overline{i_{R1}}}}$
MCCr	$\frac{n_T\cdot\left[n_T\pm\sqrt{{n_T}^2-16\,\overline{i_{R2}}\cdot n_T\cdot(n_{La}+1)}\right]\cdot(n_{La}+1)}{2\,n_T+\left[n_T\pm\sqrt{{n_T}^2-16\,\overline{i_{R2}}\cdot n_T\cdot(n_{La}+1)}\right]\cdot n_{La}}$	$\frac{\left(1\pm\sqrt{1-4\,\overline{i_{R1}}\cdot {n_T}'}\right)^3}{4\,\overline{i_{R1}}}$

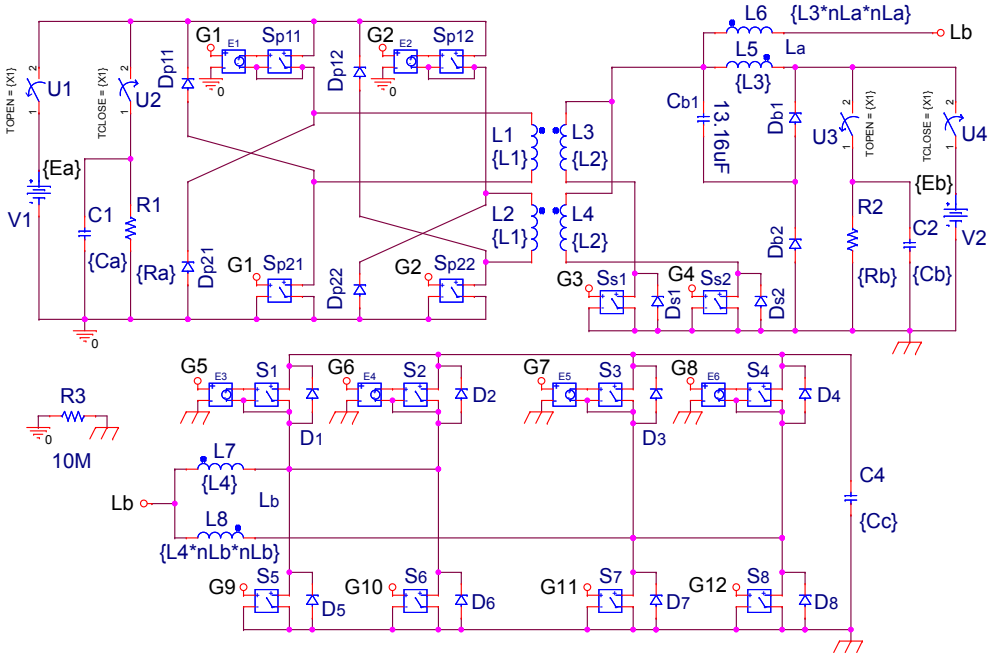
As figuras ilustradas a seguir, além de conterem os valores instantâneos "f(t)" das grandezas a serem mostradas, apresentam o valor médio "avg(f)" e eficaz "rms(f)", por meio de um traço contínuo na própria figura, e isso é feito quando necessário para comparar com o valor teórico obtido analiticamente.

2.3.1 Resultados de simulação para operação no sentido *forward*

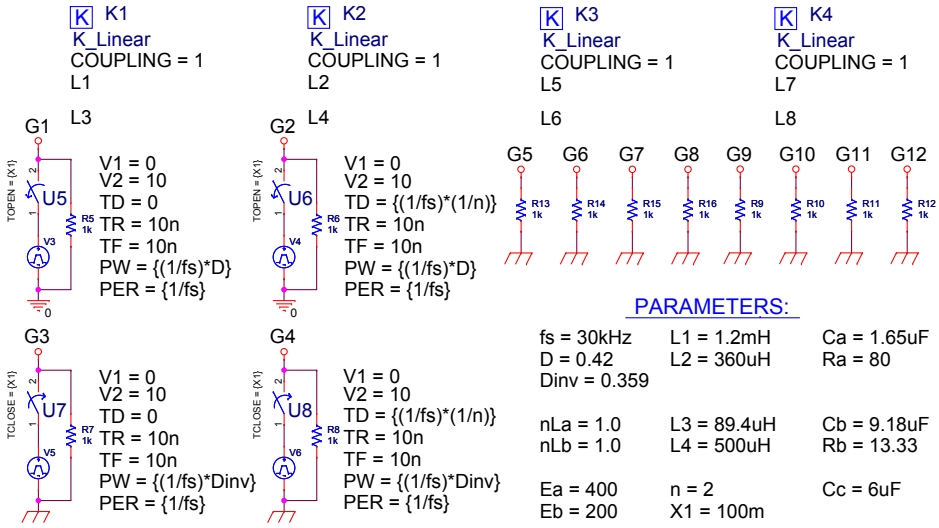
Apresenta-se, nesta seção, os resultados da simulação realizada com o conversor operando no sentido *forward* e no MCC. Os resultados mostrados foram obtidos com as seguintes

Figura 49 – Circuito de simulação da primeira topologia proposta.

(a) Circuito elétrico do conversor.



(b) Sinais de comando, acoplamentos e parâmetros da simulação.



especificações:

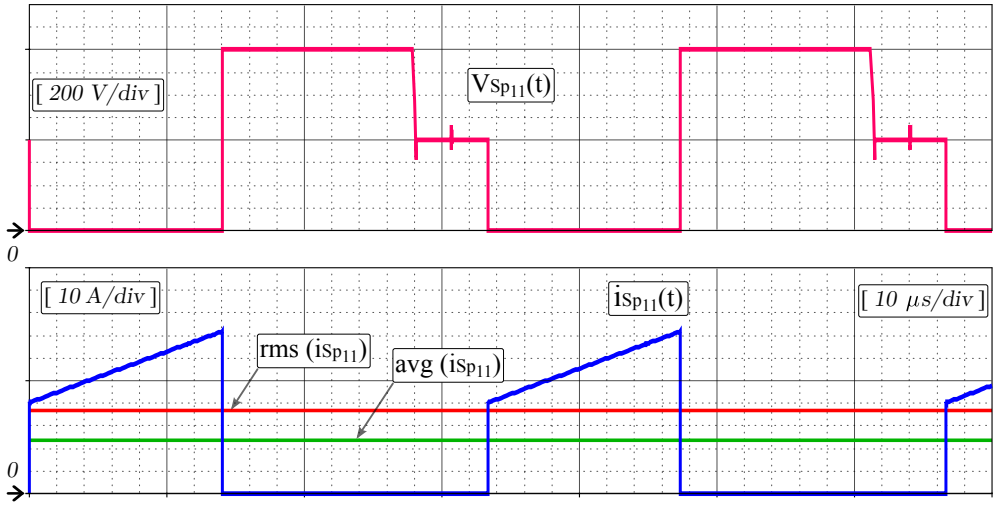
$$
\begin{aligned}
P_2 &= 3\,\text{kW}; & E_1 &= 400\,V; & E_2 &= 200\,V;\\
R_2 &= 13,33\,\Omega; & D &= 0,42; & \Delta E_2 &= 2\,V;\\
\Delta I_{L1} &= 3,0\,A; & n_T &= 0,548; & n_{La} &= 1,0;\\
C_2 &= 9,18\,\mu\text{F}; & L_1 &= 89,4\,\mu\text{H}; & L_2 &= 89,4\,\mu\text{H};\\
f_s &= 30\,\text{kHz}; & T_s &= 33,33\,\mu s; & L_s &= 360\,\mu\text{H}.
\end{aligned}
$$

O dimensionamento dos componentes passivos e especificações acima foram obtidos e apresentados no Apêndice A.

2.3.1.1 Forma de onda nos interruptores do lado primário

As formas de ondas instantâneas de tensão e corrente sobre os interruptores do lado primário do conversor são apresentadas na Figura 50. Na janela superior é apresentada a tensão instantânea sobre os interruptores do grupo superior, e na janela inferior os esforços de corrente média e eficaz em um interruptor.

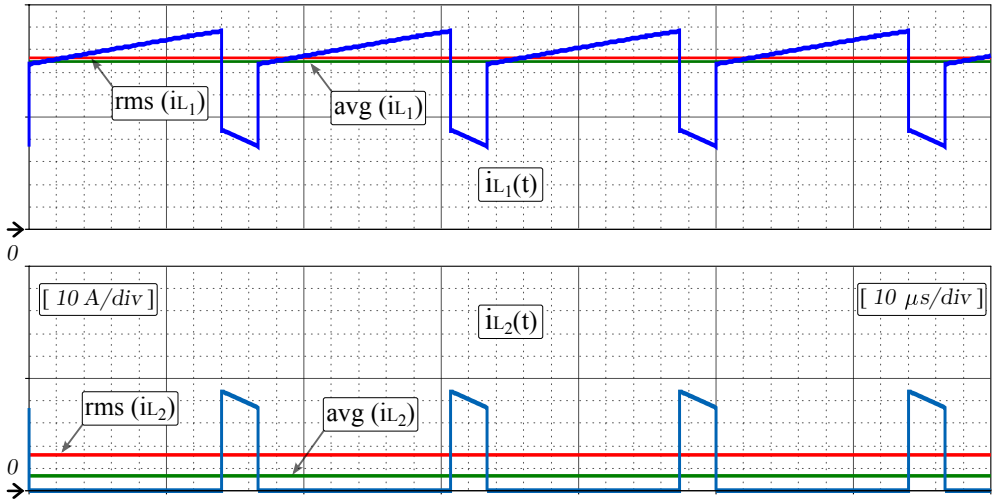
Figura 50 – Forma de onda nos interruptores do lado primário para sentido *forward* e MCC.



2.3.1.2 Forma de onda nos indutores acoplados

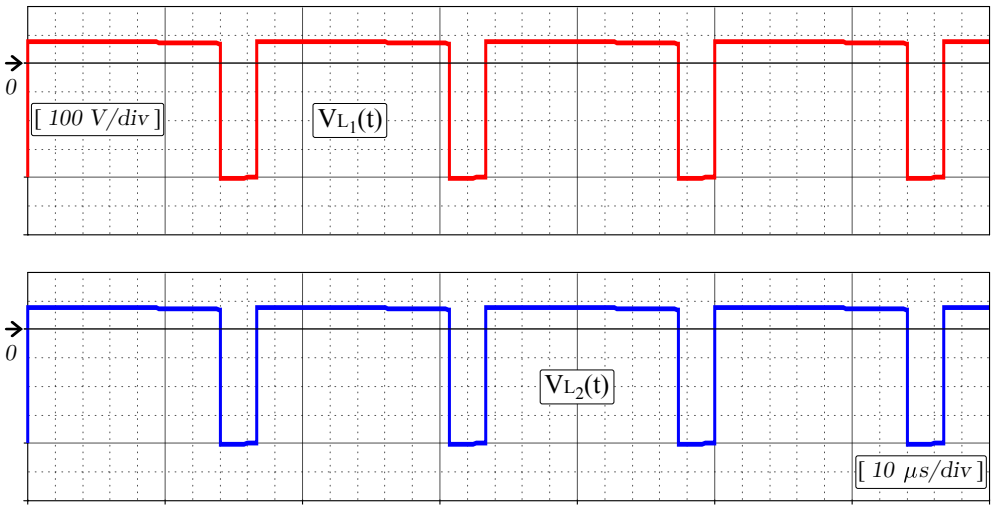
Na Figura 51, apresentam-se os esforços e o detalhe da ondulação de corrente no indutor acoplado L_a. A janela superior apresenta o resultado da corrente instantânea em L_1, com seu valor médio e eficaz. Já a janela inferior, a corrente instantânea em L_2, com seu valor médio e eficaz. Pode-se verificar por meio da corrente no indutor L_1, que o conversor encontra-se no MCC. Verifica-se que a corrente oscila com frequência equivalente a duas vezes a frequência de comutação.

Figura 51 – Forma de onda de corrente nos indutores acoplados L_1 e L_2 para sentido *forward* e MCC.



A Figura 52 ilustra a forma de onda de tensão instantânea aplicada aos terminais dos indutores L_1 e L_2 no MCC. Na janela superior, observa-se que a tensão aplicada durante a primeira etapa é $E_1 \cdot n_T - E_2$, e durante a segunda etapa a tensão fica $-E_2/(1+n_{La})$.

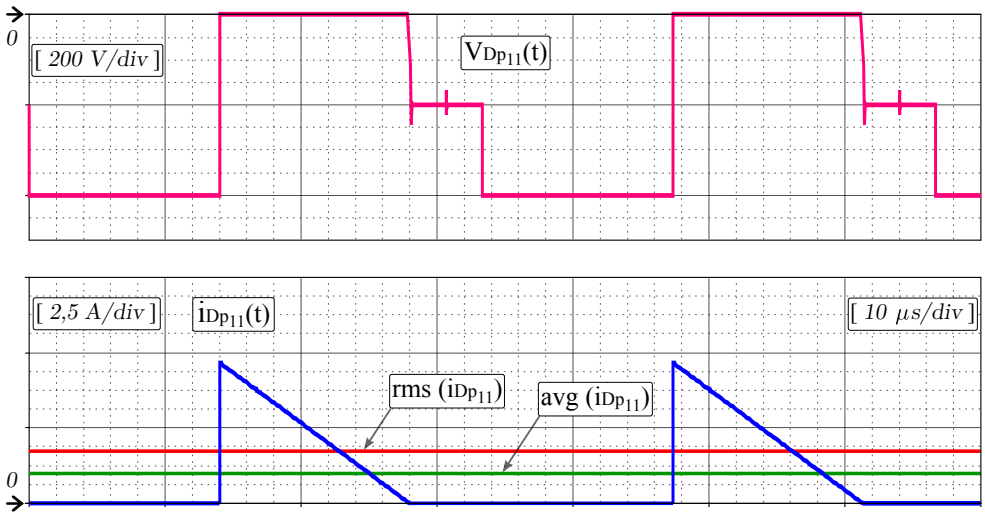
Figura 52 – Tensão instantânea aplicada aos terminais dos indutores L_1 e L_2 para sentido *forward* e MCC.



2.3.1.3 Forma de onda nos diodos de desmagnetização do lado primário

A forma de onda de tensão e corrente sobre os diodos de desmagnetização do lado primário é ilustrada na Figura 53. A tensão instantânea no diodo do grupo superior é mostrada na primeira figura, e a corrente instantânea com seus esforços de corrente média e eficaz, é ilustrada na janela inferior.

Figura 53 – Forma de onda nos diodos de desmagnetização do lado primário para sentido *forward* e MCC.



2.3.1.4 Forma de onda nos diodos do lado secundário

Na Figura 54, apresentam-se o valor instantâneo e os esforços de corrente nos diodos retificadores do lado secundário. Na janela superior, é apresentada a tensão instantânea sobre o diodo, e na janela inferior os esforços de corrente média e eficaz através dos diodos retificadores.

Na Figura 55, apresentam-se o valor instantâneo e os esforços de corrente nos diodos de roda livre $D_{5\rightarrow 8}$ que conduzem a corrente do indutor L_2 . Na janela superior, é apresentada a tensão instantânea sobre os diodos, e na janela inferior os esforços de corrente média e eficaz através dos diodos de roda livre.

Figura 54 – Forma de onda nos diodos do lado secundário para sentido *forward* e MCC.

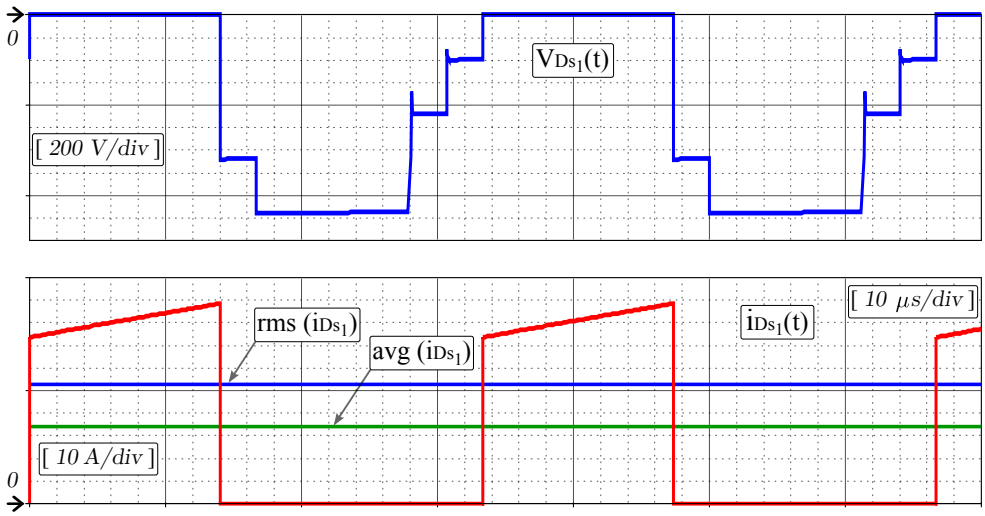
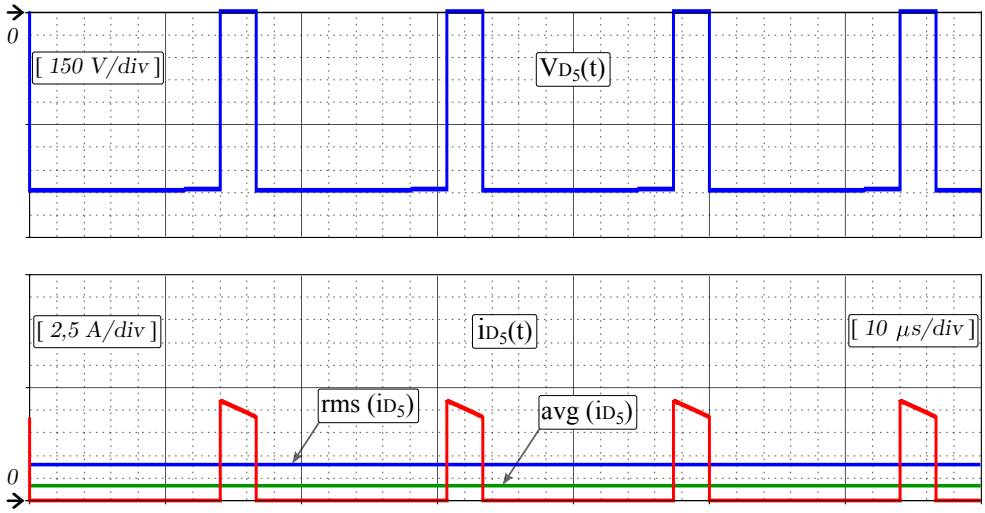


Figura 55 – Forma de onda nos diodos de roda livre do lado secundário para sentido *forward* e MCC.



2.3.1.5 Forma de onda sobre o capacitor de filtro C_2

Os esforços de tensão e corrente sobre o capacitor de filtro C_2 são apresentados na Figura 56. Na forma de onda superior, detalha-se a ondulação de tensão que a carga é submetida e a forma de onda instantânea da corrente sobre o capacitor, assim como seu valor eficaz, são apresentados na figura inferior. Verifica-se que a tensão e a corrente oscilam com frequência equivalente a duas vezes a frequência de comutação.

2.3.1.6 Forma de onda na fonte e sobre a carga para sentido $forward$

A potência fornecida pela fonte de alimentação E_1 e absorvida pela carga R_2 é ilustrada na Figura 57, quando o conversor opera no MCC e sentido *forward*. A janela superior apresenta a tensão da fonte e a tensão aplicada sobre a carga. A janela inferior apresenta a corrente drenada da fonte, com seu valor instantâneo e médio, e a corrente instantânea absorvida pela carga, que consome aproximadamente $2,97\,\text{kW}$.

2.3.1.7 Comparativo entre esforços teóricos e simulados para sentido $forward$ no MCC

A Tabela 3 apresenta os resultados para os valores calculados no Apêndice A e obtidos a partir da especificação citada anteriormente, com os resultados obtidos por meio de simulação

Figura 56 – Forma de onda de tensão e corrente no capacitor C_2 para sentido *forward* e MCC.

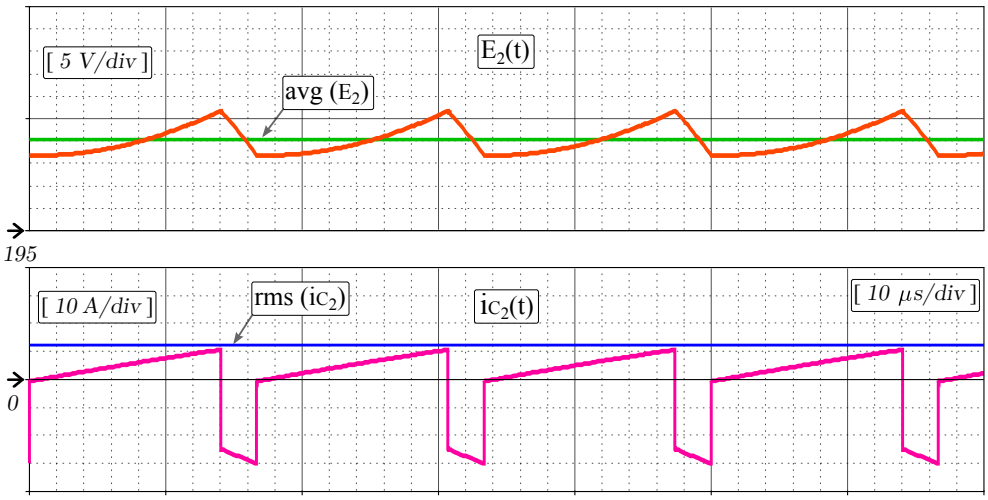
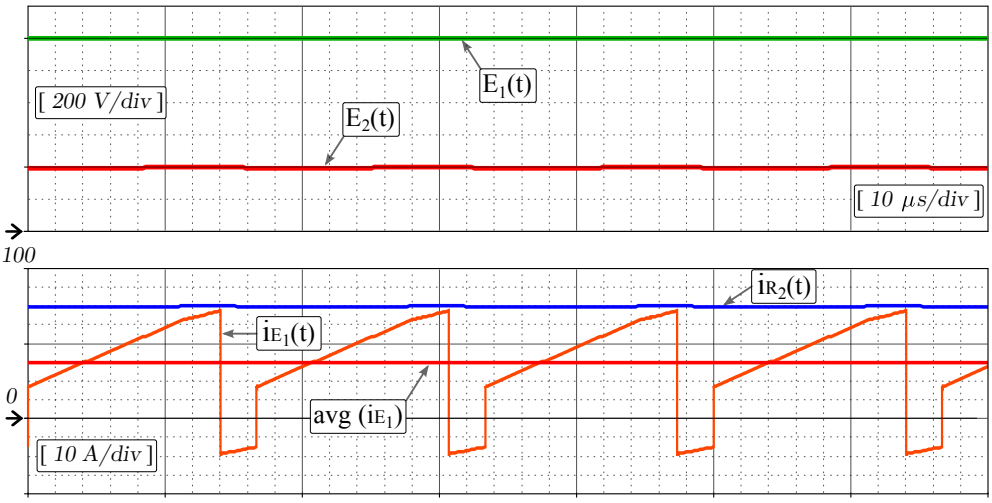


Figura 57 – Forma de onda de tensão e corrente na fonte de alimentação e na carga para sentido *forward*.



no *software* Orcad®.

Por meio de um comparativo entre estes valores de esforços sobre os principais componentes do conversor, é possível confirmar e validar o equacionamento obtido para operação no sentido *forward* e modo de condução contínuo.

2.3.2 Resultados de simulação para operação no sentido *flyback*

Apresenta-se, nesta seção, os resultados da simulação realizada com o conversor operando no sentido *flyback* e no MCC. Os resultados mostrados foram obtidos com as seguintes especificações:

$$\begin{aligned} P_1 &= 2\,\text{kW}; & E_2 &= 200\,V; & E_1 &= 400\,V; \\ R_1 &= 80\,\Omega; & D &= 0,359; & \Delta E_1 &= 8\,V; \\ \Delta I_{Ls} &= 5\,A; & n_T{}' &= 5; & n_{La} &= 1,0; \\ C_1 &= 1,65\,\mu\text{F}; & L_s &= 344\,\mu\text{H}; & L_p &= 8,6\,m\text{H}; \\ C_{b1} &= 13,16\,\mu\text{F}; & L_1 &= 89,4\,\mu\text{H}; & f_s &= 30\,\text{kHz}. \end{aligned}$$

O dimensionamento dos componentes passivos e especificações acima também foram

Tabela 3 – Comparativo dos esforços teóricos calculados com os obtidos por simulação no sentido *forward*.

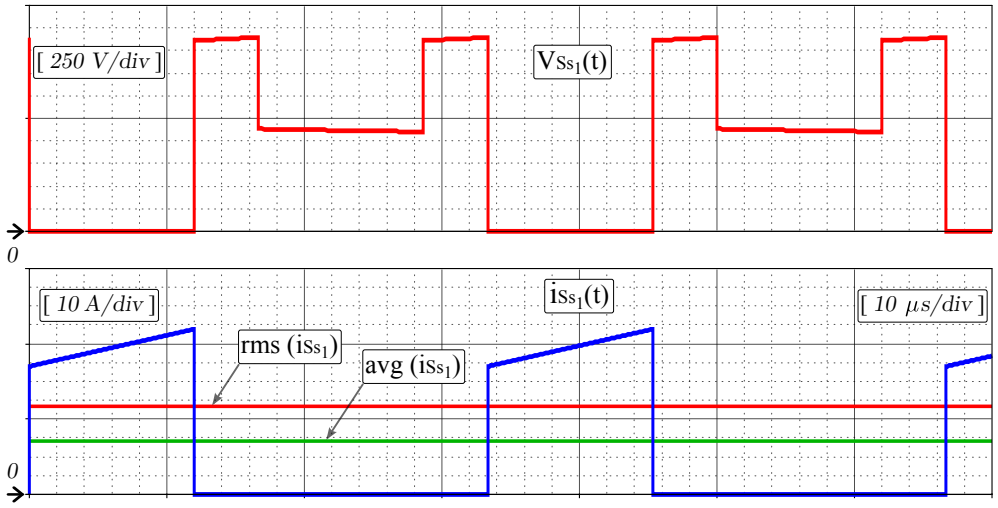
Esforços no componente	**Valor calculado**	**Valor simulado**	**erro** [%]
P_2	3 kW	2,97 kW	1,00
E_2	200 V	199,1 V	0,45
ΔI_{L1}	3,0 A	2,98 A	0,67
ΔI_{L2}	1,5 A	1,47 A	2,00
$I_{L1_{med}}$	15 A	14,93 A	0,47
$I_{L1_{ef}}$	15,3 A	15,25 A	0,33
$I_{L2_{med}}$	1,31 A	1,29 A	1,53
$I_{L2_{ef}}$	3,27 A	3,23 A	1,22
$I_{Sp_{med}}$	4,73 A	4,72 A	0,21
$I_{Sp_{ef}}$	7,30 A	7,37 A	0,96
$V_{Sp_{max}}$	400 V	400 V	0,00
$I_{Dp_{med}}$	0,98 A	0,97 A	1,02
$I_{Dp_{ef}}$	1,51 A	1,56 A	3,31
$I_{Dp_{max}}$	4,66 A	4,67 A	0,21
$V_{Dp_{max}}$	400 V	400 V	0,00
$I_{Ds_{med}}$	6,84 A	6,82 A	0,29
$I_{Ds_{ef}}$	10,56 A	10,54 A	0,19
$V_{Ds_{max}}$	438,4 V	438,1 V	0,07
$I_{D5_{med}}$	0,33 A	0,32 A	3,03
$I_{D5_{ef}}$	0,82 A	0,81 A	1,22
$V_{D5_{max}}$	238,4 V	237,7 V	0,29
ΔE_2	2 V	1,98 V	1,00
$I_{C2_{ef}}$	3,0 A	3,08 A	2,67

obtidos e apresentados no Apêndice A.

2.3.2.1 Forma de onda nos interruptores do lado secundário

As formas de ondas instantâneas de tensão e corrente sobre os interruptores do lado secundário do conversor são apresentadas na Figura 58. Na janela superior, é apresentado a tensão instantânea sobre o interruptor, e na janela inferior os esforços de corrente média e eficaz.

Figura 58 – Forma de onda nos interruptores do lado secundário para sentido *flyback* e MCC.

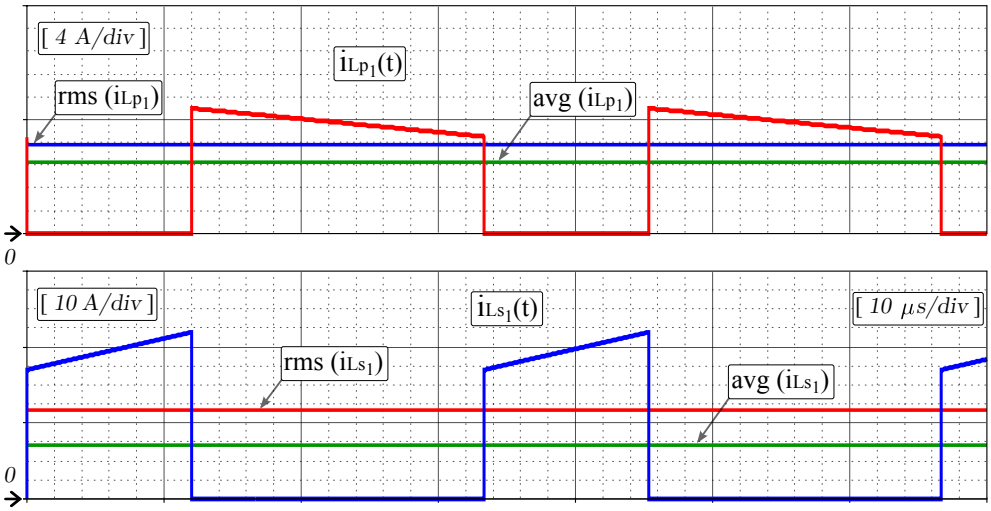


2.3.2.2 Forma de onda nos indutores Flyback

Na Figura 59, apresentam-se os esforços e o detalhe da ondulação de corrente no indutor acoplado L_{s1} e L_{p1} . A janela inferior apresenta o resultado da corrente instantânea em L_{s1}, com

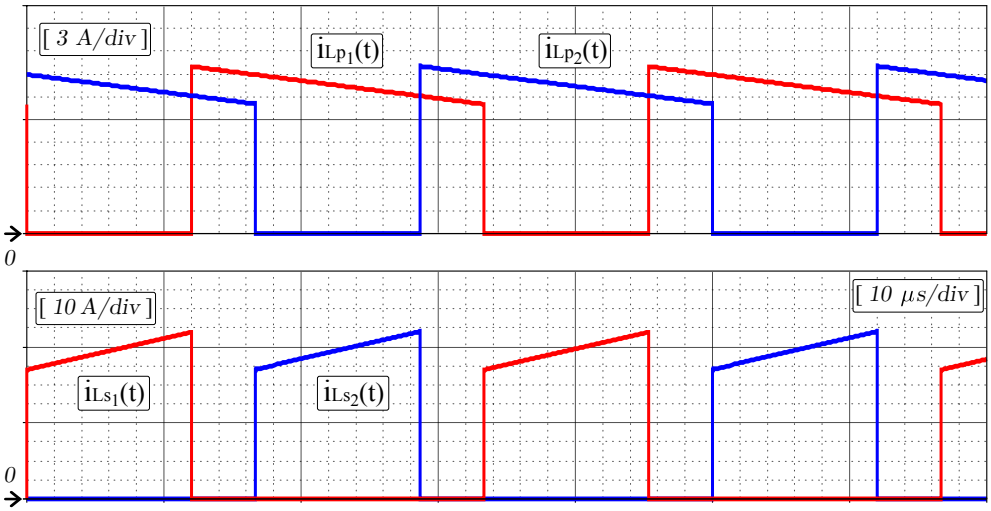
seu valor médio e eficaz. Já a janela superior, a corrente instantânea em L_{p1}, com seu valor médio e eficaz. Pode-se verificar, por meio da corrente nos indutores, que o conversor encontra-se no MCC. Verifica-se que a corrente oscila na mesma frequência de comutação do interruptor.

Figura 59 – Forma de onda de corrente nos indutores Flyback L_{s1} e L_{p1} no MCC.



A Figura 60 ilustra a forma de onda de corrente nos indutores Flyback no lado primário e secundário do conversor.

Figura 60 – Forma de onda de corrente nos indutores Flyback L_s e L_p em MCC.



A Figura 61 ilustra a forma de onda de tensão instantânea aplicada aos terminais dos indutores L_{s1} e L_{p1} no MCC. Na janela inferior, observa-se que a tensão aplicada sobre L_s durante a primeira etapa é $2D \cdot E_2$, e durante a segunda etapa a tensão fica $-E_1/n_T{}'$.

2.3.2.3 Forma de onda nos diodos do lado primário

A forma de onda de tensão e corrente sobre os diodos retificadores do lado primário é ilustrada na Figura 62. A tensão instantânea no diodo do grupo superior é mostrada na primeira figura, e a corrente instantânea com seus esforços de corrente média e eficaz é ilustrada na janela inferior.

2.3.2.4 Forma de onda nos elementos do circuito auxiliar do lado secundário

Na Figura 63, apresentam-se os esforços e o detalhe da ondulação de corrente no indutor L_1 . A janela superior apresenta o resultado da tensão instantânea em L_1 . Já a janela inferior, a

Figura 61 – Tensão instantânea aplicada aos terminais dos indutores L_{s1} e L_{p1} para sentido *flyback* e MCC.

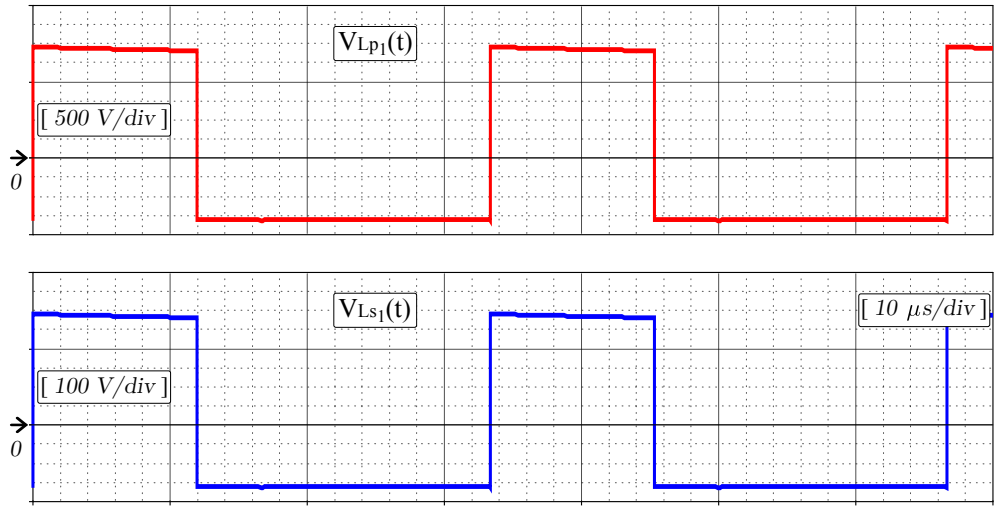
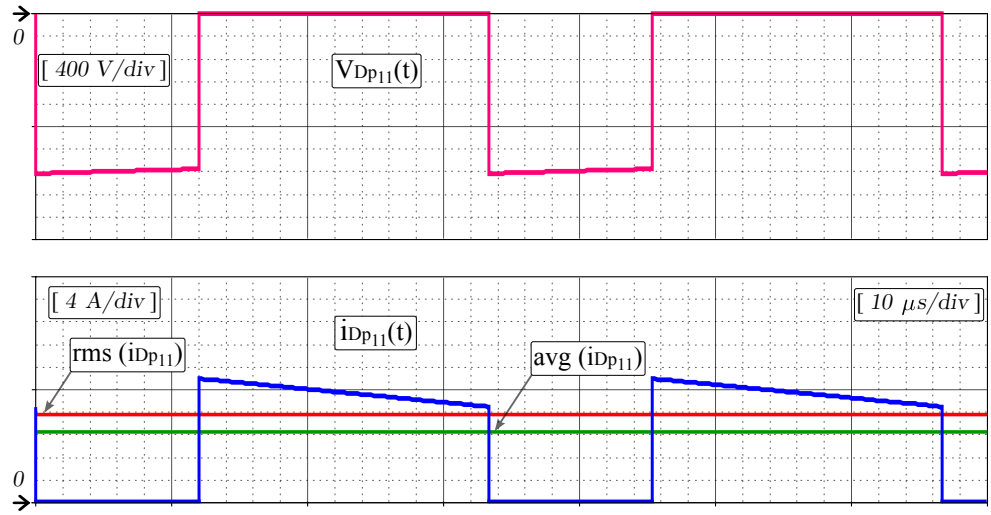
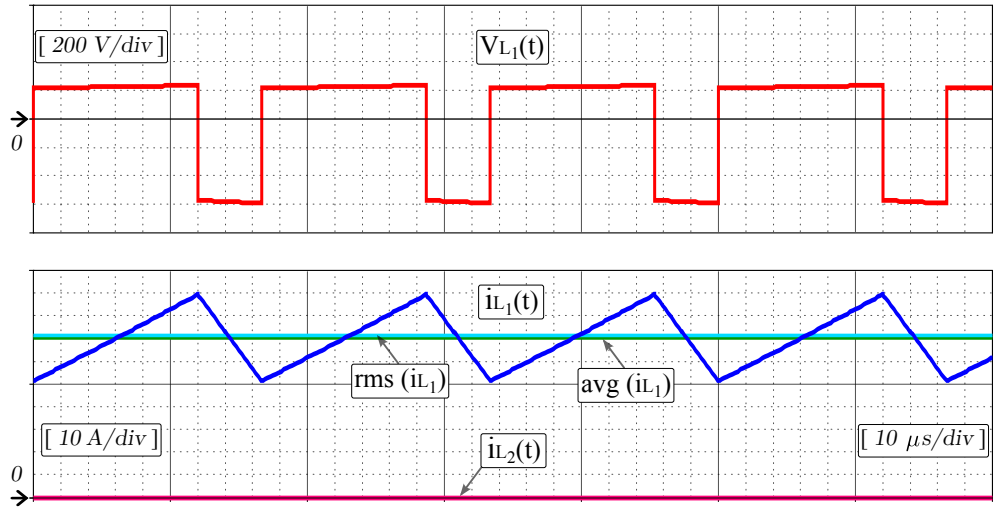


Figura 62 – Forma de onda nos diodos do lado primário para sentido *flyback* e MCC.



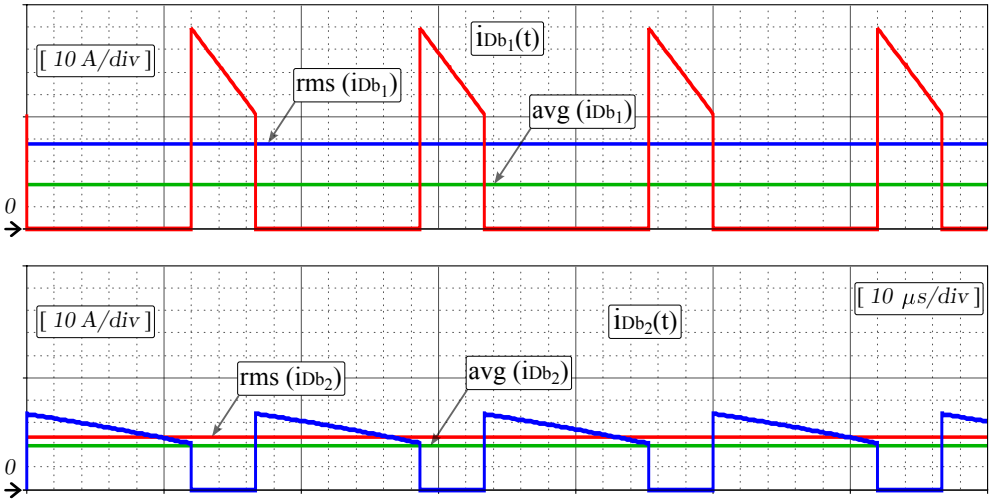
corrente instantânea em L_1 e L_2 , com seu valor médio e eficaz. Verifica-se que a corrente oscila com frequência equivalente a duas vezes a frequência de comutação.

Figura 63 – Forma de onda de tensão e corrente nos indutores L_1 e L_2 para sentido *flyback* e MCC.



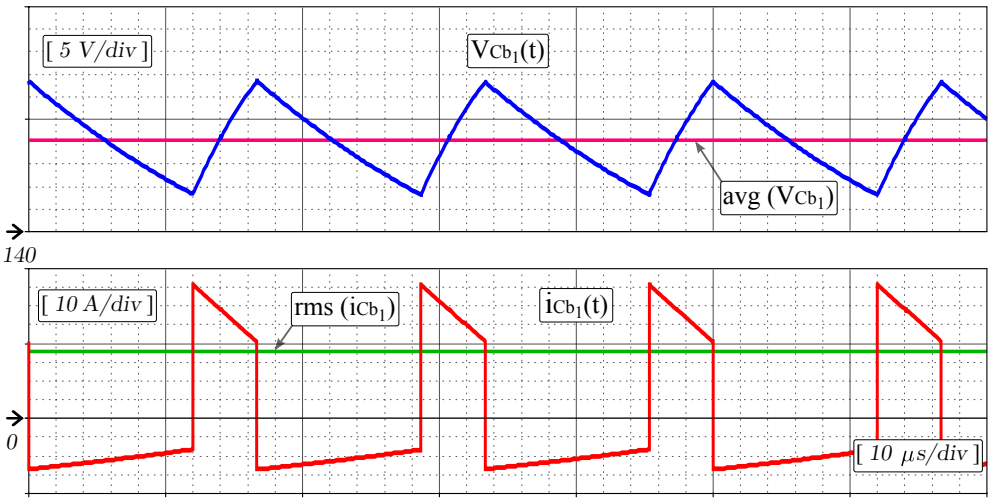
A corrente conduzida pelos diodos D_{b1}, D_{b2} do circuito auxiliar do lado secundário é apresentada na Figura 64. A corrente instantânea no diodo D_{b1} é mostrada na primeira figura, assim como seu valor médio e eficaz, e a corrente instantânea no diodo D_{b2} é apresentada na janela inferior juntamente com seus esforços.

Figura 64 – Forma de onda da corrente sobre os diodos D_{b1} e D_{b2} do lado secundário para sentido *flyback* e MCC.



Os esforços de tensão e corrente sobre o capacitor C_{b1} são apresentados na Figura 65. Na forma de onda superior, detalha-se a ondulação de tensão, e a forma de onda instantânea da corrente sobre o capacitor, assim como seu valor eficaz, são apresentados na figura inferior. Verifica-se que a tensão e a corrente oscilam com frequência equivalente a duas vezes a frequência de comutação.

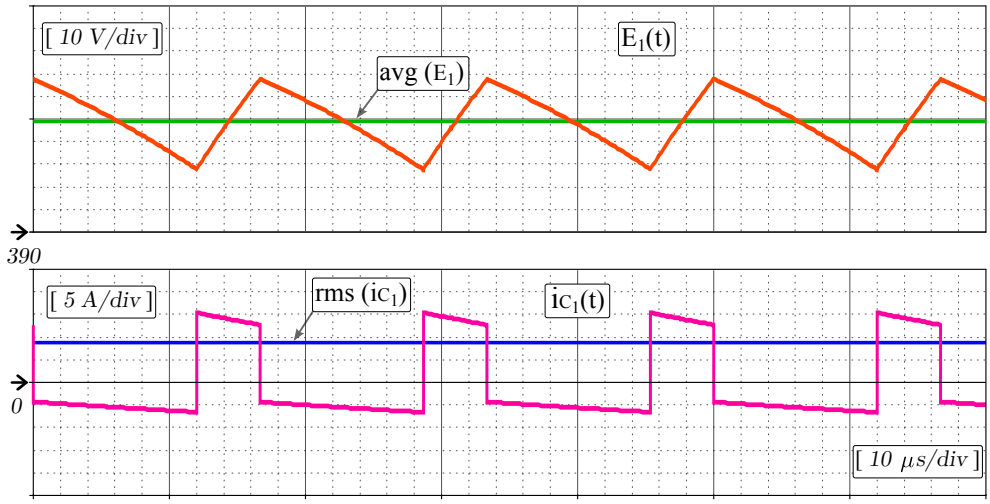
Figura 65 – Forma de onda de tensão e corrente no capacitor C_{b1} para o MCC.



2.3.2.5 Forma de onda sobre o capacitor de filtro C_1

Os esforços de tensão e corrente sobre o capacitor de filtro C_1 são apresentados na Figura 66. Na forma de onda superior, detalha-se a ondulação de tensão que a carga é submetida, e a forma de onda instantânea da corrente sobre o capacitor, assim como seu valor eficaz, são apresentados na figura inferior. Verifica-se que a tensão e a corrente oscilam com frequência equivalente a duas vezes a frequência de comutação.

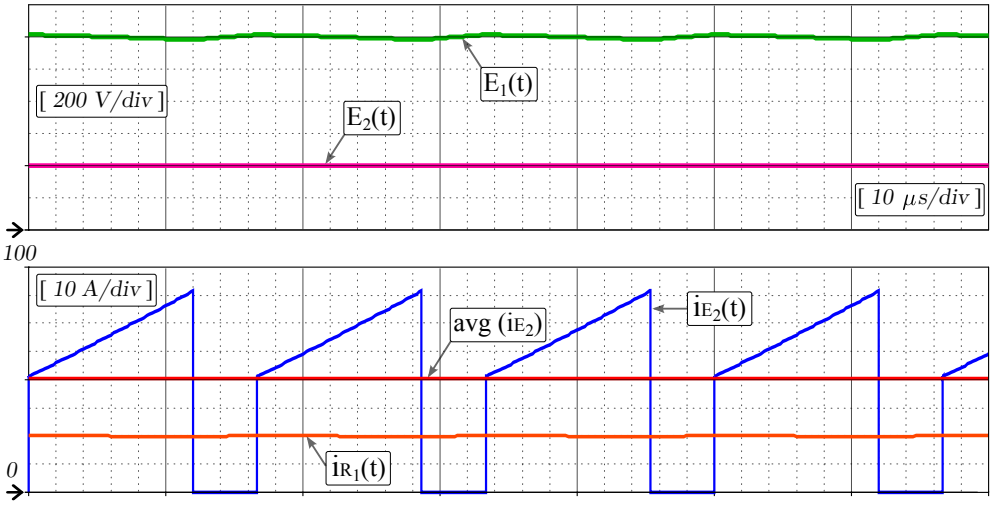
Figura 66 – Forma de onda de tensão e corrente no capacitor C_1 para sentido *flyback* e MCC.



2.3.2.6 Forma de onda na fonte e sobre a carga para sentido *flyback*

A potência fornecida pela fonte de alimentação E_2 e absorvida pela carga R_1 é ilustrada na Figura 67, quando o conversor opera no MCC e sentido *flyback*. A janela superior apresenta a tensão da fonte e a tensão aplicada sobre a carga. A janela inferior apresenta a corrente drenada da fonte, com seu valor instantâneo e médio, e a corrente instantânea absorvida pela carga, que consome aproximadamente $1,99\,\text{kW}$.

Figura 67 – Forma de onda de tensão e corrente na fonte de alimentação e sobre a carga para sentido *flyback*.



2.3.2.7 Comparativo entre esforços teóricos e simulados para sentido *flyback* no MCC

A Tabela 4 apresenta os resultados para os valores calculados no Apêndice A e obtidos a partir da especificação citada anteriormente, com os resultados obtidos por meio de simulação.

Por meio de um comparativo entre estes valores de esforços sobre os principais componentes do conversor, é possível confirmar e validar o equacionamento obtido para operação no sentido *flyback* e modo de condução contínuo.

Tabela 4 – Comparativo dos esforços teóricos calculados com os obtidos por simulação no sentido *flyback*.

Esforços no componente	**Valor calculado**	**Valor simulado**	**erro** [%]
P_1	2 kW	1, 99 kW	0, 50
E_1	$400\,V$	$399,8\,V$	0, 05
ΔI_{Ls}	$5\,A$	$4,92\,A$	1, 60
ΔI_{L1}	$7,55\,A$	$7,56\,A$	0, 13
$I_{L1_{med}}$	$14\,A$	$14,04\,A$	0, 29
$I_{L1_{ef}}$	$14\,A$	$14,22\,A$	1, 57
$I_{Ls_{med}}$	$7\,A$	$7,00\,A$	0, 00
$I_{Ls_{ef}}$	$11,68\,A$	$11,72\,A$	0, 34
$I_{Ss_{med}}$	$7\,A$	$7,00\,A$	0, 00
$I_{Ss_{ef}}$	$11,68\,A$	$11,72\,A$	0, 34
$V_{Ss_{max}}$	$424\,V$	$428,5\,V$	1, 06
$I_{Dp_{med}}$	$2,5\,A$	$2,49\,A$	0, 40
$I_{Dp_{ef}}$	$3,12\,A$	$3,12\,A$	0, 00
$V_{Dp_{max}}$	$560\,V$	$566\,V$	1, 07
$I_{Db1_{med}}$	$3,95\,A$	$3,96\,A$	0, 25
$I_{Db1_{ef}}$	$7,43\,A$	$7,56\,A$	1, 75
$V_{Db1_{max}}$	$200\,V$	$200\,V$	0, 00
$I_{Db2_{med}}$	$3,95\,A$	$3,96\,A$	0, 25
$I_{Db2_{ef}}$	$4,66\,A$	$4,74\,A$	1, 72
$V_{Db2_{max}}$	$200\,V$	$200\,V$	0, 00
ΔE_1	$8\,V$	$7,92\,V$	1, 00
$I_{C1_{ef}}$	$1,75\,A$	$1,76\,A$	0, 57
ΔE_{Cb1}	$5\,V$	$5,03\,V$	0, 60
$I_{Cb1_{ef}}$	$8,77\,A$	$8,93\,A$	1, 82

2.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, foi apresentado um novo conversor CC−CC bidirecional denominado de Forward / Flyback intercalado com um indutor acoplado de n - fases, baseado na topologia do conversor Forward intercalado de dois interruptores e com dois transformadores abordado pelos autores [335] e [336].

As etapas de funcionamento do conversor no MCC e MCD para ambos os sentidos foram apresentadas, juntamente com todo o comportamento estático do conversor por meio da característica de saída, com as equações que definem os elementos armazenadores de energia e os esforços de tensão e corrente sobre eles e sobre os semicondutores envolvidos.

Como característica da topologia, salienta-se o reduzido número de componentes ativos que a mesma apresenta para transferência bidirecional de energia entre suas portas, onde são utilizados apenas seis interruptores quando adota-se duas fases ao invés de oito do tradicional conversor DAB.

Os elementos passivos de filtro (indutores e capacitores) são submetidos a grandezas elétricas com ondulação no dobro da frequência de comutação dos interruptores, além da corrente fornecida à bateria apresentar baixa ondulação quando opera no sentido *forward*, e os dois interruptores do lado secundário então referenciados ao mesmo ponto (GND) com sua respectiva fonte, o que facilita e reduz o custo do circuito de acionamento quando opera no sentido *flyback*. Em função destas características, não se faz necessária a utilização de grandes valores de capacitâncias de filtro, evitando então o uso de capacitores eletrolíticos volumosos e indesejados em carregadores embarcados em EVs e HEVs, além de apresentarem reduzido tempo de vida útil em relação à tecnologia de filme (*film capacitor*), por exemplo.

Deve-se salientar ainda que, durante a operação no sentido *forward*, o conversor apresenta

a característica de saída muito similar a do conversor Forward clássico e não faz uso de circuitos de elevada ordem ou auxiliares para a transferência de anergia até a carga, facilitando e simplificando sua implementação prática.

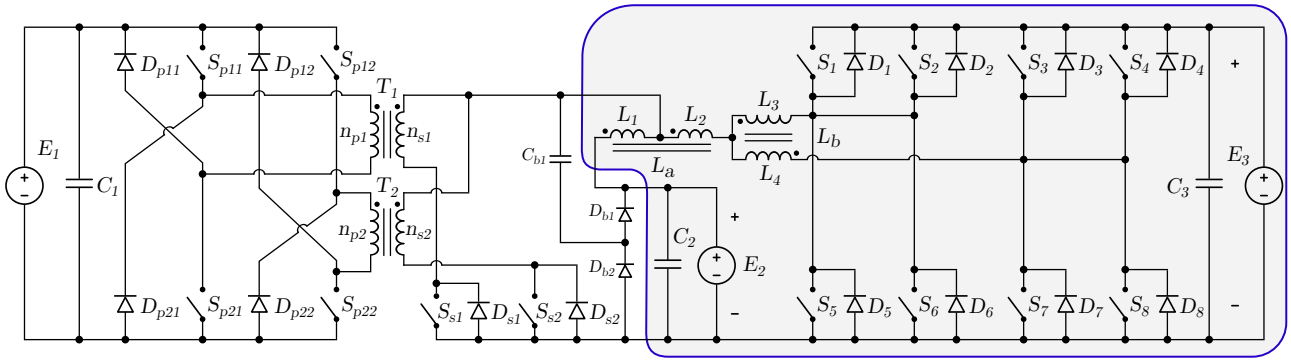
É possível ajustar o ganho de tensão no MCC apenas variando a relação de transformação do indutor acoplado L_a no lado secundário, onde ela sempre será maior do que o ganho do conversor Forward intercalado para qualquer valor de relação L_a , dentro da faixa de razão cíclica $0 < D < 0,5$, e os esforços máximos de tensão nos interruptores do lado primário ficaram limitados à tensão da fonte de alimentação.

Quando opera no sentido *flyback*, o conversor apresenta um ganho de tensão com perfil quadrático, portanto, superior ao de um conversor Flyback clássico ou Flyback intercalado no MCC. Os esforços de tensão sobre os semicondutores do lado secundário e primário são praticamente iguais, tanto no MCC quanto no MDC, aonde o pior caso ocorre sobre os interruptores do lado secundário, que necessitam bloquear a máxima tensão sobre a carga que é refletida para o secundário mais o dobro da tensão da fonte, quando a razão cíclica D atingir seu valor máximo de 50 %.

3 ANÁLISE DO CONVERSOR CC−CC BIDIRECIONAL INTERCALADO COM INDUTOR ACOPLADO

Neste capítulo, é realizado o estudo qualitativo e quantitativo do conversor CC−CC bidirecional intercalado com indutor acoplado proposto ilustrado na Figura 15 e destacado na Figura 68 utilizando duas fases e dois braços ($n = 2$ e $m = 2$) com a posição dos pontos do indutor acoplado L_b invertido. Da mesma forma que ocorreu para o conversor proposto no capítulo anterior, o estudo baseia-se na definição de três modos de operação, os quais são o MCC, o MCD e o MCCr da corrente elétrica que circula através do indutor de entrada L_a, que é dividido em dois indutores L_1 e L_2 conectados em série. Estes três modos são avaliados em dois sentidos de operação, definidos como sentido *boost*, aonde o funcionamento do conversor ocorre de forma a transferir energia da fonte E_2 para a porta 3, e o sentido *buck*, aonde o funcionamento do conversor ocorre de forma a transferir energia da fonte E_3 para a porta 2.

Figura 68 – Conversor CC−CC bidirecional intercalado com indutor acoplado destacado.



Para cada sentido de operação, apresenta-se o princípio de funcionamento no MCC e MCD, seguido da obtenção do ganho estático, do MCCr, a obtenção das expressões matemáticas para o cálculo dos esforços no circuito e definição dos principais elementos armazenadores de energia, da característica de saída do conversor proposto e, por fim, é realizado um exemplo de projeto e simulação para validação da análise teórica em ambos os sentidos de operação. Toda a análise básica é realizada considerando o conversor estático ideal, onde a transferência de energia ocorre sem perdas, ou seja, eficiência de 100 % com componentes ideais, e operando em regime permanente.

Os semicondutores do conversor proposto, para ambos os sentido de operação, são comandados por meio da técnica de *phase-shift* e modulação PWM, onde os pulsos enviados para os interruptores conectados ao mesmo indutor sempre estão deslocados em 180 ° elétricos para assegurar que a frequência de ondulação da corrente sobre cada indutor seja sempre o dobro da frequência de comutação dos interruptores. A sequência de comutação dos interruptores é dada pela expressão 3.1.

$$\alpha = \frac{2\,\pi}{n \cdot m} \tag{3.1}$$

n é o número de indutores intercalados, e m é o número de braços semicondutores que são conectados em paralelo ao mesmo indutor intercalado.

Conforme topologia destacada e ilustrado na Figura 68, o número de indutores intercalados é $n = 2$ e o número de braços semicondutores em paralelo é $m = 2$, resultando em uma sequência de comutação com comandos deslocados em $\pi/2$ (90 °) elétricos entre os interruptores da topologia. Isso produz uma frequência de ondulação da tensão e corrente de entrada e saída de quatro vezes a frequência de comutação da cada interruptor ativo.

A Tabela 5 apresenta duas formas distintas de operação do conversor analisadas neste trabalho, também denominadas de regiões de operação de interesse, que se distinguem em termos do tempo de condução e do número de interruptores em condução simultaneamente. A região de operação R1 é delimitada dentro da faixa de razão cíclica $0 \leq D \leq 1/4$ sem sobreposição (*nonoverlapping*), e a região de operação R2 é delimitada dentro da faixa de razão cíclica $1/4 < D < 1/2$ com sobreposição (*overlapping*), onde a razão cíclica para todos os interruptores fica limitada a $0 \leq D < 50\,\%$.

A razão cíclica máxima teórica de operação permitida para esta topologia em função da modulação adotada é dada pela relação $D_{\text{ope}} = 1/m$, porém o conversor permite até $D_{\text{max}} = 1$, onde para $D \geq 1/2$ não se deseja operar. No entanto, alterando a modulação e comandando os semicondutores conectados em paralelo ao mesmo braço simultaneamente, obtém-se uma nova configuração e duas novas regiões de operação delimitadas por $D < 1/2$ e $D > 1/2$.

Tabela 5 – Regiões de operação analisadas para o conversor proposto.

Região	Razão cíclica	Simultaneidade
R1	$0 \leq D \leq 1/4$	Não ocorre
R2	$1/4 < D < 1/2$	Até 2 interruptores

A seguir, é apresentado o estudo do conversor operando nas regiões R1 e R2 e em ambos os sentidos onde, no sentido *boost*, atua como elevador de tensão e transfere energia do banco de baterias para o barramento CC, e no sentido *buck* atua como abaixador de tensão e transfere energia do barramento CC para o banco de baterias.

3.1 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO PARA OPERAÇÃO NO SENTIDO BOOST

O conversor CC−CC bidirecional intercalado com indutor acoplado proposto e ilustrado na Figura 68, é constituído essencialmente pelos seguintes componentes para permitir a operação no sentido *boost* ou modo tração: quatro diodos, quatro interruptores, um indutor série L_a com a fonte E_2, um indutor acoplado L_b e um capacitor de filtro C_3 conectado em paralelo com a carga.

No sentido *boost* de operação, o conversor atua como elevador de tensão, de forma similar a um conversor Boost clássico, porém, sua faixa de atuação de razão cíclica fica limitada à metade do período de comutação para permitir o adequado balanço de corrente entre os braços e a frequência de ondulação da corrente desejada sobre os indutores da estrutura.

A relação de transformação do indutor acoplado L_b é dada pela equação 3.2, onde apresenta o quociente entre o número de espiras do indutor L_4 e do indutor L_3. Já o indutor acoplado L_a, é visto agora pelo conversor como dois indutores conectados em série, conforme equação 3.3, e sua relação de transformação é apresentada na equação 2.2.

$$n_{Lb} = \frac{n_{L4}}{n_{L3}} \tag{3.2}$$

$$L_a = L_1 + L_2 \tag{3.3}$$

Para a análise e descrição das etapas de operação nas regiões R1 e R2, são adotadas as seguintes simplificações:

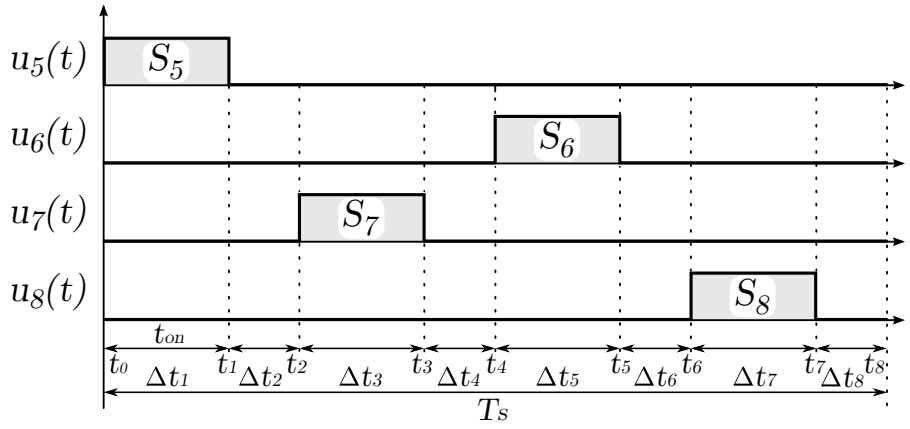
- Os indutores acoplados são idênticos e possuem coeficiente de acoplamento magnético (k) unitário;
- Os interruptores S_5 e S_7 são comandados com deslocamento de 90 ° elétricos, assim como S_6 e S_8, e estes dois grupos ou braços deslocados em 180 ° elétricos entre si;
- n_{Lb} representa a relação de transformação do indutor acoplado L_b e é definida na equação 3.2;
- A relação de transformação n_{Lb} é unitária;
- E_2 representa a fonte de alimentação, E_3 a tensão de saída e R_3 a resistência equivalente da carga neste sentido de operação.

3.1.1 MCC para operação no sentido *boost* e região R1

O MCC é definido no conversor quando se analisa a corrente elétrica no elemento armazenador de energia de interesse, que agora é representado pelo indutor L_a , onde a corrente que circula através do mesmo, dentro de um quarto de período T_s , não deve ser anulada.

Na Figura 69, é ilustrado o diagrama de comando simplificado com os intervalos de tempo dos interruptores inferiores da topologia para operação no sentido *boost* (elevador de tensão) e região R1.

Figura 69 – Sinais de comando dos interruptores no sentido *boost* para a região R1.



O intervalo do tempo de cada etapa de funcionamento do conversor é definido na equação 3.4.

$$\begin{aligned} &\Delta t_1 = t_1 - t_0, \quad &&\Delta t_2 = t_2 - t_1, \quad &&\Delta t_3 = t_3 - t_2, \quad &&\Delta t_4 = t_4 - t_3, \\ &\Delta t_5 = t_5 - t_4, \quad &&\Delta t_6 = t_6 - t_5, \quad &&\Delta t_7 = t_7 - t_6, \quad &&\Delta t_8 = t_8 - t_7. \end{aligned} \tag{3.4}$$

Como os sinais de comando na Figura 69 são simétricos, sabe-se que $\Delta t_1 = \Delta t_3 = \Delta t_5 = \Delta t_7$ e que $\Delta t_2 = \Delta t_4 = \Delta t_6 = \Delta t_8$, portanto, é possível reescrever estes tempos em função da razão cíclica D e do período de comutação T_s , conforme equação 3.5.

$$\begin{cases} \Delta t_1 &= D \cdot T_s \\ \Delta t_2 = \frac{T_s}{4} - \Delta t_1 &= \left(\frac{1-4\,D}{4}\right) \cdot T_s \end{cases} \tag{3.5}$$

Neste modo e sentido de operação, a fonte E_2 transfere energia para a carga de forma contínua ao longo de todo o período de comutação através do indutor L_a , que sempre será percorrido por corrente não nula.

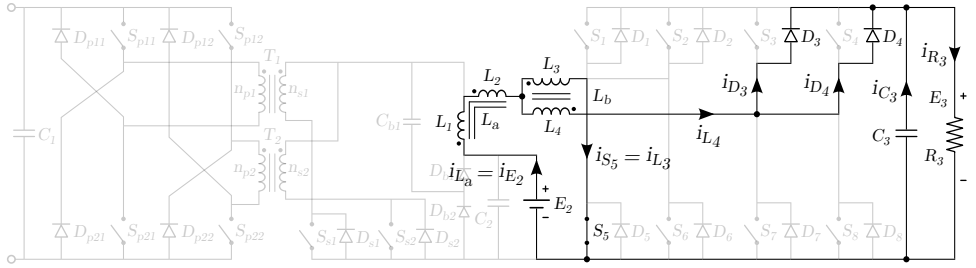
No MCC, em um período de comutação do conversor, ocorrem oito etapas de operação que são descritas a seguir.

A ***1ª etapa*** de operação é iniciada quando o interruptor S_5 é acionado no tempo t_0, aonde começa o armazenamento de energia no indutor acoplado L_3, e a tensão sobre L_a fica igual a $E_2 - E_3/2$, conforme estado topológico equivalente na Figura 70a. Com os demais interruptores bloqueados, os diodos D_3 e D_4, que foram polarizados na etapa anterior, continuam conduzindo a corrente do indutor L_4, que havia armazenado energia. A corrente drenada da fonte é a mesma do indutor L_a e é dividida entre os indutores L_3 e L_4. Como eles estão acoplados e possuem indutâncias iguais, a tensão sobre cada um é igual ao valor $E_3/2$. Esta etapa é finalizada no tempo t_1 onde, durante o intervalo de tempo Δt_1, é a fonte e o capacitor C_3 que alimenta a carga R_3.

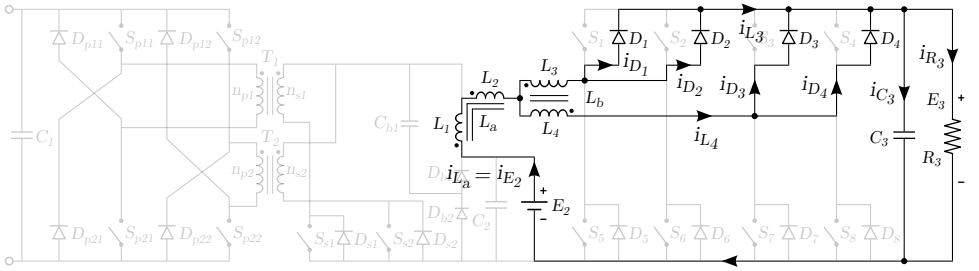
Na ***2ª etapa*** de operação, que se inicia no tempo t_1, todos os interruptores então bloqueados, e os indutores acoplados L_a e L_b transferem sua energia para a carga por meio de todos os diodos do grupo superior ($D_{1...4}$), conforme estado topológico equivalente na Figura 70b. Durante esta etapa, intervalo de tempo Δt_2, a tensão sobre o indutor L_a passa a ser igual a $E_2 - E_3$, enquanto que a tensão sobre os indutores L_3 e L_4 é anulada devido à conexão momentânea em paralelo das bobinas, produzindo a anulação de seu fluxo magnético. A corrente que é drenada da fonte ainda é a mesma do indutor L_a que alimenta a carga e o capacitor C_3, onde esta continua sendo dividida entre os indutores L_3 e L_4. Esta 2ª etapa é finalizada no tempo t_2 com a entrada em condução do interruptor S_7.

Figura 70 – Circuitos equivalentes para 1ª, 2ª, 4ª, 6ª e 8ª etapas de operação em MCC, sentido *boost* e R1.

(a) 1ª etapa de operação.



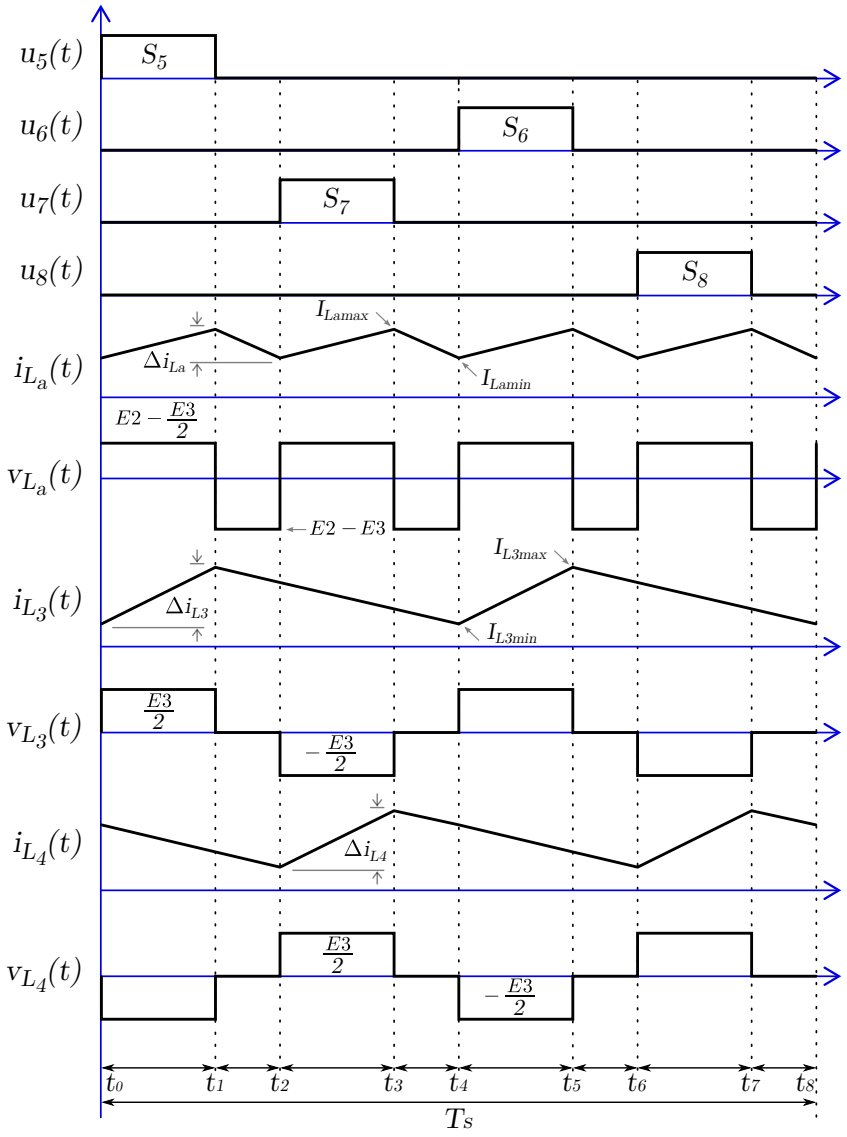
(b) 2ª, 4ª, 6ª e 8ª etapas de operação.



Na Figura 71, são ilustradas as principais formas de ondas de tensão e de corrente nos indutores do conversor para o MCC, que configuram as oito etapas mencionadas.

A ***3ª etapa*** de operação é iniciada quando o interruptor S_7 é acionado no tempo t_2, aonde começa o armazenamento de energia no indutor acoplado L_4 e em L_a. A tensão sobre L_a fica novamente igual a $E_2 - E_3/2$, conforme estado topológico equivalente na Figura 72a. Com os demais interruptores bloqueados, os diodos D_3 e D_4 são reversamente polarizados e bloqueados, e os diodos D_1 e D_2 continuam conduzindo a corrente do indutor L_3. A corrente drenada da fonte é a mesma do indutor L_a e é dividida entre os indutores L_3 e L_4. A tensão

Figura 71 – Principais formas de ondas idealizadas sobre os indutores para operação no sentido *boost* no MCC e R1.



sobre eles volta a ser $E_3/2$, e a etapa é finalizada no tempo t_3 onde, durante o intervalo de tempo Δt_3, é a fonte e o capacitor C_3 que alimentam a carga.

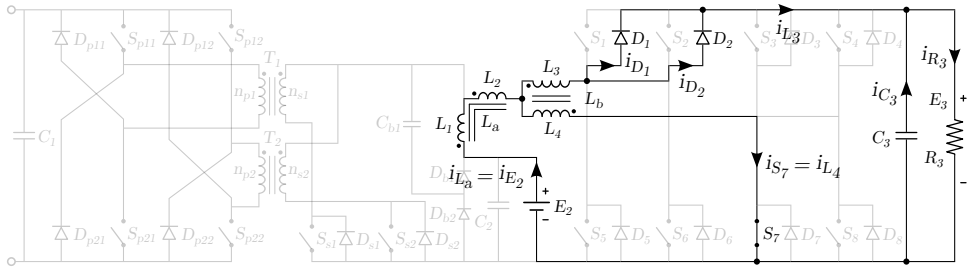
A ***4ª etapa*** de operação, que se inicia no tempo t_3, é similar à 2ª etapa, onde o circuito equivalente é ilustrado na Figura 70b. Durante esta etapa, intervalo de tempo Δt_4, o indutor L_a transfere energia para a carga, aonde é finalizada no tempo t_4 com a entrada em condução do interruptor S_6.

A ***5ª etapa*** de operação é iniciada quando o interruptor S_6 é acionado no tempo t_4, aonde começa o armazenamento de energia no indutor acoplado L_3 e em L_a. A tensão sobre L_a fica novamente igual a $E_2 - E_3/2$, conforme estado topológico equivalente na Figura 72b. Com os demais interruptores bloqueados, de forma similar à 1ª etapa, os diodos D_1 e D_2 são reversamente polarizados e bloqueados, e os diodos D_3 e D_4 continuam conduzindo a corrente do indutor L_4. A corrente drenada da fonte é a mesma do indutor L_a e é dividida entre os indutores L_3 e L_4. A tensão sobre eles volta a ser $E_3/2$, e a etapa é finalizada no tempo t_5 onde, durante o intervalo de tempo Δt_5, é a fonte e o capacitor C_3 que alimentam a carga.

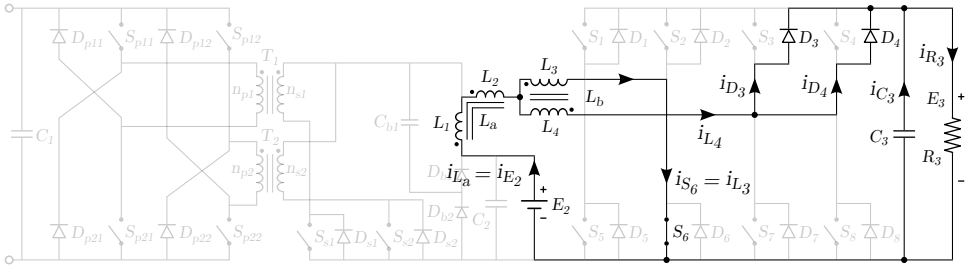
A ***6ª etapa*** de operação que se inicia no tempo t_5 também é similar à 2ª etapa, onde o circuito equivalente é ilustrado na Figura 70b. Durante esta etapa, intervalo de tempo Δt_6, o indutor L_a transfere energia para a carga, aonde é finalizada no tempo t_6 com a entrada em

Figura 72 – Circuitos equivalentes para 3ª e 5ª etapas de operação em MCC, sentido *boost* e R1.

(a) 3ª etapa de operação.

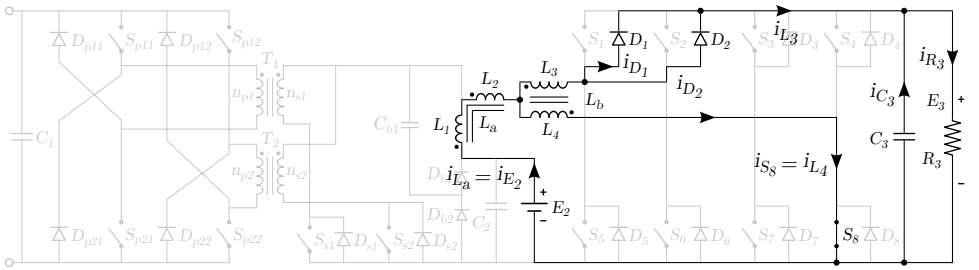


(b) 5ª etapa de operação.



condução do interruptor S_8.

Figura 73 – Circuito equivalente para 7ª etapa de operação em MCC, sentido *boost* e R1.



A ***7ª etapa*** de operação é iniciada quando o interruptor S_8 é acionado no tempo t_6, aonde começa o armazenamento de energia no indutor acoplado L_4 e em L_a. A tensão sobre L_a fica novamente igual a $E_2 - E_3/2$, conforme estado topológico equivalente na Figura 73. Com os demais interruptores bloqueados, de forma similar à 3ª etapa, os diodos D_3 e D_4 são reversamente polarizados e bloqueados, e os diodos D_1 e D_2 continuam conduzindo a corrente do indutor L_3. A corrente drenada da fonte é a mesma do indutor L_a e é dividida entre os indutores L_3 e L_4. A tensão sobre eles volta a ser $E_3/2$, e a etapa é finalizada no tempo t_7 onde, durante o intervalo de tempo Δt_7, é a fonte e o capacitor C_3 que alimentam a carga.

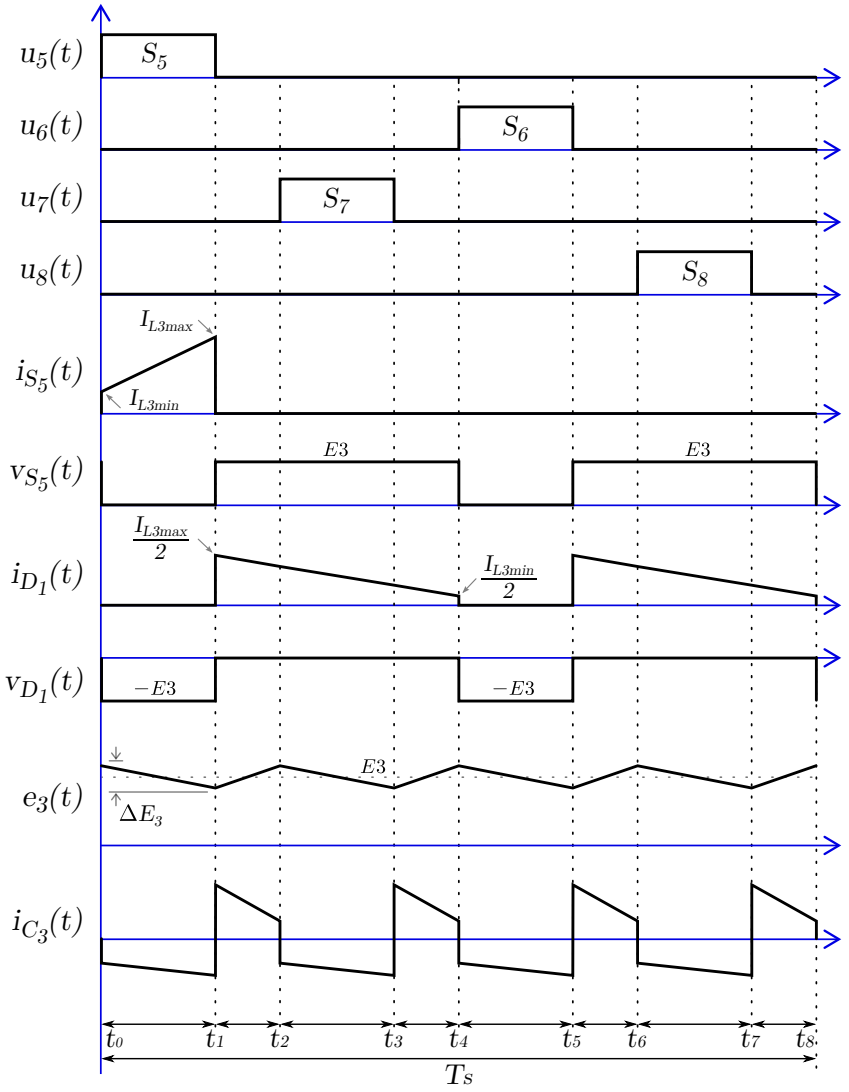
A ***8ª etapa*** de operação, que se inicia no tempo t_7, também é similar à 2ª etapa, onde o circuito equivalente é ilustrado na Figura 70b. Durante esta etapa, intervalo de tempo Δt_8, o indutor L_a transfere energia para a carga, aonde é finalizada no tempo t_8 com a entrada em condução novamente do interruptor S_5, encerrando um período de comutação do conversor.

Conforme foi apresentado na Figura 71 e descrito nas etapas de operação, a corrente drenada da fonte E_2 é não pulsada e, sobre o indutor L_a, ela apresenta frequência de quatro vezes a frequência de comutação de um interruptor, sendo esta uma característica favorável para a redução do volume dos elementos de filtro (L e C) e redução de perdas em comutação nos interruptores e de condução nos diodos, já que os esforços de corrente são divididos.

3.1.1.1 Característica ideal de transferência estática no MCC e região R1

A partir destas oito etapas de operação, foram traçadas as principais formas de ondas que correspondem ao MCC e região R1 do conversor, que ilustram os esforços nos elementos ativos e sobre o capacitor de filtro na Figura 74. A partir destas formas de ondas e de seus patamares, serão definidas, posteriormente, as expressões e esforços nos elementos do conversor.

Figura 74 – Forma de onda básicas e idealizadas com os principais esforços nos elementos do conversor para sentido *boost* no MCC em R1.



As tensões instantâneas nos indutores acoplados L_1 e L_2 são definidas pelas equações 3.6 e 3.7:

$$v_{L1}(t) = \begin{cases} \dfrac{2\,E_2 - E_3}{2\,(1+n_{La})} & ; \quad \text{para} \quad 1^{\text{a}}, 3^{\text{a}}, 5^{\text{a}} \text{ e } 7^{\text{a}} \text{ etapas} \\ -\dfrac{E_2 - E_3}{1+n_{La}} & ; \quad \text{para} \quad 2^{\text{a}}, 4^{\text{a}}, 6^{\text{a}} \text{ e } 8^{\text{a}} \text{ etapas} \end{cases} \tag{3.6}$$

$$v_{L2}(t) = \begin{cases} \dfrac{2\,E_2 - E_3}{2\,(1+n_{La})} \cdot n_{La} & ; \quad \text{para} \quad 1^{\text{a}}, 3^{\text{a}}, 5^{\text{a}} \text{ e } 7^{\text{a}} \text{ etapas} \\ -\dfrac{E_2 - E_3}{1+n_{La}} \cdot n_{La} & ; \quad \text{para} \quad 2^{\text{a}}, 4^{\text{a}}, 6^{\text{a}} \text{ e } 8^{\text{a}} \text{ etapas} \end{cases} \tag{3.7}$$

As tensões instantâneas nos indutores acoplados L_3 e L_4 são definidas pelas equações 3.8 e 3.9:

$$v_{L3}(t) = \begin{cases} \dfrac{E_3}{2} & ; \quad \text{para} \quad 1^{\,\text{a}} \text{ e } 5^{\,\text{a}} \text{ etapas} \\ 0 & ; \quad \text{para} \quad 2^{\,\text{a}}, 4^{\,\text{a}}, 6^{\,\text{a}} \text{ e } 8^{\,\text{a}} \text{ etapas} \\ -\dfrac{E_3}{2} & ; \quad \text{para} \quad 3^{\,\text{a}} \text{ e } 7^{\,\text{a}} \text{ etapas} \end{cases} \tag{3.8}$$

$$v_{L4}(t) = \begin{cases} -\dfrac{E_3}{2} & ; \quad \text{para} \quad 1^{\,\text{a}} \text{ e } 5^{\,\text{a}} \text{ etapas} \\ 0 & ; \quad \text{para} \quad 2^{\,\text{a}}, 4^{\,\text{a}}, 6^{\,\text{a}} \text{ e } 8^{\,\text{a}} \text{ etapas} \\ \dfrac{E_3}{2} & ; \quad \text{para} \quad 3^{\,\text{a}} \text{ e } 7^{\,\text{a}} \text{ etapas} \end{cases} \tag{3.9}$$

A corrente instantânea através do indutor acoplado L_a é obtida a partir da expressão 3.10 e é igual a $i_{La} = i_{L1} = i_{L2} = i_{E2}$.

$$i_{E2}(t) = \begin{cases} i_{E2}(t_0) + \dfrac{E_3 \cdot n_{La}}{2\,L_1\,(1+n_{La})(1+{n_{La}}^2)} \cdot (t - t_0) & ; \text{ para} \quad 1^{\,\text{a}}, 3^{\,\text{a}}, 5^{\,\text{a}} \text{ e } 7^{\,\text{a}} \text{ etapas} \\ i_{E2}(t_1) - \dfrac{E_3 \cdot n_{La}}{2\,L_1\,(1+n_{La})(1+{n_{La}}^2)} \cdot (t - t_1) & ; \text{ para} \quad 2^{\,\text{a}}, 4^{\,\text{a}}, 6^{\,\text{a}} \text{ e } 8^{\,\text{a}} \text{ etapas} \end{cases} \tag{3.10}$$

A corrente instantânea que circula pelo interruptor S_5 e pelo diodo D_1 é obtida a partir das expressões 3.11 e 3.12:

$$i_{S5}(t) = \begin{cases} i_{L3}(t_0) + \dfrac{E_3}{4\,L_3} \cdot (t - t_0) & ; \quad \text{para} \quad t_0 \le t \le t_1 \\ 0 & ; \quad \text{para} \quad t_1 \le t \le T_s \end{cases} \tag{3.11}$$

$$i_{D1}(t) = \begin{cases} 0 & ; \quad \text{para} \quad 1^{\,\text{a}} \text{ e } 5^{\,\text{a}} \text{ etapas} \\ \dfrac{i_{L3}}{2}(t_1) - \dfrac{(2\,E_2 - E_3) \cdot n_{La}}{4\,(1+n_{La}) \cdot (L_1 + L_1 \cdot {n_{La}}^2)} \cdot (t - t_1) & ; \quad \text{para} \quad 2^{\,\text{a}} \text{ e } 6^{\,\text{a}} \text{ etapas} \\ \dfrac{i_{L3}}{2}(t_2) - \dfrac{E_3}{8\,L_3} \cdot (t - t_2) & ; \quad \text{para} \quad 3^{\,\text{a}} \text{ e } 7^{\,\text{a}} \text{ etapas} \\ \dfrac{i_{L3}}{2}(t_3) - \dfrac{(2\,E_2 - E_3) \cdot n_{La}}{4\,(1+n_{La}) \cdot (L_1 + L_1 \cdot {n_{La}}^2)} \cdot (t - t_3) & ; \quad \text{para} \quad 4^{\,\text{a}} \text{ e } 8^{\,\text{a}} \text{ etapas} \end{cases} \tag{3.12}$$

A tensão instantânea que o interruptor S_5 e o diodo D_1 estão submetidos é dada por:

$$v_{S5}(t) = \begin{cases} 0 & ; \quad \text{para} \quad t_0 \le t \le t_1 \\ E_3 & ; \quad \text{para} \quad t_1 \le t \le t_4 \\ 0 & ; \quad \text{para} \quad t_4 \le t \le t_5 \\ E_3 & ; \quad \text{para} \quad t_5 \le t \le T_s \end{cases} \tag{3.13}$$

$$v_{D1}(t) = \begin{cases} -E_3 & ; \quad \text{para} \quad t_0 \le t \le t_1 \\ 0 & ; \quad \text{para} \quad t_1 \le t \le t_4 \\ -E_3 & ; \quad \text{para} \quad t_4 \le t \le t_5 \\ 0 & ; \quad \text{para} \quad t_5 \le t \le T_s \end{cases} \tag{3.14}$$

3.1.1.2 Ganho estático no MCC para região R1

O ganho estático é determinado como uma relação entre a tensão sobre a carga e a tensão da fonte. E, para obtê-la, analisa-se a energia armazenada no indutor de interesse, onde a tensão média sobre ele num período é sempre nula. Para isso, é possível empregar a metodologia definida como balanço volt-segundos, no qual a área da tensão aplicada sobre o indutor durante o tempo em que o interruptor condução é sempre igual à área da tensão aplicada durante o intervalo de tempo em que o interruptor está bloqueado. Ou seja, as áreas ou variações de fluxo magnético sobre o indutor em cada etapa de operação são iguais, conforme definição matemática expressa na equação 3.15.

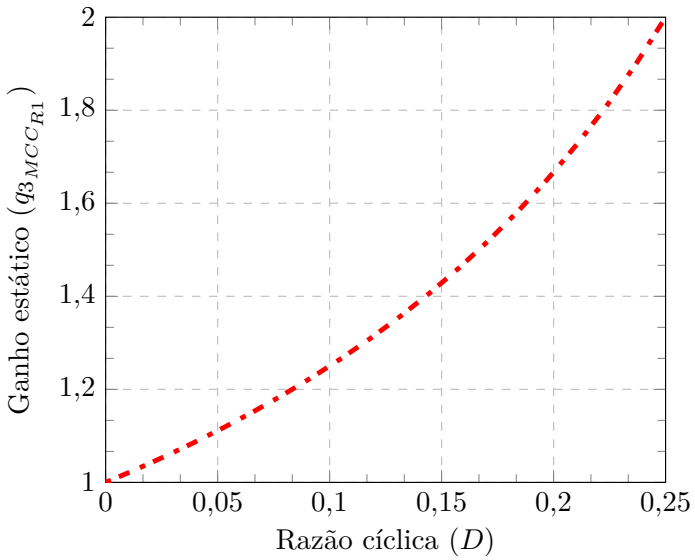
$$\Delta\Phi_{\Delta t_1} = \Delta\Phi_{\Delta t_2} \tag{3.15}$$

O indutor de interesse para esta análise será o L_a . Desta forma, substituindo as variações de fluxo na expressão 3.15, obtém-se o ganho estático do conversor operando no sentido *boost* para o MCC e região R1 na expressão 3.16.

$$\begin{gathered}\left(E_2 - \frac{E_3}{2}\right) \cdot D \cdot T_s = -\left(E_2 - E_3\right) \cdot \left(\frac{1-4\,D}{4}\right) \cdot T_s \\ q_{3_{MCC_{R1}}} = \frac{E_3}{E_2} = \frac{1}{1-2\,D}\end{gathered} \tag{3.16}$$

A expressão 3.16 define o comportamento do conversor no MCC e região R1, e sua característica ideal de transferência revela o comportamento do mesmo, frente a variações da razão cíclica D, conforme representado graficamente na Figura 75.

Figura 75 – Ganho estático para operação no sentido *boost*, na região R1 e em MCC.



Conforme demonstrado na Figura 75, o conversor possui um comportamento elevador de tensão na região R1, onde se pode obter um ganho máximo de duas vezes na região de fronteira, ou seja, para valor de razão cíclica $D = 0,25$.

3.1.1.3 Determinação dos elementos armazenadores de energia no MCC em R1

A análise da ondulação de corrente em L_1 e tensão sobre a carga no sentido *boost* também se faz necessário para determinar o indutor e o capacitor de filtragem adequadamente.

A tensão sobre o indutor acoplado L_a é definida como:

$$V_{La} = L_a \cdot \frac{\Delta I_{La}}{\Delta t_1} \tag{3.17}$$

Como a ondulação de corrente sobre L_1 é igual a em L_2, a equação 3.17 pode ser reescrita em função destes elementos, onde $L_a = L_{eq1} = L_1 + L_1 \cdot {n_{La}}^2$.

Substituindo as devidas variáreis na equação acima, obtém-se a equação 3.18, que é então utilizada para determinar o valor necessário da indutância L_1, que garanta a operação do conversor no MCC em função da ondulação ΔI_{La}.

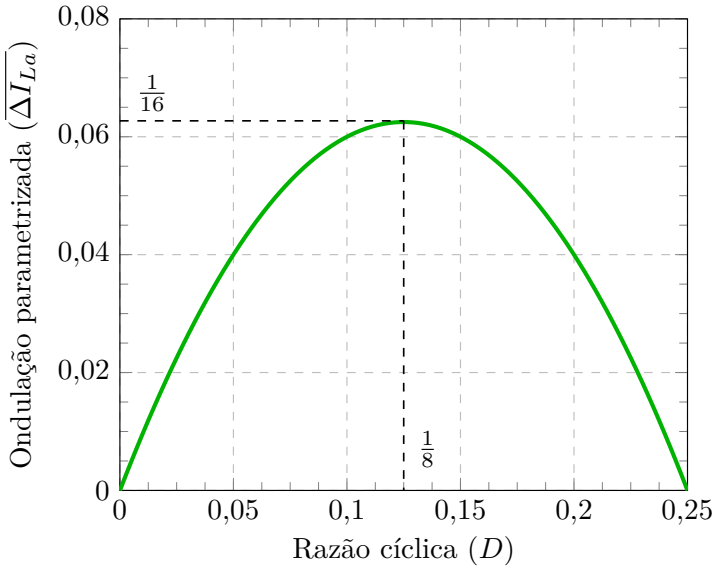
$$L_1 = \frac{E_3}{2\,\Delta I_{La} \cdot f_s} \cdot \frac{n_{La} \cdot (1 - 4\,D) \cdot D}{(1 + n_{La}) \cdot (1 + {n_{La}}^2)} \tag{3.18}$$

Como a equação 3.18 representa a ondulação na corrente elétrica que circula através dos indutores acoplados, é possível normalizar esta expressão em termos dos parâmetros E_3, f_s, L_1 e n_{La}, obtendo-se então, a ondulação de corrente parametrizada na equação 3.19.

$$\overline{\Delta I_{La}} = \frac{2\,\Delta I_{La} \cdot L_1 \cdot f_s}{E_3} \cdot \frac{1}{\beta} = (1 - 4\,D) \cdot D \tag{3.19}$$

Esta corrente parametrizada é representada graficamente na Figura 76. Neste gráfico, é verificado que a máxima ondulação de corrente ocorre para valor de razão cíclica de $D = 1/8$ e ondulação parametrizada de $\overline{\Delta I_{La}} = 0,0625$, que são obtidos derivando a expressão 3.19 e igualando a mesma a zero.

Figura 76 – Ondulação da corrente parametrizada na fonte de alimentação para sentido *boost* e região R1.



A constante β é definida na expressão 3.20, onde representa a relação de transformação do indutor acoplado L_a.

$$\beta = \frac{n_{La}}{(1 + n_{La}) \cdot (1 + {n_{La}}^2)} \tag{3.20}$$

O valor de indutância necessária para obter certa ondulação de corrente nos indutores acoplados L_b também podem ser determinado a partir da aplicação da equação geral que define o comportamento da tensão sobre um indutor, conforme segue:

$$V_{L3} = L_3 \cdot \frac{\Delta I_{Lb}}{\Delta t_1} \tag{3.21}$$

A tensão sobre bobinas ou enrolamentos acoplados é definida pela equação 3.22, onde a tensão sobre os terminais de uma delas depende do fluxo magnético total induzido na outra. Aonde o fluxo comum ou mútuo pode ser representado de forma a somar "+" ou subtrair "−" do fluxo gerado por uma bobina, e isso vai depender do sentido da corrente elétrica e da posição dos pontos adotados nos enrolamentos.

Para este caso em particular, a corrente entra no ponto comum de conexão dos indutores acoplados L_b e se divide entre seus enrolamentos. Em função disso e da posição dos pontos no acoplamento dos indutores, a parcela mútua deve ser representada subtraindo.

$$\begin{aligned} v_1 = n_1 \cdot \frac{d\phi_{11}}{dt} \pm n_1 \cdot \frac{d\phi_{12}}{dt} &= L_{11} \cdot \frac{di_1}{dt} \pm L_{12} \cdot \frac{di_2}{dt} \\ v_2 = \pm\ n_2 \cdot \frac{d\phi_{21}}{dt} + n_2 \cdot \frac{d\phi_{22}}{dt} &= \pm\ L_{21} \cdot \frac{di_1}{dt} + L_{22} \cdot \frac{di_2}{dt} \end{aligned} \tag{3.22}$$

n_1 e n_2 é o número de espiras do enrolamento 1 e enrolamento 2, ϕ_{11} é o fluxo gerado pelo próprio enrolamento percorrido pela corrente i_1 e ϕ_{22} é gerado pela corrente i_2, respectivamente, e ϕ_{12}, ϕ_{21} são os fluxos mútuos que concatenam as duas bobinas.

Já L_{11} e L_{22}, são as auto indutâncias dos enrolamentos 1 e 2, respectivamente, representam o valor de indutância medido em cada um dos enrolamentos, e L_{12}, L_{21} é a representação da indutância mútua entre os enrolamentos. A indutância mútua entre bobinas acopladas é também representada como $L_{12} = L_{21} = M$.

A forma de mensurar e relacionar este acoplamento é representado pelo coeficiente de acoplamento magnético k que é definido pela expressão 3.23. Ele define o quanto duas bobinas estão magneticamente acopladas, ou ainda, quanto do fluxo magnético gerado pelas bobinas é disperso no ambiente e não acoplado.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_{11} \cdot L_{22}}} = \sqrt{\frac{L_{21} \cdot L_{12}}{L_{11} \cdot L_{22}}} = \sqrt{\frac{\phi_{21} \cdot \phi_{12}}{\phi_{11} \cdot \phi_{22}}} \tag{3.23}$$

Aplicando as devidas variáveis na equação 3.21 e 3.22, onde a indutância equivalente corresponde a duas vezes L_3 na primeira etapa de operação e depende da ondulação em L_a. Assim, obtém-se o valor necessário da indutância que garanta a ondulação de corrente ΔI_{Lb} definida pelo projetista na equação 3.24, onde $L_3 = L_4$.

$$L_3 = \frac{E_3}{2\, f_s \cdot (2\, \Delta I_{Lb} - \Delta I_{La})} \cdot D \tag{3.24}$$

A variação da tensão sobre o capacitor de filtro pode ser escrita pela equação 3.25.

$$\Delta E_3 = \frac{1}{C_3} \cdot \int_0^{\Delta t_1} i_{C3}(t)\, dt \tag{3.25}$$

Durante a primeira etapa, a corrente no capacitor é a corrente conduzida por dois diodos menos a corrente de carga, ou seja, $i_{C3} = 2i_{D1} - i_{R3}$. Aplicando esta corrente à integral acima, o

valor da capacitância necessária é então determinado a partir do valor da ondulação de tensão na carga, conforme expressão 3.26.

$$C_3 = \frac{I_{R3}}{2\,\Delta E_3 \cdot f_s} \cdot \frac{(1-4\,D)\cdot D}{1-2\,D} \tag{3.26}$$

3.1.2 MCD para operação no sentido *boost* e região R1

O MCD é definido neste sentido por meio da análise da corrente que circula através do indutor acoplado L_a, onde ela chega a zero sobre os indutores L_1 e L_2 antes de completar um quarto de período de comutação.

O mesmo diagrama de comando ilustrado na Figura 69 é utilizado no MCD, porém, neste modo ocorrem agora doze etapas de operação dentro de um período de comutação. Em função disto, os intervalos de tempo de cada etapa de funcionamento do conversor são redefinidos na equação 3.27.

$$\begin{array}{llll} \Delta t_1 = t_1 - t_0, & \Delta t_2 = t_2 - t_1, & \Delta t_3 = t_3 - t_2, & \Delta t_4 = t_4 - t_3, \\ \Delta t_5 = t_5 - t_4, & \Delta t_6 = t_6 - t_5, & \Delta t_7 = t_7 - t_6, & \Delta t_8 = t_8 - t_7, \\ \Delta t_9 = t_9 - t_8, & \Delta t_{10} = t_{10} - t_9, & \Delta t_{11} = t_{11} - t_{10}, & \Delta t_{12} = t_{12} - t_{11}. \end{array} \tag{3.27}$$

Como os sinais de comando são simétricos, sabe-se que $\Delta t_1 = \Delta t_4 = \Delta t_7 = \Delta t_{10}$, que $\Delta t_2 = \Delta t_5 = \Delta t_8 = \Delta t_{11}$, e que $\Delta t_3 = \Delta t_6 = \Delta t_9 = \Delta t_{12}$.

Neste modo e sentido de operação, a fonte E_2 acaba transferindo energia para a carga de forma descontínua ao longo de um período de comutação, e a corrente sobre o indutor L_a também se anula em algumas etapas. Por estes motivos, o conversor no MCD e R1 apresenta doze etapas de operação dentro de um período de comutação que serão exploradas a seguir.

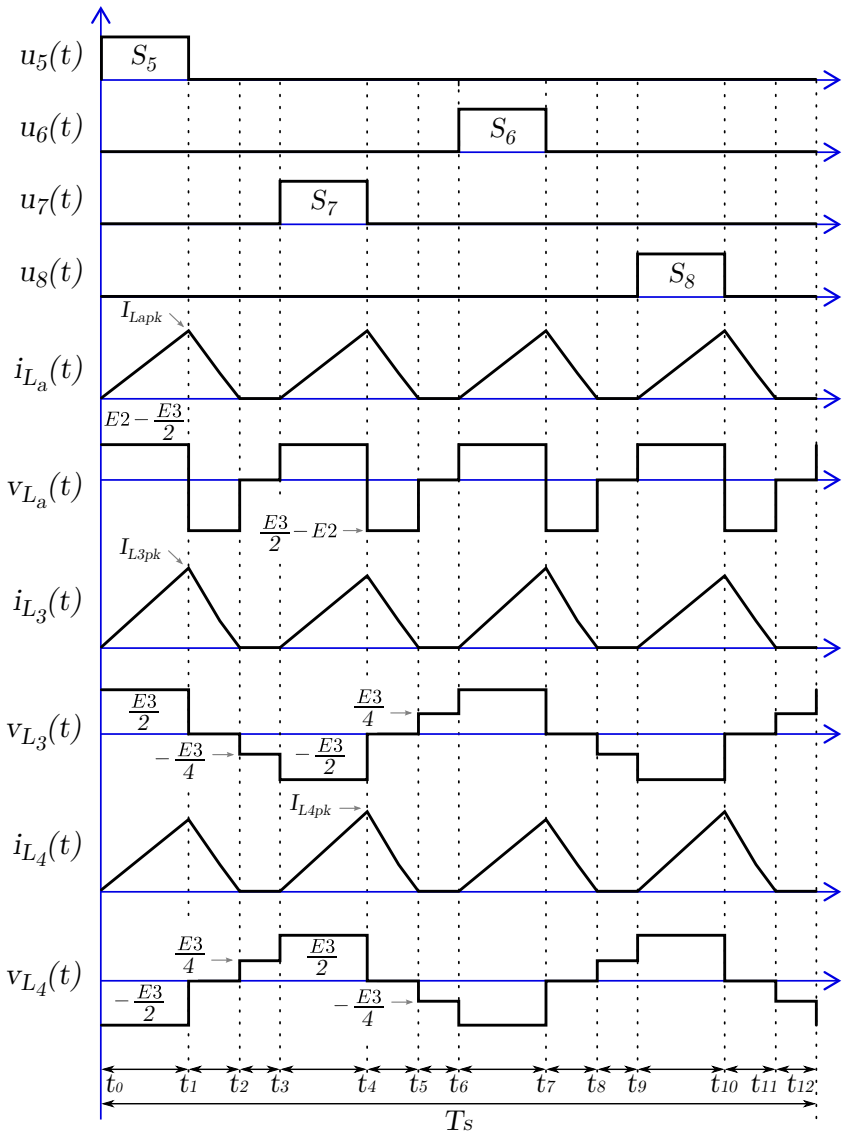
A ***1ª etapa*** de operação é iniciada quando o interruptor S_5 é acionado no tempo t_0, aonde começa o armazenamento de energia nos indutores L_a e L_b, e a tensão sobre L_a fica igual a $E_2 - E_3/2$, conforme estado topológico equivalente já ilustrado na Figura 70a, correspondente à 1ª etapa da região R1 no MCC. Com os demais interruptores bloqueados, os diodos D_3 e D_4 conduzem a corrente do indutor L_4 que havia armazenado energia. A corrente drenada da fonte é a mesma do indutor L_a e é dividida entre os indutores L_3 e L_4. Como eles estão acoplados e possuem indutâncias iguais, a tensão sobre cada um é igual ao valor $E_3/2$. Esta etapa é finalizada no tempo t_1 onde, durante o intervalo de tempo Δt_1, é a fonte e o capacitor C_3 que alimentam a carga R_3 .

Na ***2ª etapa*** de operação, que se inicia no tempo t_1, todos os interruptores então bloqueados, e os indutores acoplados L_a e L_b transferem sua energia para a carga por meio de todos os diodos do grupo superior ($D_{1...4}$), conforme estado topológico equivalente já ilustrado na Figura 70b, correspondente à 2ª etapa da região R1 no MCC. Durante esta etapa, intervalo de tempo Δt_2, a tensão sobre o indutor L_a passa a ser igual a $E_3/2 - E_2$, e a tensão sobre os indutores L_b vai a zero. A corrente que é drenada da fonte alimenta a carga e o capacitor, onde esta etapa é finalizada no tempo t_2 com o bloqueio de todos os semicondutores devido à completa desmagnetização dos indutores acoplados.

Na Figura 77, são ilustradas as principais formas de ondas de tensão e de corrente nos indutores do conversor para o MCD que configuram as doze etapas mencionadas.

A ***3ª etapa*** de operação é iniciada no tempo t_2, aonde a completa desmagnetização dos indutores acoplados já ocorreu, a tensão sobre L_a é zero e todos os semicondutores encontram-se bloqueados, conforme estado topológico ilustrado na Figura 78. Durante esta etapa, intervalo de

Figura 77 – Forma de onda idealizadas sobre os indutores para sentido *boost* no MCD e em R1.



tempo Δt_3, é o capacitor de filtro C_3 que alimenta a carga R_3. A etapa é finalizada no tempo t_3 com o acionamento do interruptor S_7.

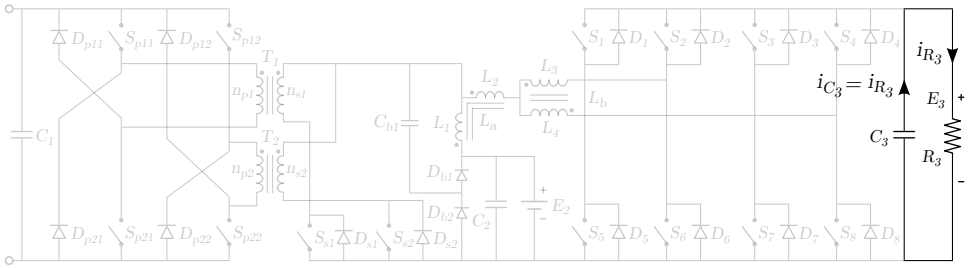
A ***4ª etapa*** de operação é iniciada quando o interruptor S_7 é acionado no tempo t_3, aonde começa o armazenamento de energia nos indutores L_a e L_b, e a tensão sobre L_a fica igual a $E_2 - E_3/2$, conforme estado topológico equivalente já ilustrado na Figura 72a, correspondente à 3ª etapa da região R1 no MCC. Com os demais interruptores bloqueados, os diodos D_1 e D_2 conduzem a corrente do indutor L_3. A corrente drenada da fonte é a mesma do indutor L_a e é dividida entre os indutores L_3 e L_4. A tensão sobre eles volta a ser $E_3/2$, e a etapa é finalizada no tempo t_4 onde, durante o intervalo de tempo Δt_4, é a fonte e o capacitor C_3 que alimentam a carga.

A ***5ª etapa*** de operação, que se inicia no tempo t_4, é igual à 2ª etapa, descrita anteriormente. A etapa é finalizada no tempo t_5 com a completa desmagnetização dos indutores.

A ***6ª etapa*** de operação, que se inicia no tempo t_5, é igual à 3ª etapa descrita anteriormente, onde seu circuito equivalente é ilustrado na Figura 78.

A ***7ª etapa*** de operação é iniciada quando o interruptor S_6 é acionado no tempo t_6, aonde começa o armazenamento de energia nos indutores L_a e L_4, e a tensão sobre L_a fica igual a $E_2 - E_3/2$, de forma similar à 1ª etapa, conforme estado topológico já ilustrado na Figura 72b, correspondente à 5ª etapa da região R1 no MCC. Os diodos D_3 e D_4 conduzem a corrente do

Figura 78 – Circuitos equivalentes para 3ª, 6ª, 9ª e 12ª etapas de operação em MCD, sentido *boost* e R1.



indutor L_4, e a corrente drenada da fonte é a mesma do indutor L_a e dividida entre os indutores L_3 e L_4. A tensão sobre eles volta a ser $E_3/2$ e a etapa é finalizada no tempo t_7 onde, durante o intervalo de tempo Δt_7, é a fonte e o capacitor C_3 que alimentam a carga.

A ***8ª etapa*** de operação, que se inicia no tempo t_7, é igual à 2ª etapa descrita anteriormente. A etapa é finalizada no tempo t_8 com a completa desmagnetização dos indutores.

A ***9ª etapa*** de operação, que se inicia no tempo t_8, é igual à 3ª etapa, onde o circuito equivalente é ilustrado na Figura 78. Durante esta etapa, intervalo de tempo Δt_9, é o capacitor de filtro C_3 que alimenta a carga R_3. A etapa é finalizada no tempo t_9 com o acionamento do interruptor S_8 .

A ***10ª etapa*** de operação é iniciada quando o interruptor S_8 é acionado no tempo t_9, aonde começa o armazenamento de energia nos indutores L_a e L_b, e a tensão sobre L_a fica igual a $E_2 - E_3/2$, de forma similar à 1ª etapa, conforme estado topológico já ilustrado na Figura 73, correspondente à 7ª etapa da região R1 no MCC. Os diodos D_1 e D_2 conduzem a corrente do indutor L_3, e a corrente drenada da fonte é a mesma do indutor L_a e é dividida entre os indutores L_3 e L_4. A tensão sobre eles volta a ser $E_3/2$, e a etapa é finalizada no tempo t_{10} onde, durante o intervalo de tempo Δt_{10}, é a fonte e o capacitor C_3 que alimentam a carga.

A ***11ª etapa*** de operação, que se inicia no tempo t_{10}, é igual à 2ª etapa descrita anteriormente. A etapa é finalizada no tempo t_{11} com o bloqueio de todos os semicondutores devido à completa desmagnetização dos indutores acoplados.

A ***12ª etapa*** de operação, que se inicia no tempo t_{11}, é igual à 3ª etapa, onde o circuito equivalente é ilustrado na Figura 78. A etapa é finalizada no tempo t_{12} com o acionamento do interruptor S_5 que reinicia um novo período de comutação.

A partir destas doze etapas de operação, foram traçadas as principais formas de ondas que correspondem ao MCD e região R1 do conversor na Figura 79.

3.1.2.1 Ganho estático no MCD para a região R1

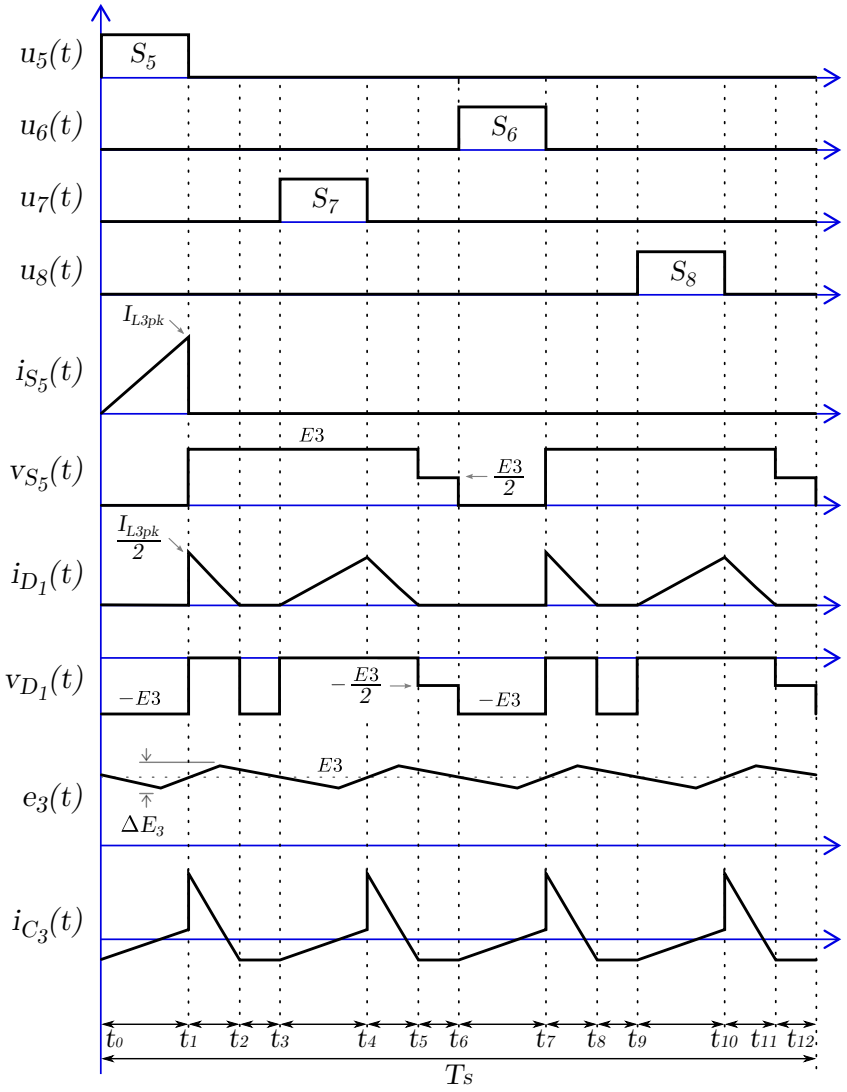
O ganho estático no MCD é determinado a partir da energia fornecida pela fonte $W_{E2} = E_2 \cdot I_{E2} \cdot T_s$, e da energia consumida pela carga $W_{R3} = E_3 \cdot I_{R3} \cdot T_s$ em um período de comutação.

Conforme ilustrado nas formas de ondas da Figura 77, a ondulação de corrente sobre o indutor é a própria corrente máxima, que é obtida aplicando a equação 3.28 na primeira e segunda etapas.

$$I_{L_{max}} = \frac{V_{L_{max}} \cdot \Delta t}{L_{eq1}} \tag{3.28}$$

Durante a primeira etapa, a corrente máxima no indutor L_a é a mesma da fonte de

Figura 79 – Forma de onda básicas e idealizadas com os principais esforços nos elementos do conversor para sentido *boost* no MCD em R1.



alimentação, e pode ser escrita pela expressão 3.29.

$$I_{E2_{max}} = \frac{2\,E_2 - E_3}{2\,L_1 \cdot f_s} \cdot \beta \cdot D \tag{3.29}$$

Durante a segunda etapa, a corrente máxima no indutor L_a pode ser escrita pela expressão 3.30.

$$I_{E2_{max}} = \frac{t_d \cdot \left(\dfrac{E_2 - E_3}{1 + n_{La}} \cdot n_{La}\right)}{L_1 + L_1 \cdot {n_{La}}^2} \tag{3.30}$$

As expressões 3.29 e 3.30 são igualadas e se pode extrair o tempo de desmagnetização t_d na equação 3.31.

$$t_d = \frac{2\,E_2 - E_3}{2\,f_s \cdot (E_2 - E_3)} \cdot D \tag{3.31}$$

A energia fornecida pela fonte é dada pela seguinte expressão:

$$W_{E2} = 4\,E_2 \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{(2\,E_2 - E_3) \cdot \beta \cdot D}{2\,L_1 \cdot f_s} \cdot (t_d + \Delta t_1) \tag{3.32}$$

A energia consumida pela carga em um período de comutação é:

$$W_{E3} = E_3 \cdot I_{R3} \cdot T_s \tag{3.33}$$

A lei da conservação de energia estabelece que a quantidade total de energia em um sistema isolado permanece constante. Assim, aplicando a equação 3.31 na equação 3.32 e igualando as equações 3.32 e 3.33, onde após as manipulações matemáticas necessárias, obtém-se o ganho estático no MCD para a região R1 na equação 3.34.

$$q_{3_{MCD_{R1}}} = \frac{2\,\beta \cdot D^2 + \overline{i_{R3}}}{\beta \cdot D^2 + \overline{i_{R3}}} \tag{3.34}$$

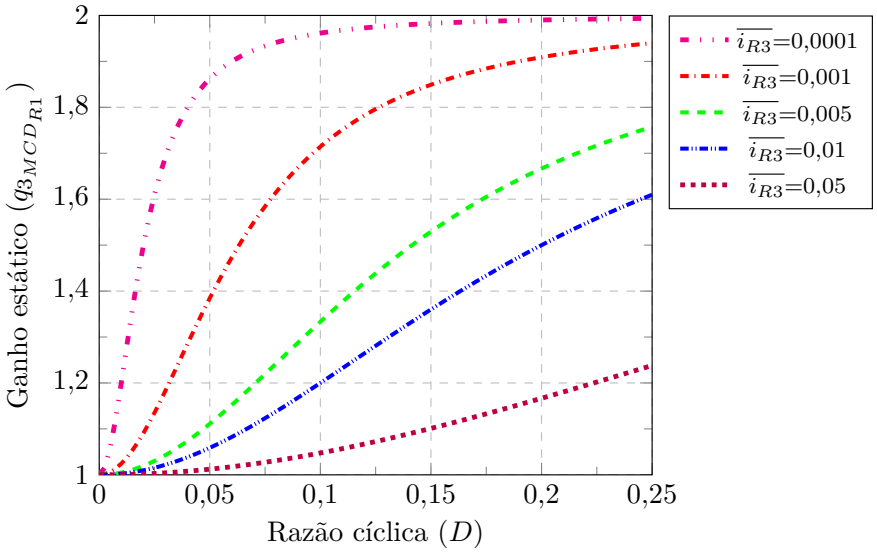
A expressão para a corrente parametrizada é definida na equação 3.35.

$$\overline{i_{R3}} = \frac{2\,I_{R3} \cdot L_1 \cdot f_s}{E_2} \tag{3.35}$$

A Figura 80 mostra a característica de transferência estática do conversor proposto operando na região R1 no MCD e em regime permanente para diferentes valores de corrente parametrizada quando a relação de transformação é mantida constante em $n_{La} = 1$, resultando em uma constante $\beta = 1/4$, frente a variações da razão cíclica D.

A expressão 3.34 define o comportamento do conversor no MCD, e sua característica ideal de transferência revela que a tensão de saída sofre variação com a mudança da corrente de carga do conversor.

Figura 80 – Ganho estático para operação no sentido *boost*, na região R1 com $n_{La} = 1$ em MCD.



3.1.3 MCCr para operação no sentido *boost* e região R1

A operação do conversor no MCCr é caracterizada como o limite entre a condução descontínua e a condução contínua da corrente do indutor acoplado L_a e L_b, ou seja, a corrente

do indutor L_1 anula-se exatamente no final de um quarto de período de comutação. Desta forma, define-se uma indutância crítica baseada no indutor L_1 de interesse que também torna a corrente sobre L_3 e L_4 crítica.

A indutância crítica também é obtida a partir da equação fundamental que descreve o comportamento da tensão sobre um indutor. Então, a corrente máxima sobre ele na primeira etapa é descrita pela equação 3.36.

$$I_{L1_{max}} = 2 \cdot \frac{I_{R3}}{1 - 2\,D} \tag{3.36}$$

E a corrente máxima sobre ele na segunda etapa é descrita pela equação 3.37.

$$I_{L1_{max}} = \frac{\dfrac{(2\,E_2 - E_3) \cdot n_{La} \cdot D}{2 \cdot (1 + n_{La})}}{(L_1 + L_1 \cdot {n_{La}}^2) \cdot f_s} \tag{3.37}$$

Igualando-se as expressões 3.36 e 3.37, e manipulando as equações em função da indutância L_1, obtém-se a expressão 3.38, que representa a indutância crítica do conversor operando na região R1 e sentido *boost*.

$$L_{1_{MCCr}} = \frac{E_3 \cdot \beta \cdot (1 - 4\,D) \cdot (1 - 2\,D) \cdot D}{4\,I_{R3} \cdot f_s} \tag{3.38}$$

Esta indutância crítica indica o valor mínimo do indutor necessário para garantir condução contínua ao conversor, ou seja, qualquer valor abaixo deste, força o conversor a operar no modo de condução descontínuo $0 < L_{1_{MCD}} < L_{1_{MCCr}}$.

Sendo a condução crítica o limite entre o MCC e o MCD, os ganhos estáticos para estes modos de operação são iguais quando o conversor opera em condução crítica. Portanto, a determinação do ganho crítico pode ser realizada igualando a expressão 3.16 e 3.34. Assim:

$$\frac{1}{1 - 2\,D} = \frac{2\,\beta \cdot D^2 + \overline{i_{R3}}}{\beta \cdot D^2 + \overline{i_{R3}}} \tag{3.39}$$

Trabalhando a expressão 3.39 e reorganizando as variáveis para a razão cíclica crítica, obtém-se a razão cíclica crítica do conversor:

$$D_{Cr} = \begin{cases} \dfrac{1}{8} + \sqrt{\dfrac{n_{La} - 32\,\overline{i_{R3}} \cdot (1 + n_{La}) \cdot (1 + {n_{La}}^2)}{64\,n_{La}}} \\ \dfrac{1}{8} - \sqrt{\dfrac{n_{La} - 32\,\overline{i_{R3}} \cdot (1 + n_{La}) \cdot (1 + {n_{La}}^2)}{64\,n_{La}}} \end{cases} \tag{3.40}$$

Substituindo a expressão 3.40 em 3.16, encontra-se as seguintes expressões que são soluções para o ganho estático no MCCr.

$$q'_{3_{MCCr}} = \frac{4}{3 - \sqrt{1 - \dfrac{32\,\overline{i_{R3}}}{\beta}}} \tag{3.41}$$

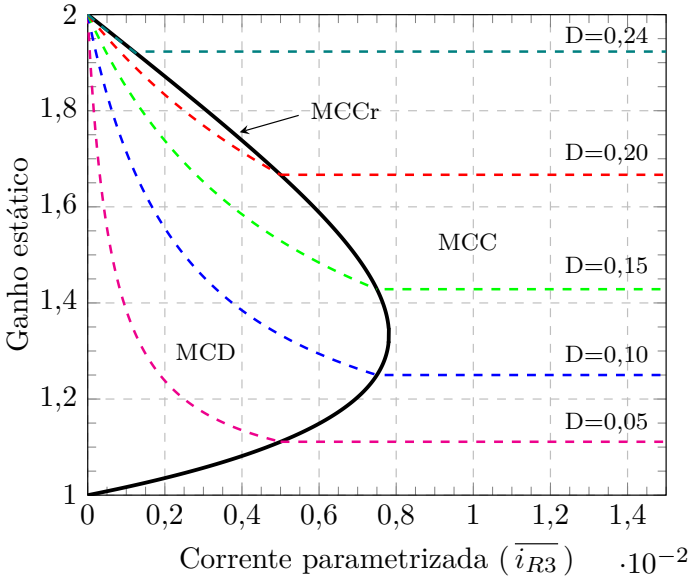
$$q''_{3_{MCCr}} = \frac{4}{3 + \sqrt{1 - \dfrac{32\,\overline{i_{R3}}}{\beta}}} \tag{3.42}$$

3.1.4 Característica de saída no sentido *boost* para R1

A análise resultante das expressões de ganho estático definidas anteriormente para a operação na região R1 nos modos de condução contínuo, descontínuo e crítico, possibilita a compreensão das características de operação do conversor proposto.

Partindo disto, é possível traçar a característica de saída do conversor que opera no sentido *boost* e região R1 em função do valor de corrente parametrizada da carga $\overline{i_{R3}}$ e considerando $n_{La} = 1$, conforme Figura 81.

Figura 81 – Característica de carga para operação no sentido *boost* e região R1.



Conforme pode ser observado, o conversor proposto apresenta uma característica similar ao do conversor Boost clássico. Neste contexto, verifica-se que a tensão sobre a carga varia ao longo da região do MCD com a variação da corrente parametrizada, no entanto, esta área do MCD é menor do que a do conversor Boost clássico. Isto significa que a área de operação no MCC é maior, possibilitando uma operação mais estável do conversor para uma faixa mais extensa de carga.

3.1.5 MCC para operação no sentido *boost* e região R2

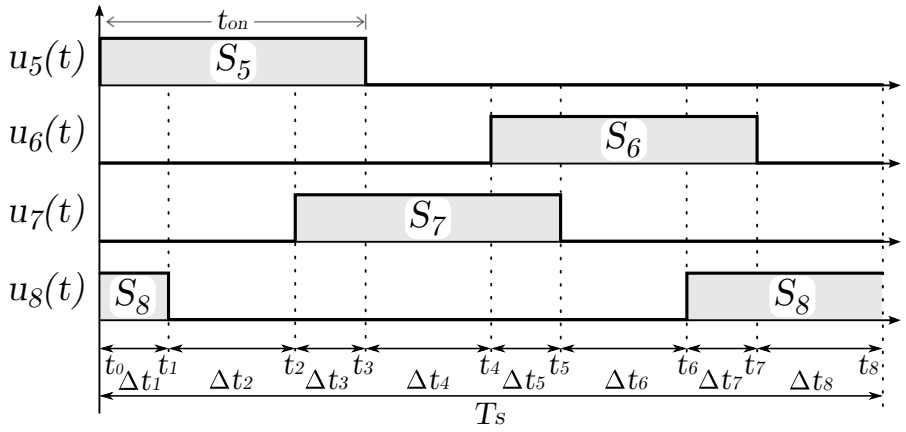
Na Figura 82, é ilustrado o diagrama de comando simplificado com os intervalos de tempo dos interruptores inferiores da topologia para operação no sentido *boost* e região R2.

Os mesmos intervalos de tempo descritos na equação 3.4 serão utilizados para apresentar a operação na região R2. No entanto, os intervalos são redefinidos em função da razão cíclica D e do período de comutação T_s, conforme equação 3.43.

$$\begin{cases} 2\,\Delta t_1 + \Delta t_2 = D \cdot T_s & \Rightarrow \quad \Delta t_1 = \left(\dfrac{4\,D - 1}{4}\right) \cdot T_s \\ \Delta t_1 + \Delta t_2 = \dfrac{T_s}{4} & \Rightarrow \quad \Delta t_2 = \left(\dfrac{1 - 2\,D}{2}\right) \cdot T_s \end{cases} \tag{3.43}$$

Em função da ocorrência de simultaneidade com dois interruptores em condução em algumas etapas, a fonte E_2 acaba transferindo energia para a carga de forma descontínua ao longo de um período de comutação, sendo o capacitor de filtro o responsável em alimentar a carga em algumas etapas. No entanto, a corrente que circula através dos indutores acoplados L_a e L_b sempre será contínua. Então, a região R2 também apresenta oito etapas de operação dentro de um período de comutação, conforme descrito a seguir.

Figura 82 – Sinais de comando dos interruptores no sentido *boost* para a região R2.



A ***1ª etapa*** de operação é iniciada quando o interruptor S_5 é acionado no tempo t_0 e o interruptor S_8 ainda está em condução, aonde começa o armazenamento de energia nos indutores acoplados L_a e L_b, e a tensão sobre L_a fica igual a E_2, conforme estado topológico equivalente na Figura 83a. Como dois interruptores de braços opostos estão em condução, não ocorre a circulação de corrente pelos diodos do grupo superior e a carga R_3 é alimentada exclusivamente pelo capacitor C_3 durante o intervalo de tempo Δt_1. A corrente drenada da fonte é a mesma do indutor L_a e é dividida entre os indutores L_3 e L_4. Como eles estão acoplados e possuem indutâncias iguais, a tensão sobre cada um deles é 0. Esta etapa é finalizada no tempo t_1 com o bloqueio de S_8 .

Na ***2ª etapa*** de operação, que se inicia no tempo t_1, o interruptor S_8 é bloqueado e somente S_5 continua conduzindo, conforme estado topológico equivalente na Figura 83b. O armazenamento de energia no indutor L_3 continua, enquanto os indutores L_4 e L_a transferem sua energia para a carga por meio dos diodos D_3 e D_4. A tensão sobre L_a fica igual a $E_2 - E_3/2$ e a corrente drenada da fonte é a mesma do indutor L_a, onde continua sendo dividida entre os indutores L_3 e L_4. A tensão sobre os indutores L_3 e L_4 fica igual a $E_3/2$. Esta etapa é finalizada no tempo t_2 onde, durante o intervalo de tempo Δt_2, é a fonte via L_4 que alimenta o capacitor C_3 e a carga R_3 .

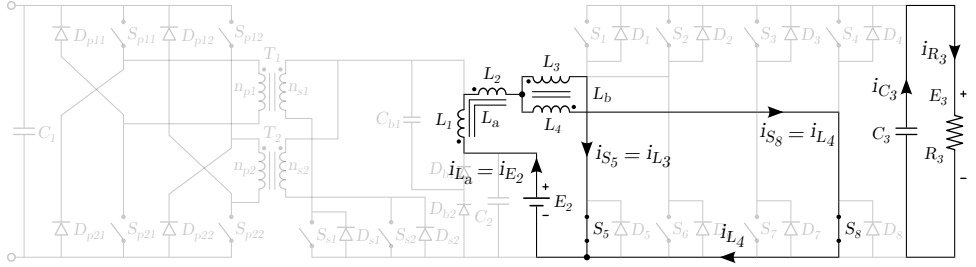
Na Figura 84, são ilustradas as principais formas de ondas de tensão e de corrente nos indutores do conversor para o MCC que configuram as oito etapas mencionadas na região R2.

A ***3ª etapa*** de operação é iniciada quando o interruptor S_7 é acionado no tempo t_2 e o interruptor S_5 ainda está em condução, aonde continua o armazenamento de energia nos indutores acoplados L_a e L_b, e a tensão sobre L_a fica novamente E_2, conforme estado topológico equivalente na Figura 85a. Como interruptores de braços opostos estão em condução, não ocorre a circulação de corrente pelos diodos do grupo superior e a carga novamente é alimentada exclusivamente pelo capacitor C_3 durante o intervalo de tempo Δt_3. A corrente drenada da fonte é a mesma do indutor L_a e é dividida entre os indutores L_3 e L_4. A tensão sobre os indutores L_3 e L_4 continua sendo igual a 0. Esta etapa é finalizada no tempo t_3 com o bloqueio de S_5 .

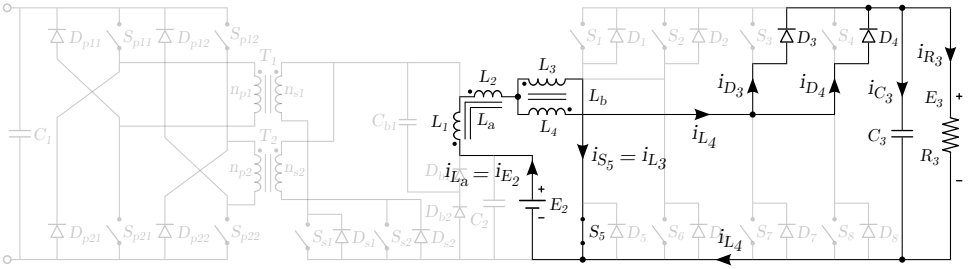
Na ***4ª etapa*** de operação, que se inicia no tempo t_3, o interruptor S_5 é bloqueado e somente S_7 continua conduzindo, conforme estado topológico equivalente na Figura 85b. O armazenamento de energia no indutor L_4 continua, enquanto os indutores L_3 e L_a transferem

Figura 83 – Circuitos equivalentes para 1ª e 2ª etapas em MCC, sentido *boost* e R2.

(a) 1ª etapa de operação.



(b) 2ª etapa de operação.



sua energia para a carga por meio dos diodos D_1 e D_2. A tensão sobre L_a fica igual a $E_2 - E_3/2$ e a corrente drenada da fonte é a mesma do indutor L_a, onde continua sendo dividida entre os indutores L_3 e L_4. A tensão sobre os indutores L_3 e L_4 fica igual a $E_3/2$. Esta etapa é finalizada no tempo t_4 onde, durante o intervalo de tempo Δt_4, é a fonte, agora via L_3, que alimenta o capacitor de filtro e a carga.

A ***5ª etapa*** de operação é similar à 1ª etapa, e é iniciada quando o interruptor S_6 é acionado no tempo t_4 e o interruptor S_7 ainda está em condução, aonde continua o armazenamento de energia nos indutores acoplados L_a e L_b, e a tensão sobre L_a fica novamente E_2, conforme estado topológico equivalente na Figura 86a. Esta etapa é finalizada no tempo t_5 com o bloqueio de S_7 .

A ***6ª etapa*** de operação é similar à 2ª etapa. Se inicia no tempo t_5, onde o interruptor S_7 é bloqueado e somente S_6 continua conduzindo, conforme estado topológico equivalente na Figura 86b. Esta etapa é finalizada no tempo t_6 onde, durante o intervalo de tempo Δt_6, é a fonte, agora via L_4, que alimenta o capacitor de filtro e a carga.

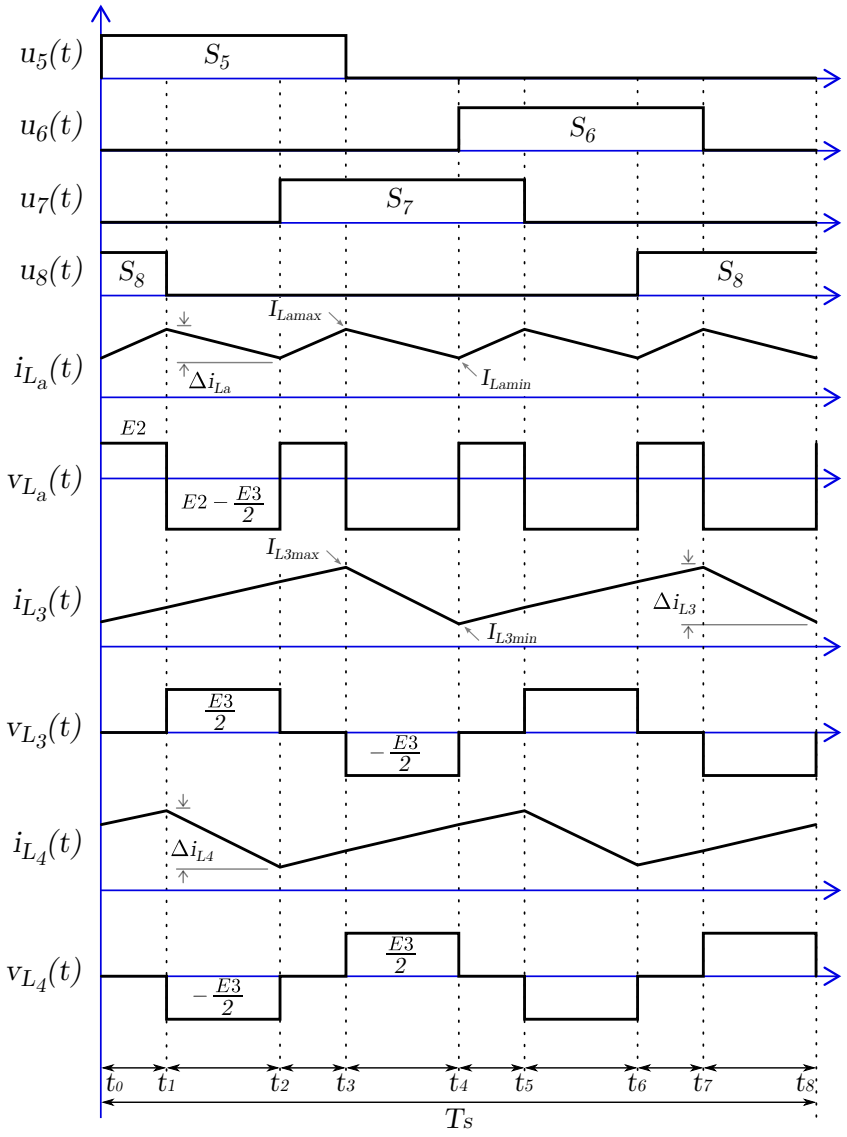
Na ***7ª etapa*** de operação, que é similar à 3ª etapa, o interruptor S_8 é acionado no tempo t_6 e o interruptor S_6 ainda está em condução, aonde continua o armazenamento de energia nos indutores acoplados L_a e L_b, e a tensão sobre L_a fica novamente E_2, conforme estado topológico equivalente na Figura 87a. Esta etapa é finalizada no tempo t_7 com o bloqueio de S_6 .

Na ***8ª etapa*** de operação, que é similar à 4ª etapa, no tempo t_7, o interruptor S_6 é bloqueado e somente S_8 continua conduzindo, conforme estado topológico equivalente na Figura 87b. Esta etapa é finalizada no tempo t_8 onde, durante o intervalo de tempo Δt_8, é a fonte, agora via L_3, que alimenta o capacitor de filtro e a carga, encerrando um período de comutação do conversor na região R2.

3.1.5.1 Característica ideal de transferência estática no MCC e região R2

A partir destas oito etapas de operação, foram traçadas as principais formas de ondas que correspondem ao MCC e região R2 do conversor que ilustram os esforços nos elementos ativos e sobre o capacitor de filtro na Figura 88. A partir destas formas de ondas e de seus patamares, serão definidas posteriormente, as expressões e esforços nos elementos do conversor

Figura 84 – Principais formas de ondas idealizadas sobre os indutores para operação no sentido *boost*, MCC e em R2.



para a região R2.

As tensões instantâneas nos indutores acoplados L_1 e L_2 são definidas pelas equações 3.44 e 3.45:

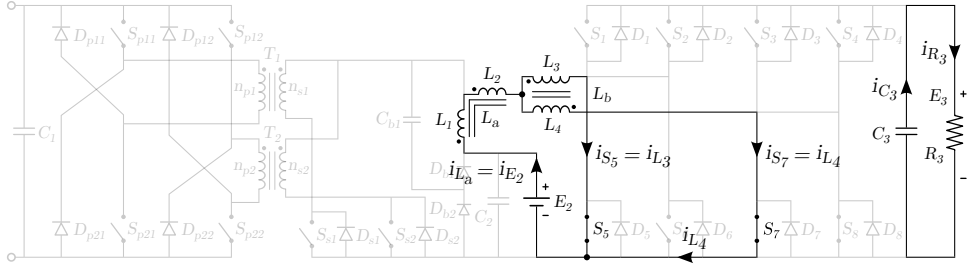
$$v_{L1}(t) = \begin{cases} \dfrac{E_2}{1+n_{La}} & ; \quad \text{para} \quad 1^{\text{a}}, 3^{\text{a}}, 5^{\text{a}} \text{ e } 7^{\text{a}} \text{ etapas} \\ -\dfrac{2\,E_2 - E_3}{2\,(1+n_{La})} & ; \quad \text{para} \quad 2^{\text{a}}, 4^{\text{a}}, 6^{\text{a}} \text{ e } 8^{\text{a}} \text{ etapas} \end{cases} \tag{3.44}$$

$$v_{L2}(t) = \begin{cases} \dfrac{E_2}{1+n_{La}} \cdot n_{La} & ; \quad \text{para} \quad 1^{\text{a}}, 3^{\text{a}}, 5^{\text{a}} \text{ e } 7^{\text{a}} \text{ etapas} \\ -\dfrac{2\,E_2 - E_3}{2\,(1+n_{La})} \cdot n_{La} & ; \quad \text{para} \quad 2^{\text{a}}, 4^{\text{a}}, 6^{\text{a}} \text{ e } 8^{\text{a}} \text{ etapas} \end{cases} \tag{3.45}$$

As tensões instantâneas nos indutores acoplados L_3 e L_4 são definidas pelas equações 3.46

Figura 85 – Circuitos equivalentes para 3ª e 4ª etapas de operação em MCC, sentido *boost* e R2.

(a) 3ª etapa de operação.



(b) 4ª etapa de operação.

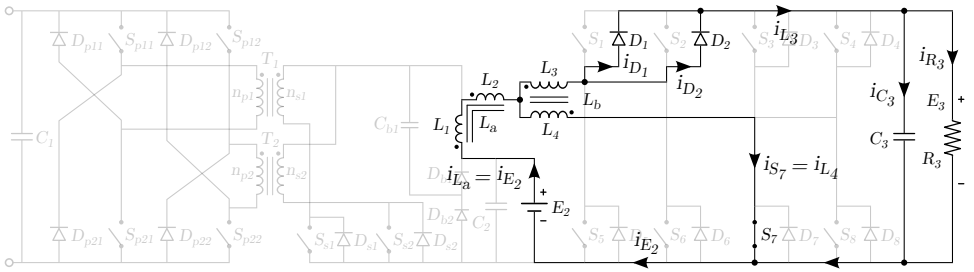
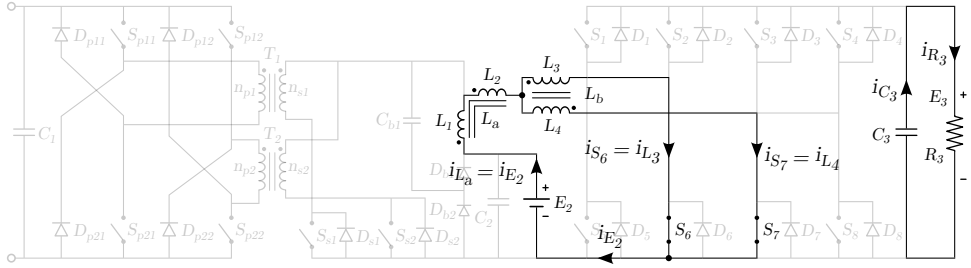
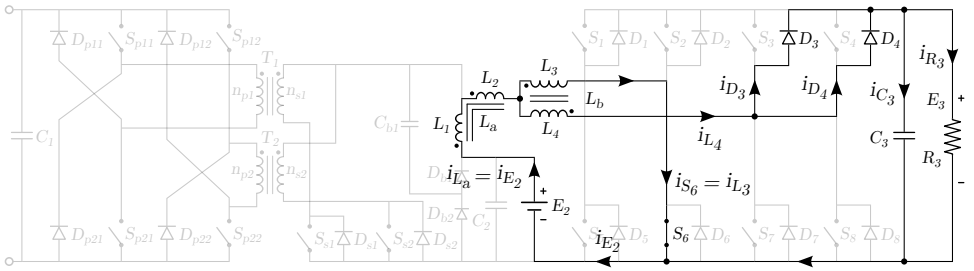


Figura 86 – Circuitos equivalentes para 5ª e 6ª etapas de operação em MCC, sentido *boost* e R2.

(a) 5ª etapa de operação.



(b) 6ª etapa de operação.

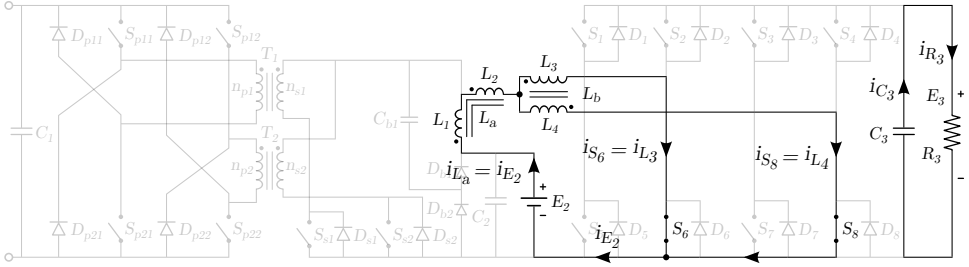


e 3.47:

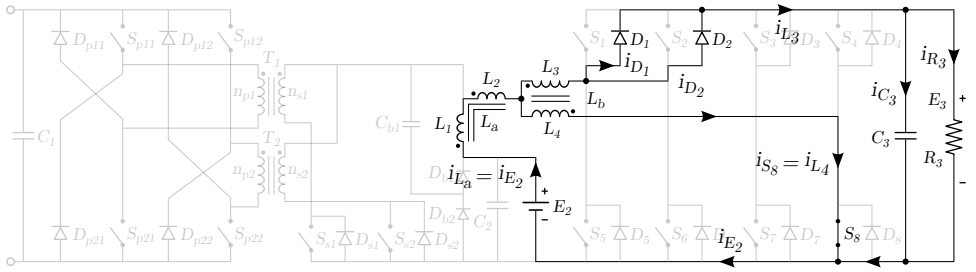
$$v_{L3}(t) = \begin{cases} 0 & ; \quad \text{para} \quad 1^{\,\text{a}}, 3^{\,\text{a}}, 5^{\,\text{a}} \text{ e } 7^{\,\text{a}} \text{ etapas} \\ \dfrac{E_3}{2} & ; \quad \text{para} \quad 2^{\,\text{a}} \text{ e } 6^{\,\text{a}} \text{ etapas} \\ -\dfrac{E_3}{2} & ; \quad \text{para} \quad 4^{\,\text{a}} \text{ e } 8^{\,\text{a}} \text{ etapas} \end{cases} \tag{3.46}$$

Figura 87 – Circuitos equivalentes para 7ª e 8ª etapas de operação em MCC, sentido *boost* e R2.

(a) 7ª etapa de operação.



(b) 8ª etapa de operação.



$$v_{L4}(t) = \begin{cases} 0 & ; \quad \text{para} \quad 1^{\,\text{a}}\,, 3^{\,\text{a}}\,, 5^{\,\text{a}} \text{ e } 7^{\,\text{a}} \text{ etapas} \\ -\dfrac{E_3}{2} & ; \quad \text{para} \quad 2^{\,\text{a}} \text{ e } 6^{\,\text{a}} \text{ etapas} \\ \dfrac{E_3}{2} & ; \quad \text{para} \quad 4^{\,\text{a}} \text{ e } 8^{\,\text{a}} \text{ etapas} \end{cases} \tag{3.47}$$

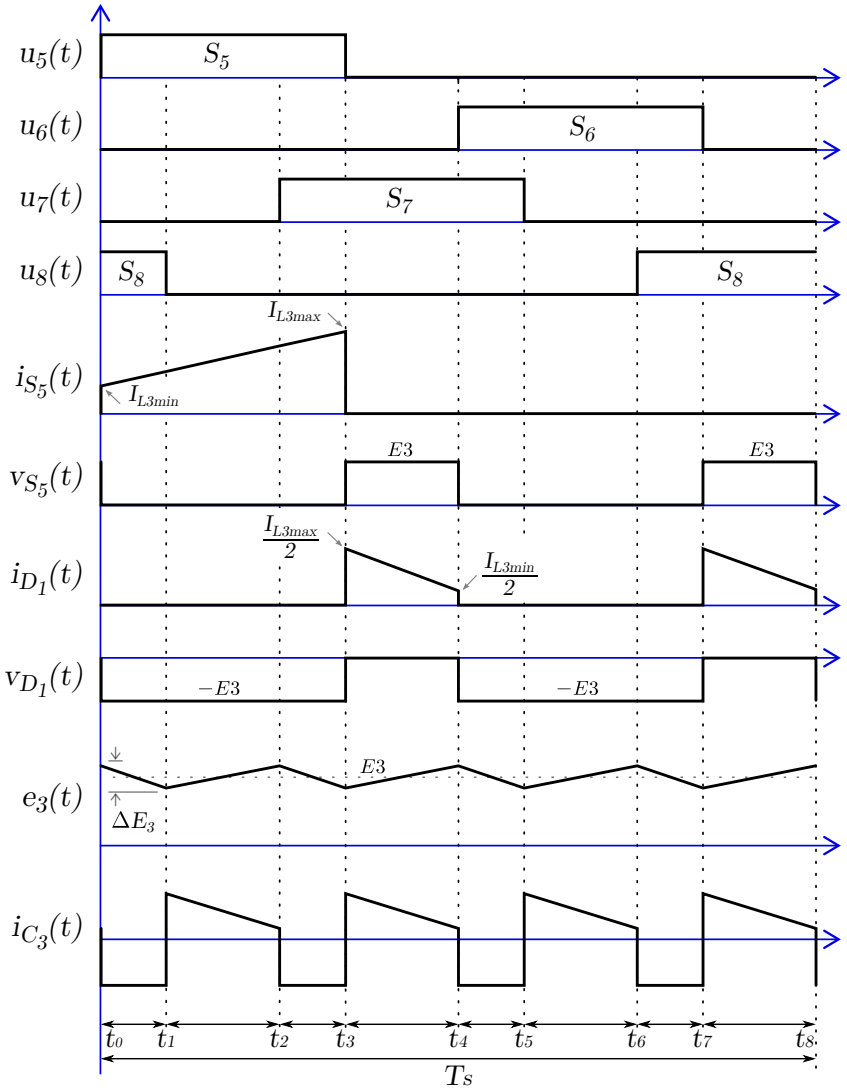
A corrente instantânea através do indutor acoplado L_a é obtida a partir da expressão 3.48, e é igual a $i_{La} = i_{L1} = i_{L2} = i_{E2}$.

$$i_{E2}(t) = \begin{cases} i_{E2}(t_0) + \dfrac{E_3 \cdot \beta}{4\,L_1} \cdot (t - t_0) & ; \quad \text{para} \quad t_0 \leq t \leq t_1 \\ i_{E2}(t_1) - \dfrac{E_3 \cdot \beta}{4\,L_1} \cdot (t - t_1) & ; \quad \text{para} \quad t_1 \leq t \leq t_2 \end{cases} \tag{3.48}$$

A corrente instantânea que circula pelo interruptor S_5 e pelo diodo D_1 é obtida a partir das expressões 3.49 e 3.50:

$$i_{S5}(t) = \begin{cases} i_{L3}(t_0) + \dfrac{(2\,E_2 - E_3) \cdot n_{La}}{2\,(1 + n_{La}) \cdot (L_1 + L_1 {n_{La}}^2)} \cdot (t - t_0) & ; \quad \text{para} \quad t_0 \leq t \leq t_1 \\ i_{L3}(t_1) + \dfrac{E_3}{4\,L_3} \cdot (t - t_1) & ; \quad \text{para} \quad t_1 \leq t \leq t_2 \\ i_{L3}(t_2) + \dfrac{(2\,E_2 - E_3) \cdot n_{La}}{2\,(1 + n_{La}) \cdot (L_1 + L_1 {n_{La}}^2)} \cdot (t - t_2) & ; \quad \text{para} \quad t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0 & ; \quad \text{para} \quad t_3 \leq t \leq T_s \end{cases} \tag{3.49}$$

Figura 88 – Forma de onda básicas e idealizadas com os principais esforços nos elementos do conversor para sentido *boost* no MCC em R2.



$$i_{D1}(t) = \begin{cases} 0 & ; \quad \text{para} \quad t_0 \leq t \leq t_3 \\ \dfrac{i_{L3}}{2}(t_3) - \dfrac{E_3}{8\,L_3} \cdot (t - t_3) & ; \quad \text{para} \quad t_3 \leq t \leq t_4 \\ 0 & ; \quad \text{para} \quad t_4 \leq t \leq t_7 \\ \dfrac{i_{L3}}{2}(t_7) - \dfrac{E_3}{8\,L_3} \cdot (t - t_7) & ; \quad \text{para} \quad t_7 \leq t \leq T_s \end{cases} \tag{3.50}$$

A tensão instantânea que o interruptor S_5 e o diodo D_1 estão submetidos é dada por:

$$v_{S5}(t) = \begin{cases} 0 & ; \quad \text{para} \quad t_0 \leq t \leq t_3 \\ E_3 & ; \quad \text{para} \quad t_3 \leq t \leq t_4 \\ 0 & ; \quad \text{para} \quad t_4 \leq t \leq t_7 \\ E_3 & ; \quad \text{para} \quad t_7 \leq t \leq T_s \end{cases} \tag{3.51}$$

$$v_{D1}(t) = \begin{cases} -E_3 & ; \quad \text{para} \quad t_0 \leq t \leq t_3 \\ 0 & ; \quad \text{para} \quad t_4 \leq t \leq t_4 \\ -E_3 & ; \quad \text{para} \quad t_4 \leq t \leq t_7 \\ 0 & ; \quad \text{para} \quad t_7 \leq t \leq T_s \end{cases} \tag{3.52}$$

3.1.5.2 Ganho estático no MCC para região R2

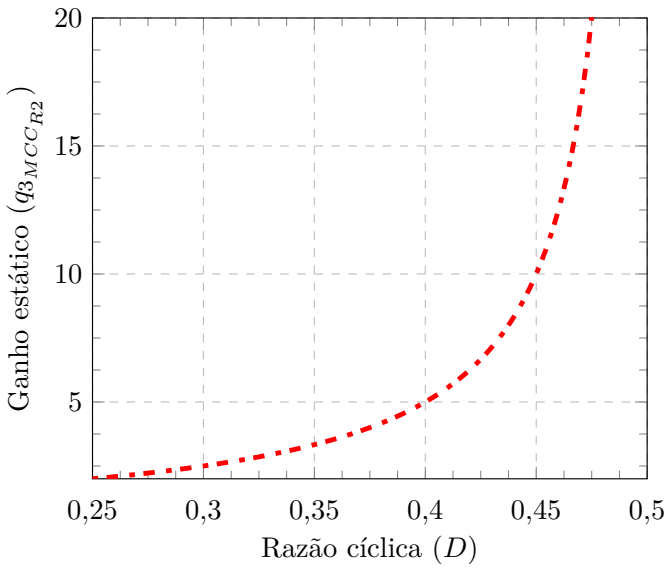
O ganho estático é determinado como uma relação entre a tensão sobre a carga e a tensão da fonte. E para obtê-la na região R2, analisa-se a energia armazenada no indutor de interesse, onde a tensão média sobre ele num período é sempre nula. Para isso, é empregado o mesmo método do balanço volt-segundos apresentado na equação 3.15.

Como o indutor de interesse para esta análise ainda é L_a, é possível substituir as variações de fluxo na expressão 3.15 e obter o ganho estático do conversor operando no sentido *boost* para o MCC e região R2 na expressão 3.53.

$$\begin{gathered} E_2 \cdot \left(\frac{4\,D-1}{4}\right) \cdot T_s = -\left(E_2 - \frac{E_3}{2}\right) \cdot \left(\frac{1-2\,D}{2}\right) \cdot T_s \\ q_{3_{MCC_{R2}}} = \frac{E_3}{E_2} = \frac{1}{1-2\,D} \end{gathered} \tag{3.53}$$

A expressão 3.53 define o comportamento do conversor no MCC e região R2, e sua característica ideal de transferência revela o comportamento do mesmo, frente a variações da razão cíclica D, conforme representado graficamente na Figura 89.

Figura 89 – Ganho estático para operação no sentido *boost*, região R2 e em MCC.



Conforme demonstrado na Figura 89, o conversor possui um comportamento elevador de tensão na região R2, e com mesmo ganho estático obtido na região R1. Desta forma, na região R2, o ganho de tensão parte de duas vezes para razão cíclica $D = 0,25$, e tende ao infinito "∞" para razão cíclica próxima de $0,5$.

3.1.5.3 Determinação dos elementos armazenadores de energia no MCC em R2

A análise da ondulação de corrente em L_1 na região R2 e tensão sobre a carga no sentido *boost* também se faz necessária para determinar o indutor e o capacitor de filtragem adequadamente.

A tensão sobre o indutor acoplado L_a é definida como:

$$V_{La} = L_a \cdot \frac{\Delta I_{La}}{\Delta t_1} \tag{3.54}$$

Como a ondulação de corrente sobre L_1 é igual a em L_2, a equação 3.54 pode ser reescrita em função destes elementos, onde $L_a = L_{eq1} = L_1 + L_1 \cdot {n_{La}}^2$.

Substituindo as devidas variáreis na equação acima, obtém-se a equação 3.55, que é então utilizada para determinar o valor necessário da indutância L_1 que garanta a operação do conversor no MCC em função da ondulação ΔI_{La} na região R2.

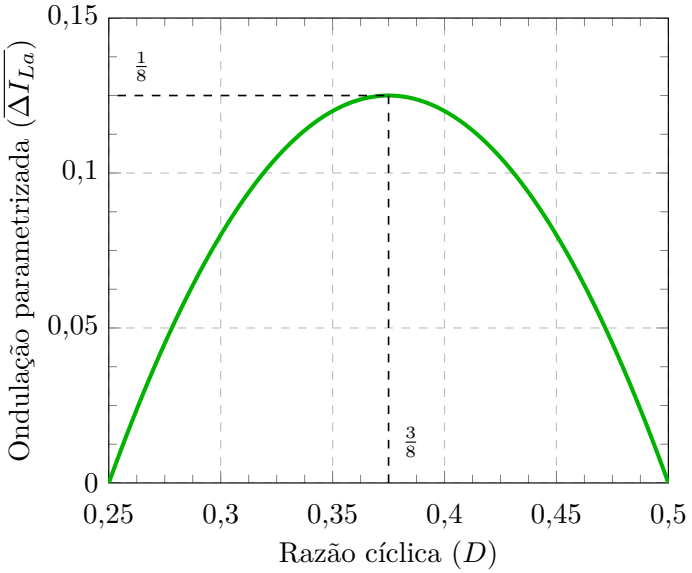
$$L_1 = \frac{E_3}{4\,\Delta I_{La} \cdot f_s} \cdot \frac{n_{La} \cdot (1 - 2\,D) \cdot (4\,D - 1)}{(1 + n_{La}) \cdot (1 + {n_{La}}^2)} \tag{3.55}$$

Como a equação 3.55 representa a ondulação na corrente elétrica que circula através dos indutores acoplados, é possível normalizar esta expressão em termos dos parâmetros E_3, f_s, L_1 e n_{La}, obtendo-se então, a ondulação de corrente parametrizada para a região R2 na equação 3.56.

$$\overline{\Delta I_{La}} = \frac{4\,\Delta I_{La} \cdot L_1 \cdot f_s}{E_3} \cdot \frac{1}{\beta} = (1 - 2\,D) \cdot (4\,D - 1) \tag{3.56}$$

Esta corrente parametrizada é representada graficamente na Figura 90. Neste gráfico, é verificado que a máxima ondulação de corrente ocorre para valor de razão cíclica de $D = 3/8$ e ondulação parametrizada de $\overline{\Delta I_{La}} = 0,125$, que são obtidos derivando a expressão 3.56 e igualando a mesma a zero.

Figura 90 – Ondulação da corrente parametrizada na fonte de alimentação para sentido *boost* e região R2.



O valor de indutância necessária para obter certa ondulação de corrente nos indutores acoplados L_b também podem ser determinado a partir da aplicação da equação geral que define o comportamento da tensão sobre um indutor, conforme segue:

$$V_{L3} = L_3 \cdot \frac{\Delta I_{Lb}}{\Delta t_2} \tag{3.57}$$

Durante a primeira etapa de operação, a ondulação sobre L_b é representada pela expressão 3.58.

$$\Delta I_{Lb} = \Delta I_{L3} = \Delta I_{L4} = \Delta I_{La} \tag{3.58}$$

Durante a segunda etapa, a ondulação sobre o indutor L_4 é representada pela expressão 3.59, onde transfere sua energia para a carga, pois está descarregando.

$$\Delta I_{L4} = -(\Delta I_{La} + \Delta I_{L3}) \tag{3.59}$$

Aplicando as devidas variáveis acima na equação 3.57 e 3.22, obtém-se o valor necessário da indutância $L_3 = L_4$, que garanta a ondulação de corrente ΔI_{Lb} definida pelo projetista na equação 3.60 para a operação na região R2. Desta forma, é possível verificar que o valor de indutância depende também da ondulação de corrente ΔI_{La}.

$$L_3 = \frac{E_3}{4\,(2\,\Delta I_{Lb} - \Delta I_{La})\,f_s} \cdot (1 - 2\,D) \tag{3.60}$$

A variação da tensão sobre o capacitor de filtro pode ser escrita pela equação 3.61.

$$\Delta E_3 = \frac{1}{C_3} \cdot \int_0^{\Delta t_1} i_{C3}(t)\,dt \tag{3.61}$$

Durante a primeira etapa na região R2, a corrente no capacitor é a própria corrente de carga, ou seja $i_{C3} = i_{R3}$. Aplicando esta corrente à integral acima, o valor da capacitância necessária é então determinado a partir do valor da ondulação de tensão na carga, conforme expressão 3.62.

$$C_3 = \frac{I_{R3}}{\Delta E_3 \cdot f_s} \cdot \frac{4\,D - 1}{4} \tag{3.62}$$

3.1.6 MCD para operação no sentido *boost* e região R2

Da mesma forma que foi definido na região R1 para MCD, a análise ocorre sobre a corrente do indutor acoplado L_a, e os intervalos de tempo de cada etapa de funcionamento do conversor já foram definidos na equação 3.27.

Neste modo e sentido de operação, a fonte E_2 ainda acaba transferindo energia para a carga de forma descontínua ao longo de um período de comutação, e a corrente sobre o indutor L_a se anula antes de completar um quarto de período de comutação. Portanto, o conversor no MCD e R2 também apresenta doze etapas de operação dentro de um período de comutação que serão exploradas a seguir.

A ***1ª etapa*** de operação é iniciada quando o interruptor S_5 é acionado no tempo t_0 e o interruptor S_8 ainda está em condução, aonde começa o armazenamento de energia nos indutores acoplados L_a e L_b, e a tensão sobre L_a fica igual a E_2, conforme circuito já ilustrado na Figura 83a. Como dois interruptores de braços opostos estão em condução, não ocorre a circulação de corrente pelos diodos do grupo superior e a carga R_3 é alimentada exclusivamente pelo capacitor C_3 durante o intervalo de tempo Δt_1. A corrente drenada da fonte é a mesma do indutor L_a e, como os indutores L_3 e L_4 estão acoplados e possuem indutâncias iguais, a tensão sobre eles é zero. Esta etapa é finalizada no tempo t_1 com o bloqueio de S_8.

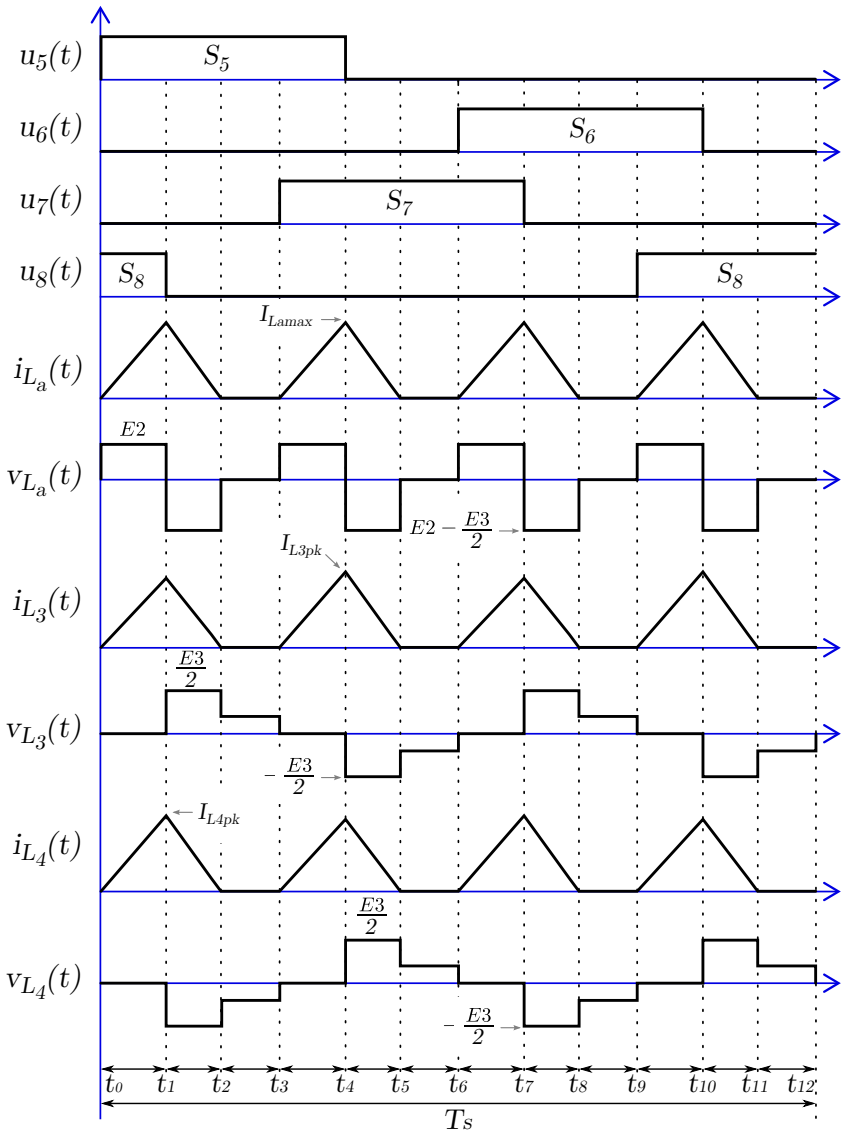
Na ***2ª etapa*** de operação, que se inicia no tempo t_1, o interruptor S_8 é bloqueado e somente S_5 continua conduzindo, conforme circuito já ilustrado na Figura 83b. Os indutores L_3,

L_4 e L_a transferem sua energia para a carga por meio dos diodos D_3 e D_4. Apesar do interruptor S_5 ainda estar em condução, a corrente sobre L_3 decresce e sua energia é transferida por L_4 até atingir praticamente zero no tempo t_2. A tensão sobre L_a fica igual a $E_2 - E_3/2$ e a corrente drenada da fonte é a mesma do indutor L_a, onde continua sendo dividida entre os indutores L_3 e L_4. A tensão sobre os indutores L_3 e L_4 fica igual a $E_3/2$. Esta etapa é finalizada no tempo t_2 com a completa desmagnetização de L_a e L_b onde, durante o intervalo de tempo Δt_2, é a fonte via L_4 que alimenta o capacitor e a carga.

A ***3ª etapa*** de operação é iniciada no tempo t_2, aonde a completa desmagnetização dos indutores L_a e L_b já ocorreu, e a tensão sobre L_a vai a zero. Neste intervalo, a corrente dos indutores é considerada praticamente nula, apesar de ainda ter um interruptor comandado a conduzir. Esta etapa pode ser representada pelo circuito equivalente já ilustrado na Figura 78, correspondente à 3ª etapa da região R1 no MCD. Como nenhum diodo está em condução, a carga é alimentada exclusivamente pelo capacitor de filtro. Esta etapa é então finalizada no tempo t_3 .

Na Figura 91, são ilustradas as principais formas de ondas de tensão e de corrente nos indutores do conversor para o MCD que configuram as doze etapas mencionadas na região R2.

Figura 91 – Principais formas de ondas idealizadas sobre os indutores para operação no sentido *boost*, em MCD e R2.



A ***4ª etapa*** de operação é iniciada quando o interruptor S_7 é acionado no tempo t_3

e o interruptor S_5 ainda está em condução, aonde os indutores acoplados L_a e L_b voltam a armazenar energia, e a tensão sobre L_a fica novamente E_2, conforme circuito já ilustrado na Figura 85a, correspondente à 3ª etapa da região R2 no MCC. Como interruptores de braços opostos estão em condução, não ocorre a circulação de corrente pelos diodos do grupo superior e a carga novamente é alimentada exclusivamente pelo capacitor durante o intervalo de tempo Δt_4. A tensão sobre os indutores L_3 e L_4 fica zero, e a etapa é finalizada no tempo t_4 com o bloqueio de S_5 .

Na ***5ª etapa*** de operação, que se inicia no tempo t_4, o interruptor S_5 é bloqueado e somente S_7 continua conduzindo, conforme circuito já ilustrado na Figura 72a, correspondente à 3ª etapa da região R1 no MCC. Apesar do interruptor S_7 ainda estar em condução, a corrente sobre L_4 decresce e sua energia é transferida por L_3 até atingir praticamente zero no tempo t_5. A tensão sobre L_a fica igual a $E_2 - E_3/2$ e a corrente drenada da fonte é a mesma do indutor L_a, onde continua sendo dividida entre os indutores L_3 e L_4. A tensão sobre os indutores L_3 e L_4 fica igual a $E_3/2$. Esta etapa é finalizada no tempo t_5 com a completa desmagnetização dos indutores onde, durante o intervalo de tempo Δt_5, é a fonte via L_3 que alimenta o capacitor e a carga.

A ***6ª etapa*** de operação é igual à 3ª etapa que foi descrita acima, porém ocorre no intervalo de tempo Δt_6 .

A ***7ª etapa*** de operação é iniciada quando o interruptor S_6 é acionado no tempo t_6 e o interruptor S_7 ainda está em condução, aonde começa o armazenamento de energia nos indutores acoplados L_a e L_b, e a tensão sobre L_a fica novamente E_2, conforme circuito já ilustrado na Figura 86a, correspondente à 5ª etapa da região R2 no MCC. A corrente drenada da fonte é dividida entre os indutores L_3 e L_4, a tensão sobre eles fica zero, e esta etapa é finalizada no tempo t_7 com o bloqueio de S_7 .

Na ***8ª etapa*** de operação, que se inicia no tempo t_7, o interruptor S_7 é bloqueado e somente S_6 continua conduzindo, conforme circuito já ilustrado na Figura 72b, correspondente à 5ª etapa da região R1 no MCC. Apesar do interruptor S_6 ainda estar em condução, a corrente sobre L_3 decresce e sua energia é transferida por L_4 até atingir praticamente zero no tempo t_8. A tensão sobre L_a fica igual a $E_2 - E_3/2$ e a corrente drenada da fonte é a mesma do indutor L_a, onde continua sendo dividida entre os indutores L_3 e L_4. A tensão sobre os indutores L_3 e L_4 fica igual a $E_3/2$. Esta etapa é finalizada no tempo t_8 com a completa desmagnetização dos indutores onde, durante o intervalo de tempo Δt_8, é a fonte via L_4 que alimenta o capacitor e a carga.

A ***9ª etapa*** de operação é igual à 3ª etapa que foi descrita acima, porém ocorre no intervalo de tempo Δt_9 .

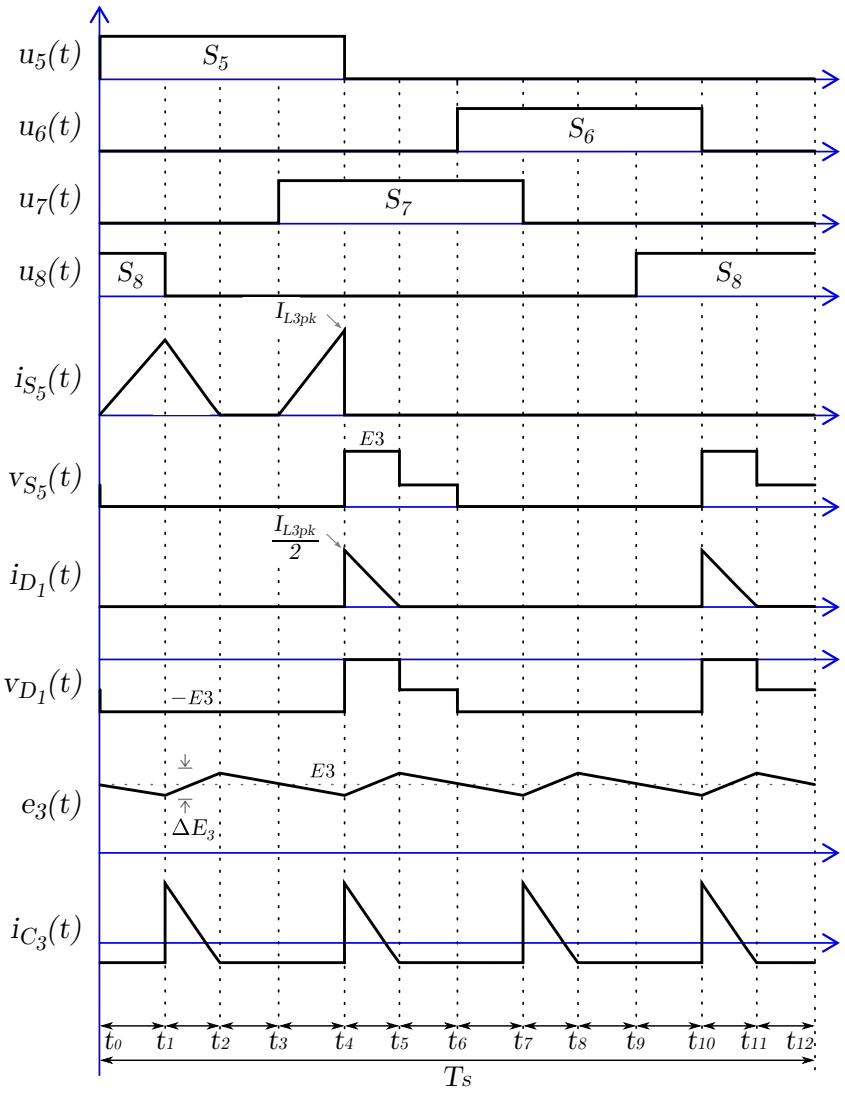
A ***10ª etapa*** de operação é iniciada quando o interruptor S_8 é acionado no tempo t_9 e o interruptor S_6 ainda está em condução, aonde começa o armazenamento de energia nos indutores acoplados L_a e L_b, e a tensão sobre L_a fica novamente E_2, conforme circuito já ilustrado na Figura 87a, correspondente à 7ª etapa da região R2 no MCC. Esta etapa é finalizada no tempo t_{10} com o bloqueio de S_6 .

Na ***11ª etapa*** de operação, que se inicia no tempo t_{10}, o interruptor S_6 é bloqueado e somente S_8 continua conduzindo, conforme circuito já ilustrado na Figura 87b, correspondente à 8ª etapa da região R2 no MCC. Esta etapa é finalizada no tempo t_{11} com a completa desmagnetização dos indutores onde, durante o intervalo de tempo Δt_{11}, é a fonte via L_3 que alimenta o capacitor e a carga.

A ***12ª etapa*** de operação é igual à 3ª etapa que foi descrita acima, porém ocorre no intervalo de tempo Δt_{12} . Esta etapa é finalizada no tempo t_{12}, onde um período de comutação se completa.

A partir destas doze etapas de operação, foram traçadas as principais formas de ondas que correspondem ao MCD e região R2 do conversor na Figura 92.

Figura 92 – Forma de onda básicas e idealizadas com os principais esforços nos elementos para sentido *boost* no MCD e R2.



3.1.6.1 Ganho estático no MCD para região R2

O ganho estático no MCD é determinado a partir da energia fornecida pela fonte e da energia consumida pela carga em um período de comutação.

Conforme ilustrado nas formas de ondas da Figura 92, a ondulação de corrente sobre o indutor é a própria corrente máxima.

Durante a primeira etapa, a corrente máxima no indutor L_a é a mesma da fonte de alimentação, e é representada pela expressão 3.63.

$$I_{E2_{max}} = \frac{E_2 \cdot n_{La}}{4\,L_1 \cdot (1 + n_{La}) \cdot (1 + {n_{La}}^2) \cdot f_s} \cdot (4\,D - 1) \tag{3.63}$$

Durante a segunda etapa, a corrente máxima no indutor L_a pode ser escrita pela

expressão 3.64.

$$I_{E2_{max}} = \frac{t_d \cdot \dfrac{(2\,E_2 - E_3)}{2\,(1 + n_{La})} \cdot n_{La}}{L_1 + L_1 \cdot {n_{La}}^2} \tag{3.64}$$

As expressões 3.63 e 3.64 são igualadas, e se pode extrair o tempo de desmagnetização t_d que é apresentado na equação 3.65.

$$t_d = \frac{E_2}{2\,f_s \cdot (E_3 - 2\,E_2)} \cdot (4\,D - 1) \tag{3.65}$$

A energia fornecida pela fonte é dada pela seguinte expressão:

$$W_{E2} = 4\,E_2 \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{E_2 \cdot n_{La} \cdot (4\,D - 1)}{4\,L_1 \cdot (1 + n_{La}) \cdot (1 + {n_{La}}^2) \cdot f_s} \cdot (t_d + \Delta t_1) \tag{3.66}$$

A energia consumida pela carga em um período de comutação é:

$$W_{E3} = E_3 \cdot I_{R3} \cdot T_s \tag{3.67}$$

A lei da conservação de energia estabelece que a quantidade total de energia em um sistema isolado permanece constante, então aplicando a equação 3.65 na equação 3.66 e igualando as equações 3.67 e 3.66, após as manipulações matemáticas necessárias, obtém-se o ganho estático no MCD para a região R2 na equação 3.68.

$$q_{3_{MCD_{R2}}} = \frac{\beta \cdot (4\,D - 1)^2 + 8\,\overline{i_{R3}}}{4\,\overline{i_{R3}}} \tag{3.68}$$

A expressão para a corrente parametrizada já foi definida na equação 3.35, e a constante β na equação 3.20 durante a análise da região R1 descrita anteriormente.

A Figura 93 mostra a característica de transferência estática do conversor proposto operando na região R2 no MCD e em regime permanente para diferentes valores de corrente parametrizada quando a relação de transformação é mantida constante em $n_{La} = 1$, frente a variações da razão cíclica D.

A expressão 3.68 define o comportamento do conversor no MCD, e sua característica ideal de transferência revela que a tensão de saída sofre varição com a mudança da corrente de carga do conversor.

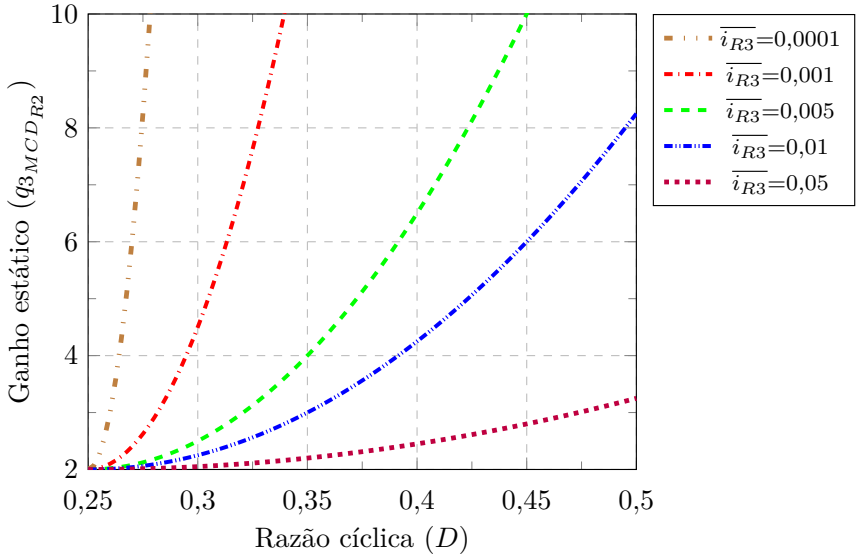
3.1.7 MCCr para operação no sentido *boost* e região R2

A operação do conversor no MCCr é caracterizada como o limite entre a condução descontínua e a condução contínua da corrente do indutor acoplado L_a e L_b ou seja, a corrente do indutor L_1 anula-se exatamente no final de um quarto de período de comutação. Desta forma, define-se uma indutância crítica baseada no indutor L_1 de interesse que também torna a corrente sobre L_3 e L_4 crítica.

A indutância crítica também é obtida a partir da equação fundamental que descreve o comportamento da tensão sobre um indutor. Então, a corrente máxima sobre ele na primeira etapa é descrita pela equação 3.69.

$$I_{L1_{max}} = 2 \cdot \frac{I_{R3}}{1 - 2\,D} \tag{3.69}$$

Figura 93 – Ganho estático para operação no sentido *boost* e região R2 com $n_{La} = 1$, em MCD.



E a corrente máxima sobre ele na segunda etapa é descrita pela equação 3.70.

$$I_{L1_{max}} = \frac{\left(\frac{2\,D-1}{2}\right)\cdot T_s \cdot \frac{(2\,E_2 - E_3)\cdot n_{La}}{2\,(1+n_{La})}}{L_1 + L_1 \cdot {n_{La}}^2} \tag{3.70}$$

Igualando-se as expressões 3.69 e 3.70, e manipulando as equações em função da indutância L_1, obtém-se a expressão 3.71, que representa a indutância crítica do conversor operando na região R2 e sentido *boost*.

$$L_{1_{MCCr}} = \frac{E_3 \cdot n_{La} \cdot (4\,D-1)\cdot(1-2D)^2}{8\,I_{R3}\cdot f_s \cdot (1+n_{La})\cdot(1+{n_{La}}^2)} \tag{3.71}$$

Esta indutância crítica indica o valor mínimo do indutor necessário para garantir condução contínua ao conversor, ou seja, qualquer valor abaixo deste, força o conversor a operar no MCD $0 < L_{1_{MCD}} < L_{1_{MCCr}}$.

Sendo a condução crítica o limite entre o MCC e o MCD, os ganhos estáticos para estes modos de operação são iguais quando o conversor opera em condução crítica. Portanto, a determinação do ganho crítico pode ser realizada igualando a expressão 3.53 e 3.68. Assim:

$$\frac{1}{1-2\,D} = \frac{\beta\cdot(4\,D-1)^2 + 8\,\overline{i_{R3}}}{4\,\overline{i_{R3}}} \tag{3.72}$$

Trabalhando a expressão 3.72, e reorganizando as variáveis para a razão cíclica crítica, obtém-se a expressão 3.73.

$$D_{Cr} = \begin{cases} \dfrac{3\,\beta + \sqrt{\beta^{\,2} - 32\,\overline{i_{R3}}\cdot\beta}}{8\,\beta} \\ \dfrac{3\,\beta - \sqrt{\beta^{\,2} - 32\,\overline{i_{R3}}\cdot\beta}}{8\,\beta} \end{cases} \tag{3.73}$$

Substituindo a expressão 3.73 em 3.53, encontra-se as seguintes expressões que são soluções para o ganho estático no MCCr na região R2.

$$q'_{3_{MCCr}} = \frac{4\,\beta}{\beta - \sqrt{\beta^{\,2} - 32\,\overline{i_{R3}}\cdot\beta}} \tag{3.74}$$

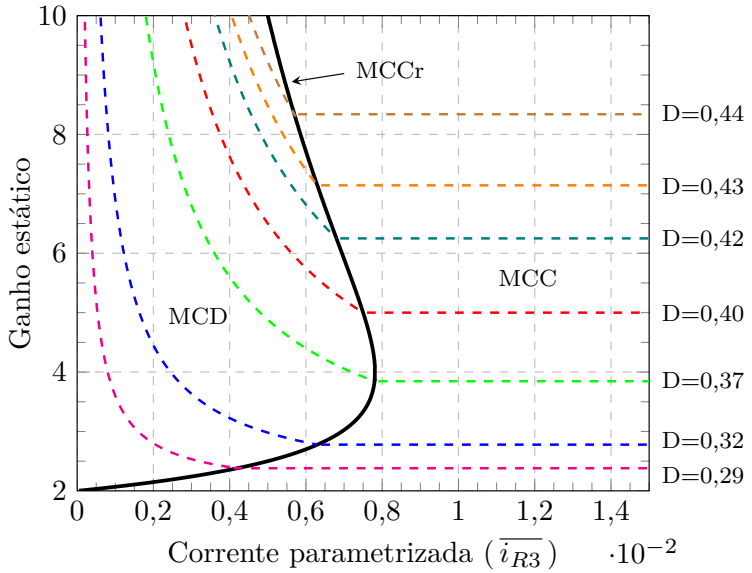
$$q''_{3_{MCCr}} = \frac{4\,\beta}{\beta + \sqrt{\beta^{\,2} - 32\,\overline{i_{R3}}\cdot\beta}} \tag{3.75}$$

3.1.8 Característica de saída no sentido *boost* para R2

A análise resultante das expressões de ganho estático definidas anteriormente para a operação na região R2 nos modos de condução contínuo, descontínuo e crítico, possibilita a compreensão das características de operação do conversor proposto.

Partindo disto, é possível traçar a característica de saída do conversor que opera no sentido *boost* e região R2 em função do valor de corrente parametrizada da carga $\overline{i_{R3}}$ e considerando $n_{La} = 1$, conforme Figura 94.

Figura 94 – Característica de carga para operação no sentido *boost* e região R2.



Verifica-se que para a operação na região R2, o conversor proposto apresenta uma área de condução descontínua que tende ao infinito, porém, ela é limitada ao mesmo valor da corrente parametrizada da região R1, resultando também em uma pequena área para $D < 0,44$ no MCD.

3.1.9 Característica unificada de saída no sentido *boost*

A análise resultante do estudo desta segunda topologia, após a obtenção de todos os ganhos estáticos no MCC, MCD e MCCr para as duas regiões de operação, permite por fim, representar a característica de saída unificada do conversor por meio de um gráfico que é ilustrado na Figura 95.

A partir das expressões de ganho estático no MCC definidas anteriormente para as regiões R1 e R2, é possível representar graficamente o comportamento total do ganho de tensão do conversor proposto na Figura 96.

O ganho estático completo no MCC é comparado, na Figura 96, com o ganho estático do conversor Boost clássico $(1/1 - D)$. Partindo desta característica, se pode concluir que o

Figura 95 – Característica de saída unificada para operação no sentido *boost*.

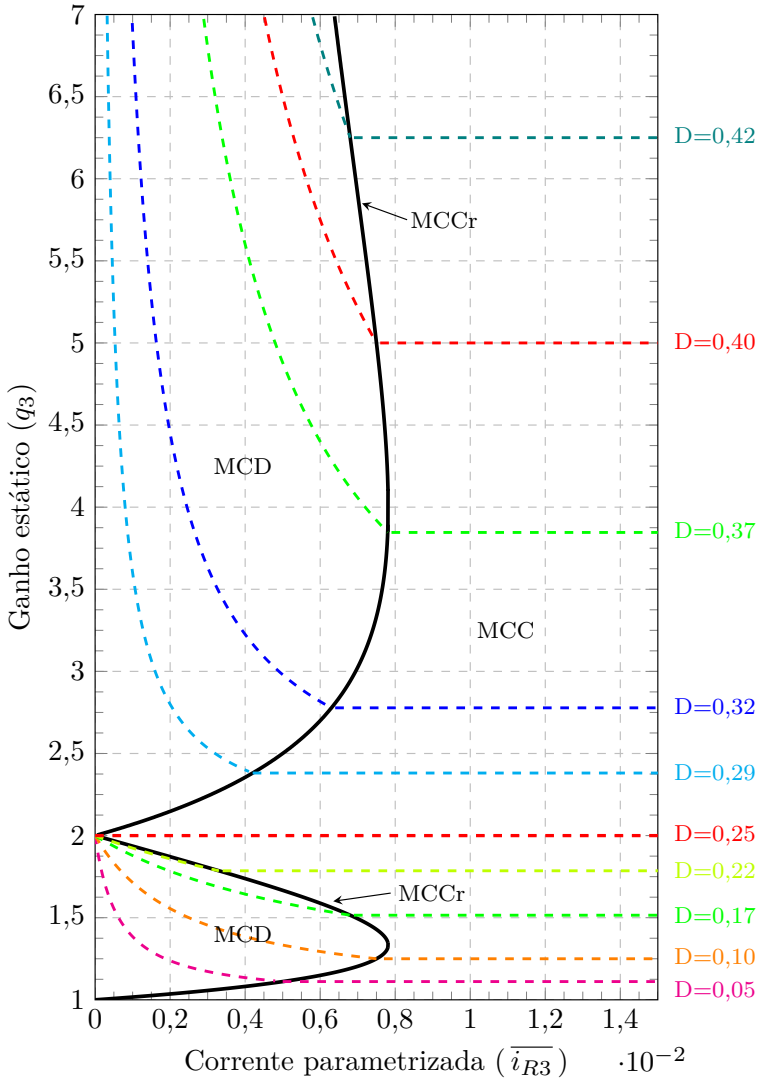
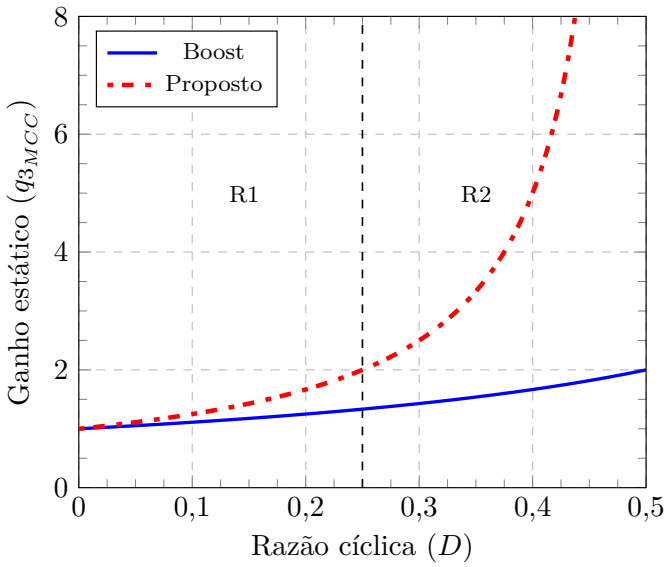


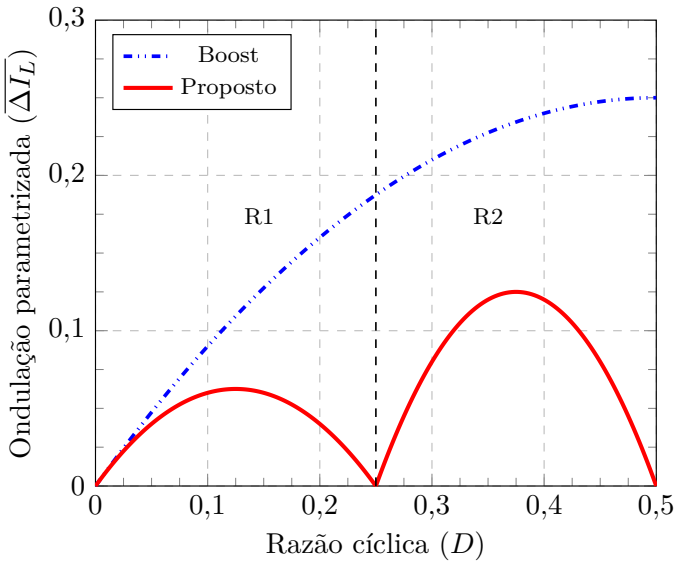
Figura 96 – Ganho estático completo para operação no sentido *boost* e MCC.



conversor proposto apresenta uma tendência a ter menores perdas nos interruptores ativos, já que uma menor razão cíclica é necessária para obter o mesmo ganho de tensão do conversor Boost.

A partir das expressões de ondulação de corrente parametrizada na fonte de alimentação definidas nas equações 3.19 e 3.56, é ilustrado na Figura 97, o perfil da ondulação da corrente total que engloba as regiões R1 e R2.

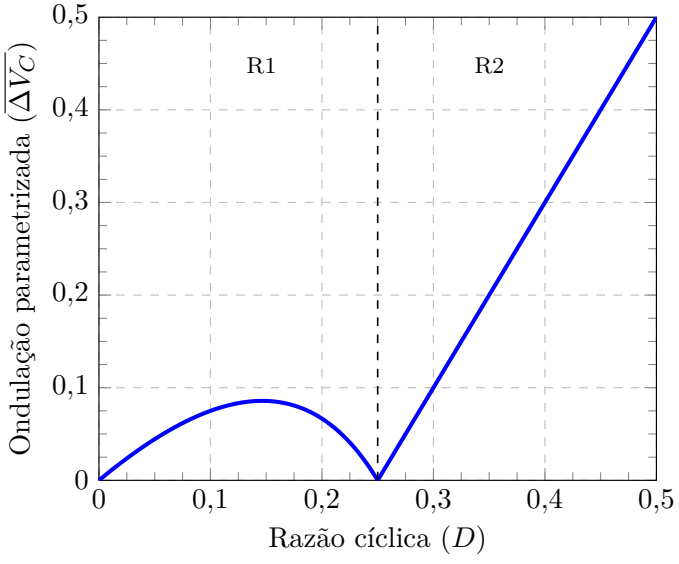
Figura 97 – Ondulação da corrente parametrizada para sentido *boost*.



A ondulação da corrente total, Figura 97, resultante do conversor proposto, também foi comparada a ondulação parametrizada do conversor Boost clássico ($D\,[1-D]$). O máximo valor de corrente parametrizada no conversor Boost $\overline{\Delta I} = 1/4$ ocorre com razão cíclica $D = 1/2$, resultando em um valor de indutância de pelo menos duas vezes menor no conversor proposto do que a do conversor Boost.

O perfil da ondulação de tensão sobre o capacitor de saída que engloba as regiões R1 e R2 é ilustrado na Figura 98, a partir das expressões de ondulação de tensão parametrizada, equações 3.26 e 3.62. E o máximo valor de tensão parametrizada no capacitor $\overline{\Delta V} = 0,086$ ocorre com razão cíclica $D = (1/2 - \sqrt{2}/4) = 0,146$, na região R1.

Figura 98 – Ondulação da tensão parametrizada para sentido *boost*.



3.1.10 Análise dos esforços no conversor operando no sentido *boost* em MCC

A partir da análise qualitativa realizada do conversor para as regiões R1 e R2, as equações dos esforços nos principais componentes ativos e passivos, ou seja, o dimensionamento das grandezas elétricas que os componentes devem suportar para o seu correto funcionamento são apresentadas a seguir. A análise será feita no MCC com base nas formas de ondas ideais de corrente e tensão apresentadas anteriormente.

3.1.10.1 Esforços nos indutores

Os esforços de corrente através dos enrolamentos dos indutores acoplados L_a e L_b são apresentados a seguir.

O valor médio da corrente que circula através do indutor L_a é definido na equação 3.76, para as regiões R1 e R2.

$$I_{La_{med}} = \begin{cases} I_{R3} \cdot \dfrac{1}{1-2\,D} & ; \quad \text{para} \quad \text{R1} \\ I_{R3} \cdot \dfrac{1}{1-2\,D} & ; \quad \text{para} \quad \text{R2} \end{cases} \tag{3.76}$$

O valor eficaz da corrente em L_a para a região R1 é então determinada na equação 3.77 e composta pela parcela do intervalo Δt_1 e pela parcela do intervalo Δt_2 dentro de um quarto de período de comutação.

$$I_{La_{ef}} = \sqrt{\frac{4}{T_s}\left[\int_0^{D\,T_s}\left(\frac{I_{R3}}{1-2\,D}\right)^2 dt + \int_0^{\left(\frac{1-4D}{4}\right)T_s}\left(\frac{I_{R3}}{1-2\,D}\right)^2 dt\right]} \tag{3.77}$$

O valor eficaz da corrente em L_a para a região R2 é determinada na equação 3.78 e composta pela parcela do intervalo Δt_1 e pela parcela do intervalo Δt_2 dentro de um quarto de período de comutação.

$${I_{La_{ef}}}^2 = \frac{4}{T_s} \cdot \int_0^{\left(\frac{4D-1}{4}\right)T_s}\left(\frac{I_{R3}}{1-2\,D}\right)^2 dt \; + \; \frac{4}{T_s} \cdot \int_0^{\left(\frac{1-2D}{2}\right)T_s}\left(\frac{I_{R3}}{1-2\,D}\right)^2 dt \tag{3.78}$$

Resolvendo as integrais acima, obtém-se as equações que definem o valor eficaz da corrente no indutor L_a na equação 3.79 para as regiões R1 e R2.

$$I_{La_{ef}} = \begin{cases} I_{R3} \cdot \dfrac{1}{1-2\,D} & ; \quad \text{para} \quad \text{R1} \\ I_{R3} \cdot \dfrac{1}{1-2\,D} & ; \quad \text{para} \quad \text{R2} \end{cases} \tag{3.79}$$

Em função da relação de transformação do indutor acoplado L_b ser unitária, todos os esforços definidos para o indutor L_3 são iguais para o indutor L_4 .

O valor médio da corrente que circula através do indutor L_3 é definido na equação 3.80 para as regiões R1 e R2 em função da corrente na fonte de alimentação. Ele também pode ser escrito em função da corrente na carga aplicando o ganho estático.

$$I_{L3_{med}} = \begin{cases} \dfrac{I_{E2}}{2} \; = \; I_{R3} \cdot \dfrac{1}{2\,(1-2\,D)} & ; \quad \text{para} \quad \text{R1} \\ \dfrac{I_{E2}}{2} \; = \; I_{R3} \cdot \dfrac{1}{2\,(1-2\,D)} & ; \quad \text{para} \quad \text{R2} \end{cases} \tag{3.80}$$

O valor eficaz da corrente em L_3 para a região R1 é então determinado na equação 3.81 e composto pela parcela do intervalo Δt_1 e pela parcela do intervalo Δt_2 dentro de meio período de comutação.

$$I_{L3_{ef}} = \sqrt{\frac{2}{T_s}\left[\int_0^{D\,T_s}\left(\frac{I_{E2}}{2}\right)^2 dt + \int_0^{\left(\frac{1-2D}{2}\right)T_s}\left(\frac{I_{E2}}{2}\right)^2 dt\right]} \tag{3.81}$$

E o valor eficaz da corrente em L_3 para a região R2 é determinado na equação 3.82 e composto pela parcela do intervalo Δt_1 e pela parcela do intervalo Δt_2 dentro de meio período de comutação.

$$I_{L3_{ef}} = \sqrt{\frac{2}{T_s}\left[\int_0^{D\,T_s}\left(\frac{I_{E2}}{2}\right)^2 dt + \int_0^{\left(\frac{1-2D}{2}\right)T_s}\left(\frac{I_{E2}}{2}\right)^2 dt\right]} \tag{3.82}$$

Resolvendo as integrais acima, obtém-se as equações que definem o valor eficaz da corrente nos indutores acoplados L_3 e L_4 na equação 3.83 para as regiões R1 e R2.

$$I_{L3_{ef}} = \begin{cases} \dfrac{I_{E2}}{2} \cong \dfrac{I_{R3}}{2\,(1-2\,D)} \cdot \sqrt{1+\dfrac{4}{3}\left(\dfrac{\Delta I_{La}\cdot(1-2\,D)}{I_{R3}}\right)^2} & ; \quad \text{para} \quad \text{R1} \\ \dfrac{I_{E2}}{2} \cong \dfrac{I_{R3}}{2\,(1-2\,D)} \cdot \sqrt{1+\dfrac{4}{3}\left(\dfrac{\Delta I_{La}\cdot(1-2\,D)}{I_{R3}}\right)^2} & ; \quad \text{para} \quad \text{R2} \end{cases} \tag{3.83}$$

3.1.10.2 Esforços nos interruptores do grupo inferior

Os esforços de tensão sobre os interruptores do grupo inferior serão apresentados inicialmente onde, através destes patamares de máxima tensão de bloqueio, serão realizadas as escolhas de componentes comerciais adequados.

Observando as etapas de operação no MCC, verifica-se que os interruptores S_5, S_6, S_7 e S_8 devem suportar a máxima tensão de bloqueio dada pela equação 3.84, em ambas as regiões de operação.

$$V_{S5_{max}} = E_3 \tag{3.84}$$

O valor médio de corrente dos interruptores é obtido aplicando a integral da equação 3.85 em um período de comutação, que é composta pela corrente da carga durante a operação na região R1.

$$I_{S5_{med}} = \frac{1}{T_s}\int_0^{D\,T_s} \frac{I_{R3}}{2\,(1-2\,D)} dt \tag{3.85}$$

E o valor médio de corrente dos interruptores na região R2 é obtido aplicando a integral da equação 3.86 em um período de comutação, que é composta pela corrente da carga.

$$I_{S5_{med}} = \frac{1}{T_s}\int_0^{D\,T_s} \frac{I_{R3}}{2\,(1-2\,D)} dt \tag{3.86}$$

Resolvendo as funções acima, obtêm-se as expressões para determinar o valor médio de corrente dos interruptores na equação 3.87.

$$I_{S5_{med}} = \begin{cases} \dfrac{I_{R3}}{2} \cdot \dfrac{D}{1-2\,D} & ; \quad \text{para} \quad \text{R1} \\ \dfrac{I_{R3}}{2} \cdot \dfrac{D}{1-2\,D} & ; \quad \text{para} \quad \text{R2} \end{cases} \tag{3.87}$$

A corrente eficaz através dos interruptores S_5, S_6, S_7 e S_8 na região R1 é dada pela equação 3.88.

$$I_{S5_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{D\,T_s} \left(\frac{I_{R3}}{2\,[1-2\,D]} \right)^2 dt} \tag{3.88}$$

E a corrente eficaz através dos interruptores na região R2 é dada pela equação 3.89.

$$I_{S5_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{D\,T_s} \left(\frac{I_{R3}}{2\,[1-2\,D]} \right)^2 dt} \tag{3.89}$$

Resolvendo as integrais acima, obtêm-se as expressões para determinar o valor eficaz de corrente dos interruptores nas regiões R1 e R2 na equação 3.90.

$$I_{S5_{ef}} = \begin{cases} \dfrac{I_{R3}}{2} \cdot \dfrac{\sqrt{D}}{1-2\,D} & ; \quad \text{para} \quad \text{R1} \\ \dfrac{I_{R3}}{2} \cdot \dfrac{\sqrt{D}}{1-2\,D} & ; \quad \text{para} \quad \text{R2} \end{cases} \tag{3.90}$$

As correntes mínima e máxima nos interruptores são obtidas aplicando as equações 3.91 e 3.92, respectivamente.

$$I_{S5_{min}} = \begin{cases} \dfrac{I_{E2}}{2} - \dfrac{E_3 \cdot D}{8\,L_3 \cdot f_s} & ; \quad \text{para} \quad \text{R1} \\ \dfrac{I_{R3}}{2\,(1-2\,D)} - \dfrac{E_3\,(1-2\,D) + 4\,L_3 \cdot \Delta I_{La} \cdot f_s}{16\,L_3 \cdot f_s} & ; \quad \text{para} \quad \text{R2} \end{cases} \tag{3.91}$$

$$I_{S5_{max}} = \begin{cases} \dfrac{I_{E2}}{2} + \dfrac{E_3 \cdot D}{8\,L_3 \cdot f_s} & ; \quad \text{para} \quad \text{R1} \\ \dfrac{I_{R3}}{2\,(1-2\,D)} + \dfrac{E_3\,(1-2\,D) + 4\,L_3 \cdot \Delta I_{La} \cdot f_s}{16\,L_3 \cdot f_s} & ; \quad \text{para} \quad \text{R2} \end{cases} \tag{3.92}$$

3.1.10.3 Esforços nos diodos do grupo superior

O cálculo dos esforços de tensão e corrente nos diodos do grupo superior são apresentados a seguir.

O valor máximo de tensão de bloqueio nos terminais dos diodos D_1, D_2, D_3 e D_4 é definido na equação 3.93 para ambas as regiões de operação.

$$V_{D1_{max}} = E_3 \tag{3.93}$$

O valor médio de corrente nos diodos do grupo superior para a região R1 é obtido aplicando a integral da equação 3.94, que engloba os intervalos de tempo Δt_1 e Δt_2 em meio período de comutação.

$$I_{D1_{med}} = \frac{2}{T_s} \int_0^{\left(\frac{1-2D}{2}\right) T_s} \frac{I_{R3}}{4\,(1-2\,D)}\,dt \tag{3.94}$$

E o valor médio de corrente nos diodos do grupo superior para a região R2 é obtido aplicando a integral da equação 3.95 durante o intervalo de tempo Δt_2 em meio período de comutação.

$$I_{D1_{med}} = \frac{2}{T_s} \int_0^{\left(\frac{1-2D}{2}\right) T_s} \frac{I_{R3}}{4\,(1-2\,D)}\,dt \tag{3.95}$$

Resolvendo as funções acima, obtêm-se as expressões para determinar o valor médio de corrente nos diodos na equação 3.96.

$$I_{D1_{med}} = \begin{cases} \dfrac{I_{R3}}{4} & ; \quad \text{para} \quad \text{R1} \\ \dfrac{I_{R3}}{4} & ; \quad \text{para} \quad \text{R2} \end{cases} \tag{3.96}$$

O valor eficaz da corrente nos diodos para a região R1 é então determinado na equação 3.97.

$$I_{D1_{ef}} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{\left(\frac{1-2D}{2}\right) T_s} \left(\frac{I_{R3}}{4\,[1-2\,D]}\right)^2 dt} \tag{3.97}$$

E o valor eficaz da corrente nos diodos para a região R2 é então determinado na equação 3.98.

$$I_{D1_{ef}} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{\left(\frac{1-2D}{2}\right) T_s} \left(\frac{I_{R3}}{4\,[1-2\,D]}\right)^2 dt} \tag{3.98}$$

Resolvendo as integrais acima, obtêm-se as expressões para determinar o valor eficaz de corrente nos diodos nas regiões R1 e R2 na equação 3.99.

$$I_{D1_{ef}} = \begin{cases} \dfrac{I_{R3}}{4} \cdot \dfrac{1}{\sqrt{1-2\,D}} & ; \quad \text{para} \quad \text{R1} \\ \dfrac{I_{R3}}{4} \cdot \dfrac{1}{\sqrt{1-2\,D}} & ; \quad \text{para} \quad \text{R2} \end{cases} \tag{3.99}$$

As correntes mínima e máxima nos diodos do grupo superior são obtidas aplicando as equações 3.100 e 3.101, respectivamente.

$$I_{D1_{min}} = \begin{cases} \dfrac{I_{E2}}{4} - \dfrac{E_3 \cdot D}{16\,L_3 \cdot f_s} & ; \quad \text{para} \quad \text{R1} \\ \dfrac{I_{R3}}{4\,(1-2\,D)} - \dfrac{E_3\,(1-2\,D) + 4\,L_3 \cdot \Delta I_{La} \cdot f_s}{32\,L_3 \cdot f_s} & ; \quad \text{para} \quad \text{R2} \end{cases} \tag{3.100}$$

$$I_{D1_{max}} = \begin{cases} \dfrac{I_{E2}}{4} + \dfrac{E_3 \cdot D}{16\, L_3 \cdot f_s} & ; \quad \text{para} \quad \text{R1} \\ \dfrac{I_{R3}}{4\,(1-2\,D)} + \dfrac{E_3\,(1-2\,D) + 4\,L_3 \cdot \Delta I_{La} \cdot f_s}{32\,L_3 \cdot f_s} & ; \quad \text{para} \quad \text{R2} \end{cases} \tag{3.101}$$

3.1.10.4 Esforços no capacitor de filtro C_3

O capacitor de filtro C_3, que está conectado em paralelo com a carga representada pela resistência R_3, tem a função de manter a tensão constante dentro de certos limites definidos na ondulação de tensão, portanto, será submetido à tensão média E_3 .

O valor eficaz da corrente através do capacitor na região R1 é obtido por meio da análise nodal onde o mesmo está conectado, resultando em $i_{C3} = 2\,i_{D1} - i_{R3}$ na primeira etapa, e $i_{C3} = 4\,i_{D1} - i_{R3}$ na segunda etapa.

A expressão 3.102 define a corrente que circula através dele durante a primeira e segunda etapas de operação em R1 para um quarto de período de comutação.

$$I_{C3_{ef}}{}^2 = \frac{4}{T_s}\int_0^{\Delta t_1}\left(\frac{2\,I_{R3}}{4\,[1-2\,D]} - I_{R3}\right)^2 dt \;+\; \frac{4}{T_s}\int_0^{\Delta t_2}\left(\frac{4\,I_{R3}}{4\,[1-2\,D]} - I_{R3}\right)^2 dt \tag{3.102}$$

E o valor eficaz da corrente através do capacitor na região R2 é obtida por meio da análise nodal onde o mesmo está conectado, resultando em $i_{C3} = i_{R3}$ na primeira etapa, e $i_{C3} = i_{R3} - 2\,i_{D1}$ na segunda etapa. A expressão 3.103 define a corrente que circula através dele durante a primeira e segunda etapas de operação em um quarto de período de comutação.

$$I_{C3_{ef}}{}^2 = \frac{4}{T_s}\int_0^{\Delta t_1}(I_{R3})^2\,dt \;+\; \frac{4}{T_s}\int_0^{\Delta t_2}\left(I_{R3} - \frac{I_{R3}}{4\,[1-2\,D]}\right)^2 dt \tag{3.103}$$

Resolvendo as integrais, obtêm-se as expressões para a determinação da corrente eficaz no capacitor de filtro C_3 na equação 3.104 quando opera nas regiões R1 e R2.

$$I_{C3_{ef}} = \begin{cases} I_{R3} \cdot \dfrac{\sqrt{(1-4\,D)\,D}}{1-2\,D} & ; \quad \text{para} \quad \text{R1} \\ \dfrac{I_{R3}}{2} \cdot \dfrac{1}{\sqrt{2\,(1-2\,D)}} & ; \quad \text{para} \quad \text{R2} \end{cases} \tag{3.104}$$

Na seção seguinte, é apresentada a análise completa do funcionamento do conversor no sentido inverso (modo regenerativo), denominado de sentido de operação *buck*.

3.2 ETAPAS DE FUNCIONAMENTO PARA OPERAÇÃO NO SENTIDO BUCK

Para a operação no sentido *buck*, o conversor CC−CC bidirecional intercalado com indutor acoplado proposto ilustrado e destacado na Figura 68 é constituído essencialmente pelos seguintes componentes para permitir fluxo de energia da porta 3 para a porta 2, ou modo regenerativo: quatro diodos, quatro interruptores, um indutor série L_a com a carga R_4, um indutor acoplado L_b, e um capacitor de filtro C_2 conectado em paralelo com a carga.

No sentido *buck* de operação, o conversor atua como abaixador de tensão, de forma similar a um conversor Buck clássico, porém, sua faixa de atuação de razão cíclica fica limitada a metade do período de comutação para permitir o adequado balanço de corrente entre os braços e indutores da estrutura.

A relação de transformação do indutor acoplado L_b continua sendo representada pela equação 3.2, e o indutor acoplado L_a equivalente, é dado na equação 3.3.

Para a análise e descrição das etapas de operação nas regiões R1 e R2, são adotadas as seguintes simplificações:

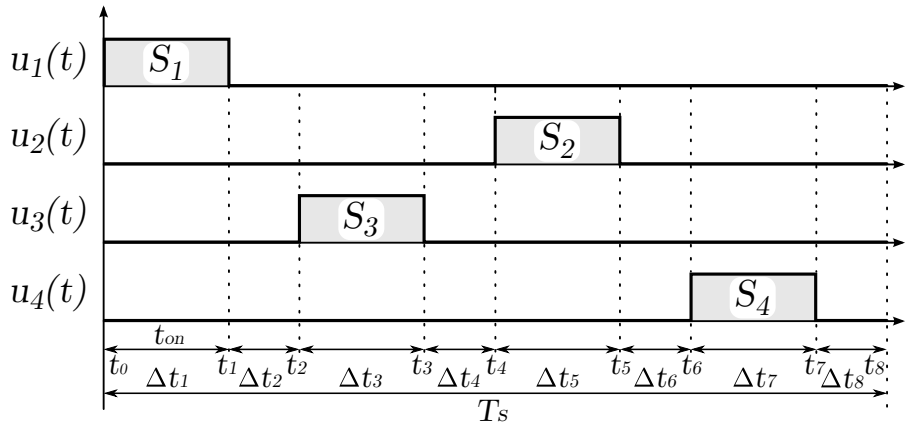
- Os indutores acoplados são idênticos e possuem coeficiente de acoplamento magnético (k) unitário;
- Os interruptores S_1 e S_3 são comandados com deslocamento de 90 ° elétricos, assim como S_2 e S_4, e estes dois grupos ou braços deslocados em 180 ° elétricos entre si;
- n_{Lb} representa a relação de transformação do indutor acoplado L_b e é definida na equação 3.2;
- A relação de transformação n_{Lb} é unitária;
- E_3 representa a fonte de alimentação, E_2 a tensão e R_4 a resistência equivalente da carga neste sentido de operação.

3.2.1 MCC para operação no sentido *buck* e região R1

O MCC é definido no conversor quando se analisa a corrente elétrica no elemento armazenador de energia de interesse, que continua sendo o indutor L_a, onde a corrente que circula através do mesmo dentro de um quarto de período T_s não deve ser anulada.

Na Figura 99, é ilustrado o diagrama de comando simplificado com os intervalos de tempo dos interruptores superiores da topologia para operação no sentido *buck* (abaixador de tensão) e região R1.

Figura 99 – Sinais de comando dos interruptores no sentido *buck* para a região R1.



Os mesmos intervalos de tempo descritos nas equações 3.4 e 3.5, também são utilizados para a operação no sentido *buck* e região R1.

Neste modo e sentido de operação, a fonte E_3 transfere energia para a carga que é representada pela resistência R_4 de forma descontínua ao longo de um período de comutação. Porém, o indutor L_a sempre será percorrido por corrente não nula.

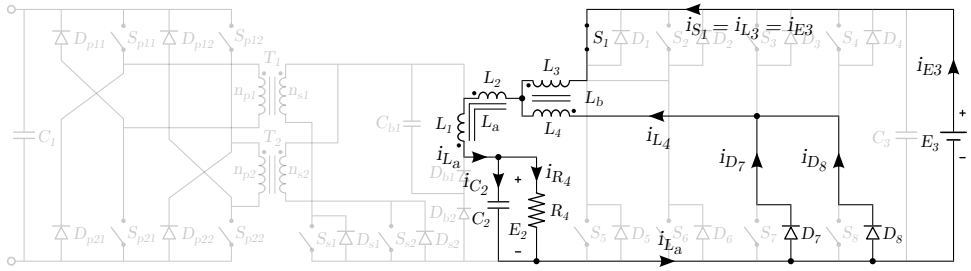
No MCC, em um período de comutação do conversor ocorrem oito etapas de operação que são descritas a seguir.

A ***1ª etapa*** de operação é iniciada quando o interruptor S_1 é acionado no tempo t_0, aonde começa o armazenamento de energia no indutor acoplado L_3, e a tensão sobre L_a fica igual a $E_3/2 - E_2$, conforme estado topológico equivalente na Figura 100a. Com os demais interruptores bloqueados, os diodos D_7 e D_8 que foram polarizados na etapa anterior, continuam conduzindo a corrente do indutor L_4 que havia armazenado energia. A corrente drenada da fonte é a mesma do indutor L_3, e como os indutores L_3 e L_4 estão acoplados e possuem indutâncias iguais, a tensão sobre cada um é igual ao valor $E_3/2$. Esta etapa é finalizada no tempo t_1, onde durante o intervalo de tempo Δt_1, é a fonte que alimenta o capacitor C_2 e a carga R_4.

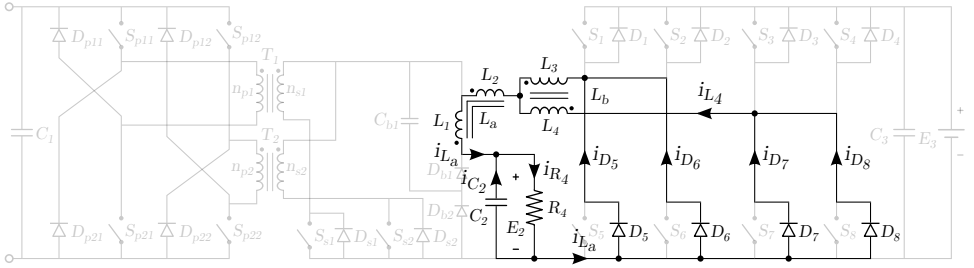
Na ***2ª etapa*** de operação que se inicia no tempo t_1, todos os interruptores então bloqueados, e os indutores acoplados L_a e L_b transferem sua energia para a carga por meio de todos os diodos do grupo inferior ($D_{4...8}$), conforme estado topológico equivalente na Figura 100b. Durante esta etapa, intervalo de tempo Δt_2, a tensão sobre o indutor L_a passa a ser igual a $-E_2$, enquanto que a tensão sobre os indutores L_3 e L_4 é anulada devido a conexão momentânea em paralelo das bobinas, produzindo a anulação de seu fluxo magnético. Neste intervalo, a fonte de alimentação não fornece mais energia, sendo o indutor L_a juntamente com o capacitor C_2 que alimentam a carga. A corrente do indutor L_a continua sendo dividida entre os indutores L_3 e L_4, e esta etapa é finalizada no tempo t_2 com a entrada em condução do interruptor S_3.

Figura 100 – Circuitos equivalentes para 1ª, 2ª, 4ª, 6ª e 8ª etapas para MCC, sentido *buck* e R1.

(a) 1ª etapa de operação.



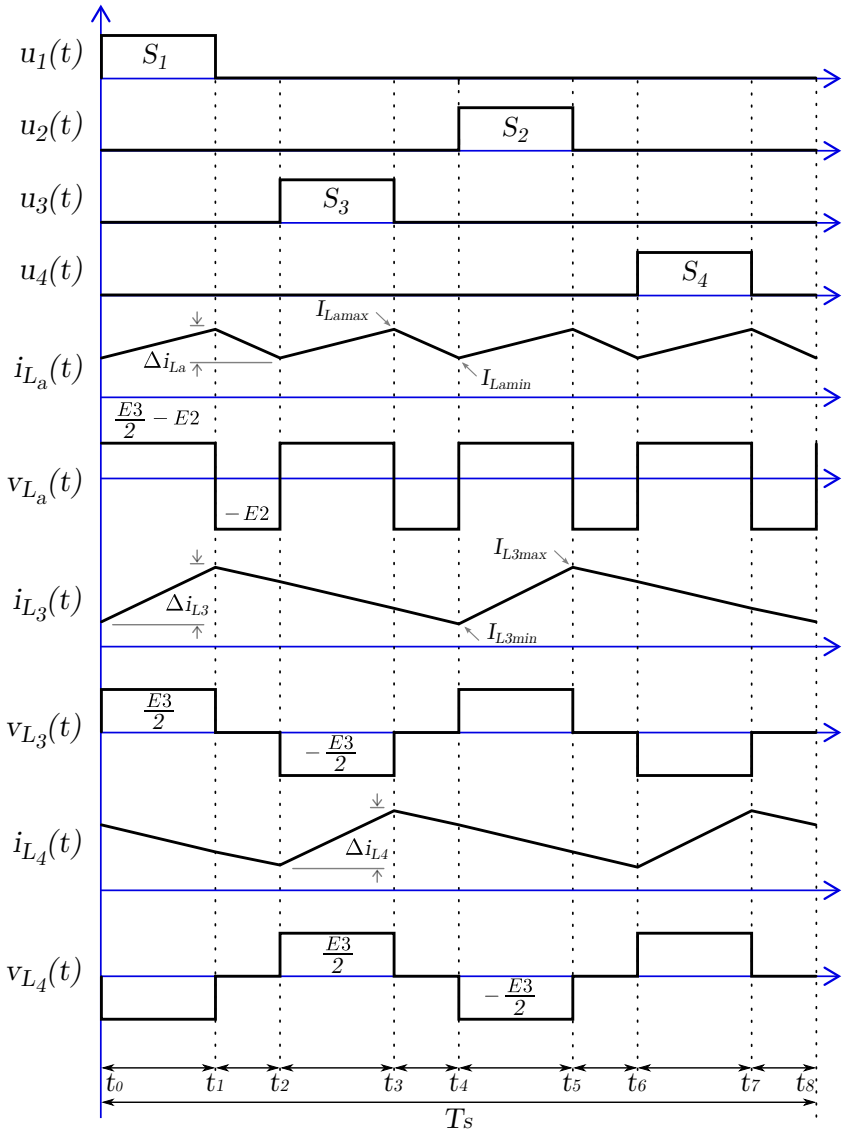
(b) 2ª, 4ª, 6ª e 8ª etapas de operação.



Na Figura 101, são ilustradas as principais formas de ondas de tensão e de corrente nos indutores para o MCC que configuram as oito etapas mencionadas no sentido *buck*.

A ***3ª etapa*** de operação é iniciada quando o interruptor S_3 é acionado no tempo t_2, aonde começa o armazenamento de energia no indutor acoplado L_4 e em L_a. A tensão sobre L_a fica novamente igual a $E_3/2 - E_2$, conforme estado topológico equivalente na Figura 102a. Com os demais interruptores bloqueados, os diodos D_7 e D_8 são reversamente polarizados e bloqueados, e os diodos D_5 e D_6 continuam conduzindo a corrente do indutor L_3. A corrente drenada da fonte é a mesma do indutor L_4, e a tensão sobre os indutores L_3 e L_4 volta a ser $E_3/2$, onde a etapa é finalizada no tempo t_3. Durante o intervalo de tempo Δt_3, é a fonte que alimenta o capacitor C_2 e a carga.

Figura 101 – Principais formas de ondas idealizadas sobre os indutores para operação no sentido *buck*, MCC e R1.



A ***4ª etapa*** de operação que se inicia no tempo t_3 é similar à 2ª etapa, onde o circuito equivalente é ilustrado na Figura 100b. Esta etapa é finalizada no tempo t_4 com a entrada em condução do interruptor S_2 .

A ***5ª etapa*** de operação é iniciada quando o interruptor S_2 é acionado no tempo t_4, e é similar à 1ª etapa, conforme estado topológico equivalente na Figura 102b. Esta etapa é finalizada no tempo t_5, onde durante o intervalo de tempo Δt_5, é a fonte que alimenta o capacitor C_2 e a carga.

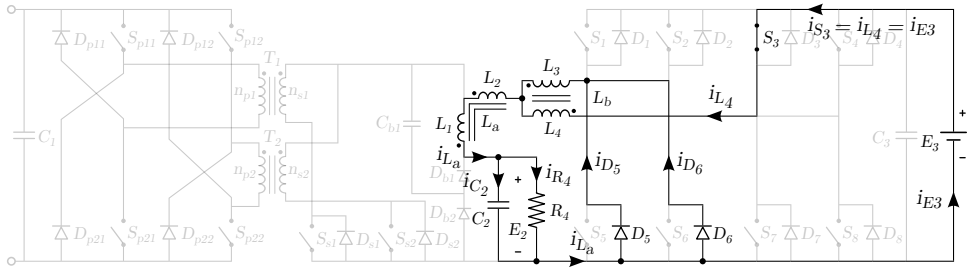
A ***6ª etapa*** de operação que se inicia no tempo t_5 também é similar à 2ª etapa, onde o circuito equivalente é ilustrado na Figura 100b. Durante esta etapa, intervalo de tempo Δt_6, o indutor L_a transfere sua energia para a carga, aonde é finalizada no tempo t_6 com a entrada em condução do interruptor S_4.

A ***7ª etapa*** de operação é iniciada quando o interruptor S_4 é acionado no tempo t_6, e é similar à 3ª etapa, conforme estado topológico equivalente na Figura 103. Durante o intervalo de tempo Δt_7, é a fonte que alimenta o capacitor C_2 e a carga, e a etapa é finalizada no tempo t_7 .

A ***8ª etapa*** de operação que se inicia no tempo t_7 também é similar à 2ª etapa, onde o circuito equivalente é ilustrado na Figura 100b. Durante esta etapa, intervalo de tempo Δt_8, o indutor L_a transfere sua energia para a carga, aonde é finalizada no tempo t_8 com a entrada em

Figura 102 – Circuitos equivalentes para 3ª e 5ª etapas de operação em MCC, sentido *buck* e R1.

(a) 3ª etapa de operação.



(b) 5ª etapa de operação.

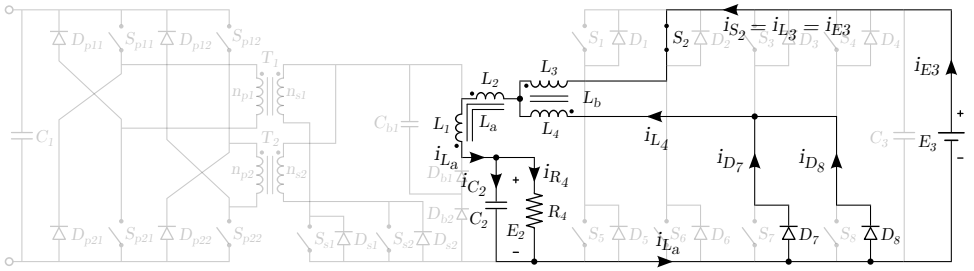
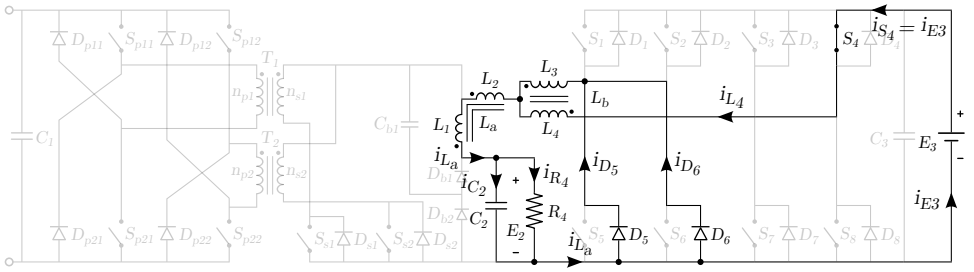


Figura 103 – Circuitos equivalentes para 7ª etapa de operação em MCC, sentido *buck* e R1.



condução novamente do interruptor S_1, encerrando um período de comutação do conversor.

Conforme foi apresentado na Figura 101 e descrito nas etapas de operação, a corrente fornecida a carga via L_a é não pulsada e apresenta frequência de quatro vezes a frequência de comutação de um interruptor. No entanto, como característica do conversor Buck, a corrente drenada da fonte E_3 é pulsada e descontínua em alguns intervalos de tempo quando o conversor opera na região R1.

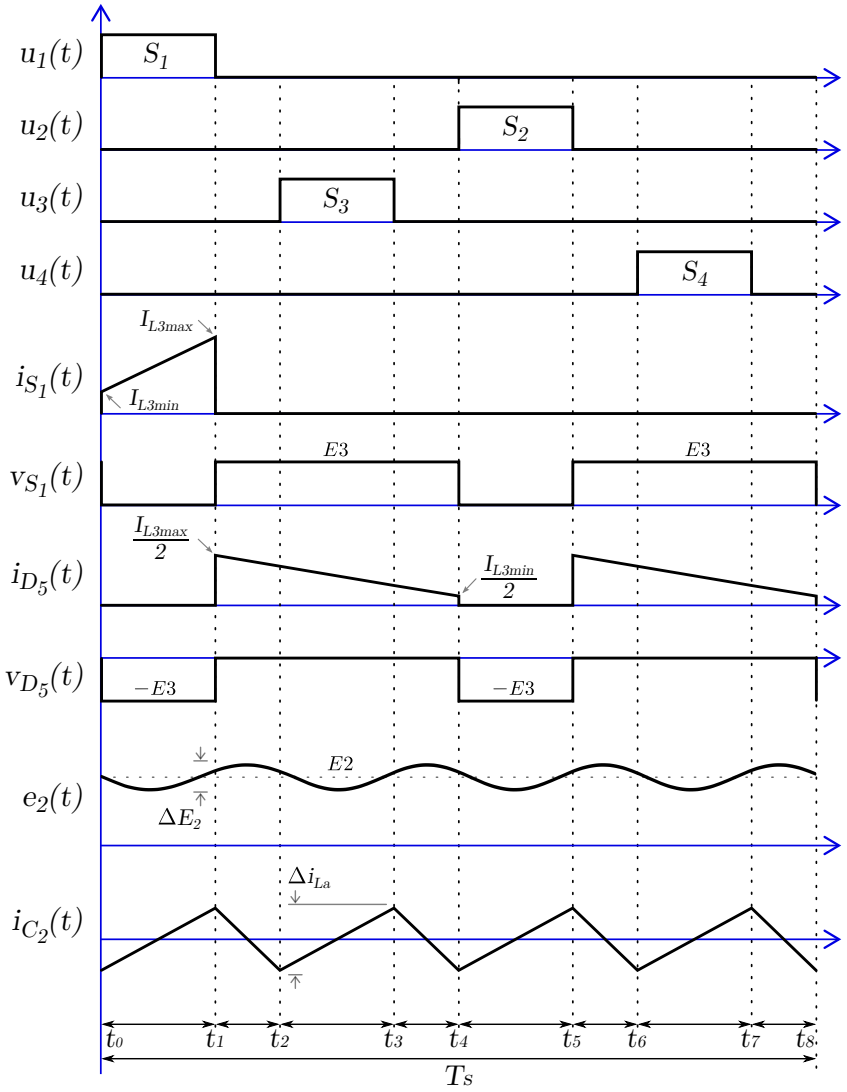
3.2.1.1 Característica ideal de transferência estática no MCC e região R1

A partir destas oito etapas de operação, foram traçadas as principais formas de ondas que correspondem ao MCC e região R1 do conversor que ilustram os esforços nos elementos ativos e sobre o capacitor de filtro na Figura 104. A partir destas formas de ondas e de seus patamares, serão definidas posteriormente, as expressões e esforços nos elementos do conversor.

As tensões instantâneas nos indutores acoplados L_1 e L_2, são definidas pelas equações 3.105 e 3.106:

$$v_{L1}(t) = \begin{cases} \dfrac{E_3 - 2\,E_2}{2\,(1+n_{La})} & ; \quad \text{para} \quad 1^{\,\text{a}}\,, 3^{\,\text{a}}\,, 5^{\,\text{a}} \text{ e } 7^{\,\text{a}} \text{ etapas} \\ -\dfrac{E_2}{1+n_{La}} & ; \quad \text{para} \quad 2^{\,\text{a}}\,, 4^{\,\text{a}}\,, 6^{\,\text{a}} \text{ e } 8^{\,\text{a}} \text{ etapas} \end{cases} \tag{3.105}$$

Figura 104 – Forma de onda básicas e idealizadas com os principais esforços nos elementos do conversor para sentido *buck* no MCC e R1.



$$v_{L2}(t) = \begin{cases} \dfrac{E_3 - 2\,E_2}{2\,(1+n_{La})} \cdot n_{La} & ; \quad \text{para} \quad 1^{\,a}, 3^{\,a}, 5^{\,a} \text{ e } 7^{\,a} \text{ etapas} \\ -\dfrac{E_2}{1+n_{La}} \cdot n_{La} & ; \quad \text{para} \quad 2^{\,a}, 4^{\,a}, 6^{\,a} \text{ e } 8^{\,a} \text{ etapas} \end{cases} \tag{3.106}$$

As tensões instantâneas nos indutores acoplados L_3 e L_4, são definidas pelas equações 3.107 e 3.108:

$$v_{L3}(t) = \begin{cases} \dfrac{E_3}{2} & ; \quad \text{para} \quad 1^{\,a} \text{ e } 5^{\,a} \text{ etapas} \\ 0 & ; \quad \text{para} \quad 2^{\,a}, 4^{\,a}, 6^{\,a} \text{ e } 8^{\,a} \text{ etapas} \\ -\dfrac{E_3}{2} & ; \quad \text{para} \quad 3^{\,a} \text{ e } 7^{\,a} \text{ etapas} \end{cases} \tag{3.107}$$

$$v_{L4}(t) = \begin{cases} -\dfrac{E_3}{2} & ; \quad \text{para} \quad 1^{\,a} \text{ e } 5^{\,a} \text{ etapas} \\ 0 & ; \quad \text{para} \quad 2^{\,a}, 4^{\,a}, 6^{\,a} \text{ e } 8^{\,a} \text{ etapas} \\ \dfrac{E_3}{2} & ; \quad \text{para} \quad 3^{\,a} \text{ e } 7^{\,a} \text{ etapas} \end{cases} \tag{3.108}$$

A corrente instantânea através do indutor acoplado L_a é obtida a partir da expressão 3.109, e é igual a $i_{La} = i_{L1} = i_{L2}$.

$$i_{La}(t) = \begin{cases} i_{La}(t_0) + \dfrac{E_2 \cdot n_{La}}{4\,L_1 \cdot (1+n_{La}) \cdot (1+{n_{La}}^2)} \cdot (t-t_0)\,; \text{ para } 1^{\,a}, 3^{\,a}, 5^{\,a} \text{ e } 7^{\,a} \text{ etapas} \\ i_{La}(t_1) - \dfrac{E_2 \cdot n_{La}}{4\,L_1 \cdot (1+n_{La}) \cdot (1+{n_{La}}^2)} \cdot (t-t_1)\,; \text{ para } 2^{\,a}, 4^{\,a}, 6^{\,a} \text{ e } 8^{\,a} \text{ etapas} \end{cases} \tag{3.109}$$

A corrente instantânea que circula pelo interruptor S_1 e pelo diodo D_5 é obtida a partir das expressões 3.110 e 3.111:

$$i_{S1}(t) = \begin{cases} i_{L3}(t_0) + \dfrac{E_3}{4\,L_3} \cdot (t-t_0) & ; \quad \text{para} \quad t_0 \le t \le t_1 \\ 0 & ; \quad \text{para} \quad t_1 \le t \le T_s \end{cases} \tag{3.110}$$

$$i_{D5}(t) = \begin{cases} 0 & ; \quad \text{para} \quad 1^{\,a} \text{ e } 5^{\,a} \text{ etapas} \\ \dfrac{i_{L3}}{2}(t_1) - \dfrac{(E_3 - 2\,E_2) \cdot n_{La}}{4\,(1+n_{La}) \cdot (L_1 + L_1 {n_{La}}^2)} \cdot (t-t_1) & ; \quad \text{para} \quad 2^{\,a} \text{ e } 6^{\,a} \text{ etapas} \\ \dfrac{i_{L3}}{2}(t_2) - \dfrac{E_3}{8\,L_3} \cdot (t-t_2) & ; \quad \text{para} \quad 3^{\,a} \text{ e } 7^{\,a} \text{ etapas} \\ \dfrac{i_{L3}}{2}(t_3) - \dfrac{(E_3 - 2\,E_2) \cdot n_{La}}{4\,(1+n_{La}) \cdot (L_1 + L_1 {n_{La}}^2)} \cdot (t-t_3) & ; \quad \text{para} \quad 4^{\,a} \text{ e } 8^{\,a} \text{ etapas} \end{cases} \tag{3.111}$$

A tensão instantânea que o interruptor S_1 e o diodo D_5 estão submetidos está representada nas expressões 3.112 e 3.113, respectivamente:

$$v_{S1}(t) = \begin{cases} 0 & ; \quad \text{para} \quad t_0 \le t \le t_1 \\ E_3 & ; \quad \text{para} \quad t_1 \le t \le t_4 \\ 0 & ; \quad \text{para} \quad t_4 \le t \le t_5 \\ E_3 & ; \quad \text{para} \quad t_5 \le t \le T_s \end{cases} \tag{3.112}$$

$$v_{D5}(t) = \begin{cases} -E_3 & ; \quad \text{para} \quad t_0 \le t \le t_1 \\ 0 & ; \quad \text{para} \quad t_1 \le t \le t_4 \\ -E_3 & ; \quad \text{para} \quad t_4 \le t \le t_5 \\ 0 & ; \quad \text{para} \quad t_5 \le t \le T_s \end{cases} \tag{3.113}$$

3.2.1.2 Ganho estático no MCC para região R1

O ganho estático do conversor estabelece a relação entre o valor médio da tensão E_2 (que representa neste sentido a tensão de saída), e o valor médio da tensão da fonte de alimentação E_3 (na entrada).

A frequência de ondulação da corrente no indutor L_a é igual a quatro vezes a frequência de comutação. Portanto, um período completo da corrente no indutor é definido pelo tempo de duração da primeira e segunda etapa de operação e igual a $T_s/4$. A energia armazenada neste indutor durante o intervalo Δt_1 é transferida para a carga no intervalo Δt_2, e a expressão que define o ganho estático no MCC é obtida a partir do cálculo do valor médio desta tensão.

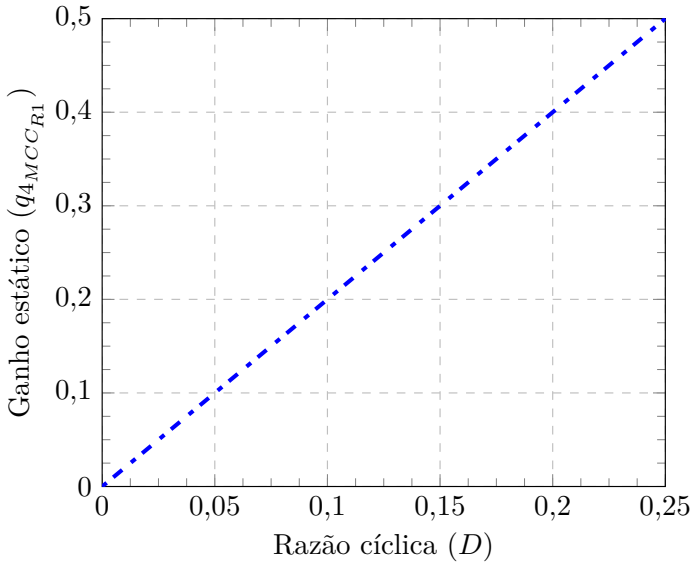
$$\overline{V_{La}}(t) = \frac{4}{T_s}\left(\int_0^{D\,T_s}\left[\frac{E_3}{2} - E_2\right]dt + \int_0^{\left(\frac{1-4D}{4}\right)T_s} -E_2\,dt\right) \tag{3.114}$$

Em regime permanente, o valor médio da tensão ao longo de um período de comutação sobre um indutor é nulo. Resolvendo-se a equação 3.114 e rearranjando seus termos, obtém-se o ganho estático do conversor na equação 3.115 para operação no sentido *buck*, na região R1 e no MCC.

$$q_{4_{MCC_{R1}}} = \frac{E_2}{E_3} = 2\,D \tag{3.115}$$

A expressão 3.115 define o comportamento do conversor no MCC e região R1, e sua característica ideal de transferência revela o comportamento do mesmo, frente a variações da razão cíclica D, conforme representado graficamente na Figura 105.

Figura 105 – Ganho estático para operação no sentido *buck*, na região R1 e em MCC.



Conforme demonstrado na Figura 105, o conversor possui um comportamento abaixador de tensão na região R1, onde se pode obter um ganho máximo de 1/2 na região de fronteira, ou seja, para valor de razão cíclica $D = 0,25$.

3.2.1.3 Determinação dos elementos armazenadores de energia no MCC em R1

A análise da ondulação de corrente em L_a e tensão sobre a carga no sentido *buck*, também se faz necessário para determinar o indutor e o capacitor de filtragem adequadamente.

A tensão sobre o indutor acoplado L_a é definida pela expressão 3.116.

$$V_{La} = L_a \cdot \frac{\Delta I_{La}}{\Delta t_1} \tag{3.116}$$

Como a ondulação de corrente sobre L_1 é igual a ondulação de L_2, a equação 3.116 pode ser reescrita em função destes elementos onde, $L_a = L_{eq1} = L_1 + L_1 \cdot {n_{La}}^2$.

Substituindo as devidas variáreis na equação acima, obtém-se a equação 3.117, que é então utilizada para determinar o valor necessário da indutância L_1 que garanta a operação do conversor no MCC em função da ondulação ΔI_{La}.

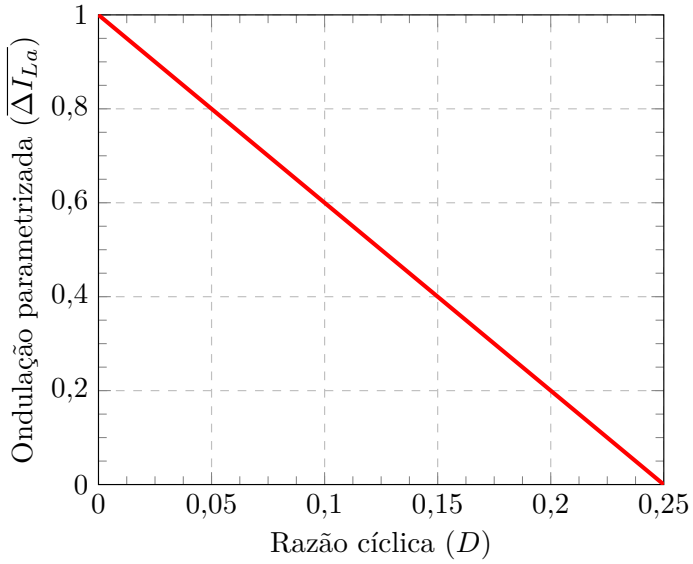
$$L_1 = \frac{E_2}{4\,\Delta I_{La} \cdot f_s} \cdot \frac{n_{La}\,(1 - 4\,D)}{(1 + n_{La}) \cdot (1 + {n_{La}}^2)} \tag{3.117}$$

Em função da equação 3.117 representar a ondulação na corrente elétrica que circula através dos indutores acoplados, é possível normalizar esta expressão em termos dos parâmetros E_2, f_s, L_1 e n_{La}, obtendo-se então, a ondulação de corrente parametrizada na equação 3.118.

$$\overline{\Delta I_{La}} = \frac{4\,\Delta I_{La} \cdot L_1 \cdot f_s}{E_2} \cdot \frac{1}{\beta} = 1 - 4D \tag{3.118}$$

Esta corrente parametrizada é representada graficamente na Figura 106. Neste gráfico é verificado que a máxima ondulação de corrente ocorre com razão cíclica zero, e a menor ondulação ocorrem para $D = 1/4$, de forma similar a um conversor Buck clássico.

Figura 106 – Ondulação da corrente parametrizada sobre L_a para sentido *buck* e região R1.



O valor de indutância necessária para obter certa ondulação de corrente nos indutores acoplados L_b também podem ser determinados a partir da aplicação da equação geral que define o comportamento da tensão sobre um indutor. A indutância equivalente corresponde a duas vezes L_3 na primeira etapa de operação e depende da ondulação em L_a. Portanto, obtém-se o valor necessário da indutância $L_3 = L_4$ que garanta a ondulação de corrente ΔI_{Lb} definida pelo projetista na equação 3.119.

$$L_3 = \frac{E_3}{2\,f_s \cdot (2\,\Delta I_{Lb} - \Delta I_{La})} \cdot D \tag{3.119}$$

A variação da tensão sobre o capacitor de filtro C_2 pode ser escrita pela equação 3.120.

$$\Delta E_2 = \frac{1}{C_2} \cdot \int_0^{\left(\frac{\Delta t_1}{2} + \frac{\Delta t_2}{2}\right)} i_{C2}(t)\,dt \tag{3.120}$$

Durante a primeira e segunda etapas, a corrente no capacitor é a própria ondulação de corrente do indutor L_a, ou seja $i_{C2} = \Delta I_{La}/4$. Aplicando esta corrente a integral acima, o valor da capacitância necessária é então determinado a partir do valor da ondulação de tensão sobre a carga, conforme expressão 3.121.

$$C_2 = \frac{E_2 \cdot \beta}{128\,\Delta E_2 \cdot L_1 \cdot {f_s}^2} \cdot (1 - 4D) = \frac{\Delta I_{La}}{32\,\Delta E_2 \cdot f_s} \tag{3.121}$$

Onde a constante β já foi definida na expressões 3.20, e representa a relação de transformação do indutor acoplado L_a .

3.2.2 MCD para operação no sentido *buck* e região R1

O MCD é definido neste sentido por meio da análise da corrente que circula através do indutor acoplado L_a, onde ela atinge zero sobre os indutores L_1 e L_2 antes de completar um quarto de período de comutação.

O mesmo diagrama de comando ilustrado na Figura 99 é utilizado no MCD, porém, neste modo ocorrem agora doze etapas de operação dentro de um período de comutação. Os intervalos de tempo de cada etapa de funcionamento do conversor estão representados na equação 3.27.

Neste modo e sentido de operação, a fonte E_3 ainda transfere energia para a carga de forma descontínua ao longo de um período de comutação, e a corrente sobre o indutor L_a também se anula em algumas etapas. Por estes motivos, o conversor no MCD e R1 apresenta doze etapas de operação dentro de um período de comutação que serão exploradas a seguir.

A ***1ª etapa*** de operação é iniciada quando o interruptor S_1 é acionado no tempo t_0, aonde começa o armazenamento de energia nos indutores L_a e L_b, e a tensão sobre L_a fica igual a $E_3/2 - E_2$, conforme estado topológico equivalente já ilustrado na Figura 100a, correspondente a 1ª etapa da região R1 no MCC. Com os demais interruptores bloqueados, os diodos D_7 e D_8 conduzem a corrente do indutor L_4 que havia armazenado energia. A corrente drenada da fonte é a mesma do indutor L_3, e em função deste estar acoplado com L_4 e possuírem indutâncias iguais, a tensão sobre cada um é igual ao valor $E_3/2$. Esta etapa é finalizada no tempo t_1, onde durante o intervalo de tempo Δt_1 é a fonte mais L_4 que alimentam o capacitor C_2 e a carga R_4 .

Na ***2ª etapa*** de operação que se inicia no tempo t_1, todos os interruptores então bloqueados, e os indutores acoplados L_a e L_b transferem sua energia para a carga por meio de todos os diodos do grupo inferior ($D_{5...8}$), conforme estado topológico equivalente já ilustrado na Figura 100b, correspondente a 2ª etapa da região R1 no MCC. Durante esta etapa, intervalo de tempo Δt_2, a tensão sobre o indutor L_a passa a ser igual a $-E_2$, e a tensão sobre os indutores L_b vai a zero. A corrente de L_a e do capacitor alimentam a carga, onde esta etapa é finalizada no tempo t_2 com o bloqueio de todos os semicondutores devido a completa desmagnetização dos indutores acoplados.

Na Figura 107, são ilustradas as principais formas de ondas de tensão e de corrente nos indutores do conversor para o MCD que configuram as doze etapas mencionadas.

A ***3ª etapa*** de operação é iniciada no tempo t_2, aonde a completa desmagnetização dos indutores acoplados já ocorreu, a tensão sobre L_a é zero e todos os semicondutores encontram-se bloqueados, conforme estado topológico ilustrado na Figura 108. Durante esta etapa, intervalo de tempo Δt_3, é o capacitor de filtro C_2 que alimenta a carga R_4. A etapa é finalizada no tempo t_3 com o acionamento do interruptor S_3 .

A ***4ª etapa*** de operação é iniciada quando o interruptor S_3 é acionado no tempo t_3, e é similar à 1ª etapa, conforme estado topológico equivalente já ilustrado na Figura 102a, correspondente a 3ª etapa da região R1 no MCC. Esta etapa é finalizada no tempo t_4, onde durante o intervalo de tempo Δt_4 é a fonte mais L_3 que alimentam o capacitor e a carga.

A ***5ª etapa*** de operação que se inicia no tempo t_4, é igual a 2ª etapa descrita anteriormente. A etapa é finalizada no tempo t_5 com a completa desmagnetização dos indutores.

A ***6ª etapa*** de operação que se inicia no tempo t_5, é igual a 3ª etapa descrita anteriormente, onde seu circuito equivalente é ilustrado na Figura 108.

A ***7ª etapa*** de operação é iniciada quando o interruptor S_2 é acionado no tempo t_6, e é similar à 1ª etapa, conforme estado topológico já ilustrado na Figura 102b, correspondente a 5ª etapa da região R1 no MCC.

A ***8ª etapa*** de operação que se inicia no tempo t_7 é igual a 2ª etapa descrita anteriormente. A etapa é finalizada no tempo t_8 com a completa desmagnetização dos indutores.

Figura 107 – Principais formas de ondas idealizadas sobre os indutores para operação no sentido *buck*, em MCD e R1.

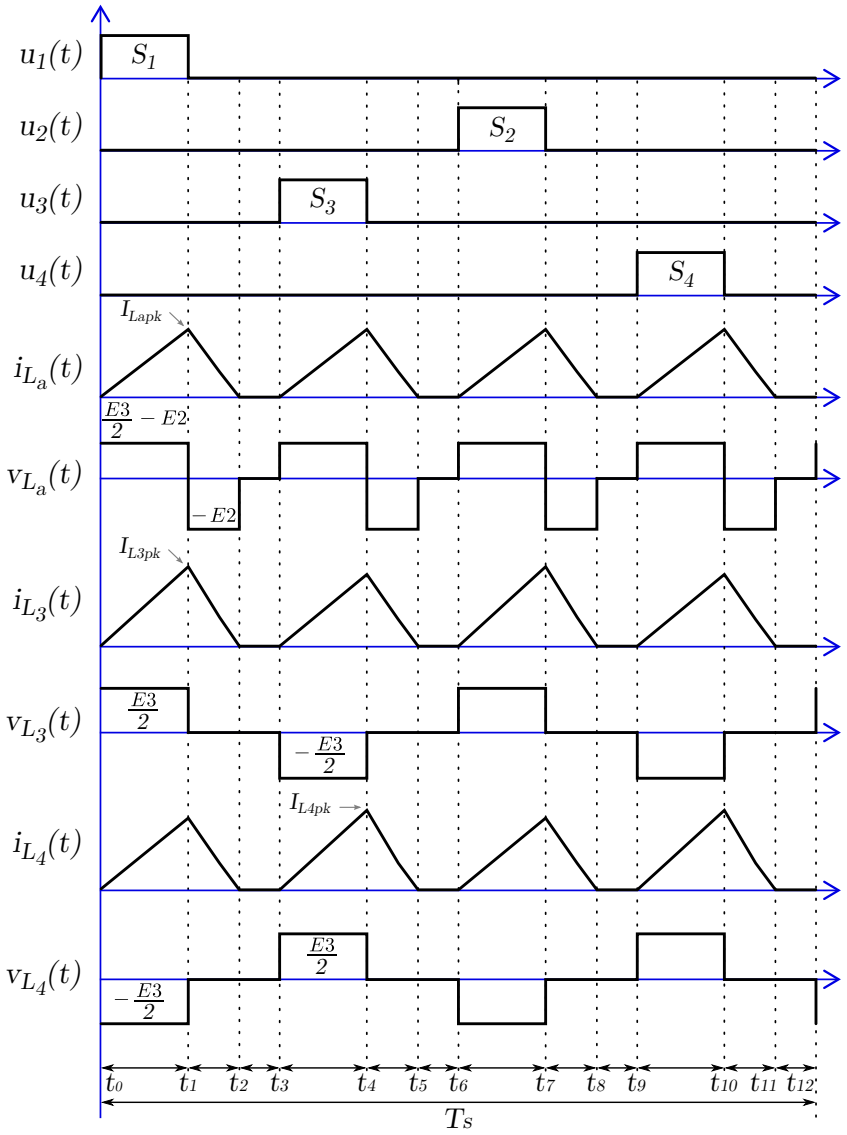
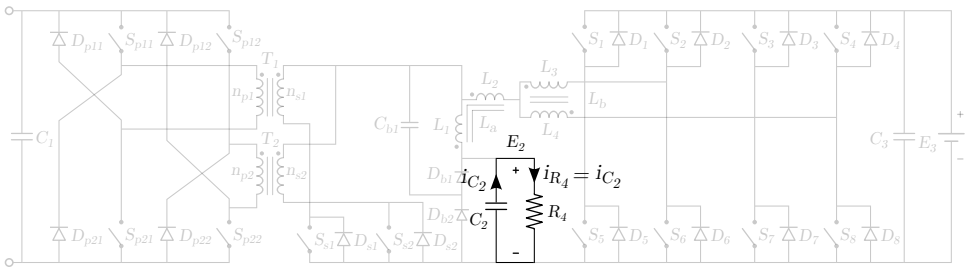


Figura 108 – Circuitos equivalentes para 3ª, 6ª, 9ª e 12ª etapas de operação em MCD, sentido *buck* e R1.



A ***9ª etapa*** de operação que se inicia no tempo t_8 é igual a 3ª etapa, onde o circuito equivalente é ilustrado na Figura 108. A etapa é finalizada no tempo t_9 com o acionamento do interruptor S_4.

A ***10ª etapa*** de operação é iniciada quando o interruptor S_4 é acionado no tempo t_9, e é similar à 4ª etapa, conforme estado topológico já ilustrado na Figura 103, correspondente a 7ª etapa da região R1 no MCC.

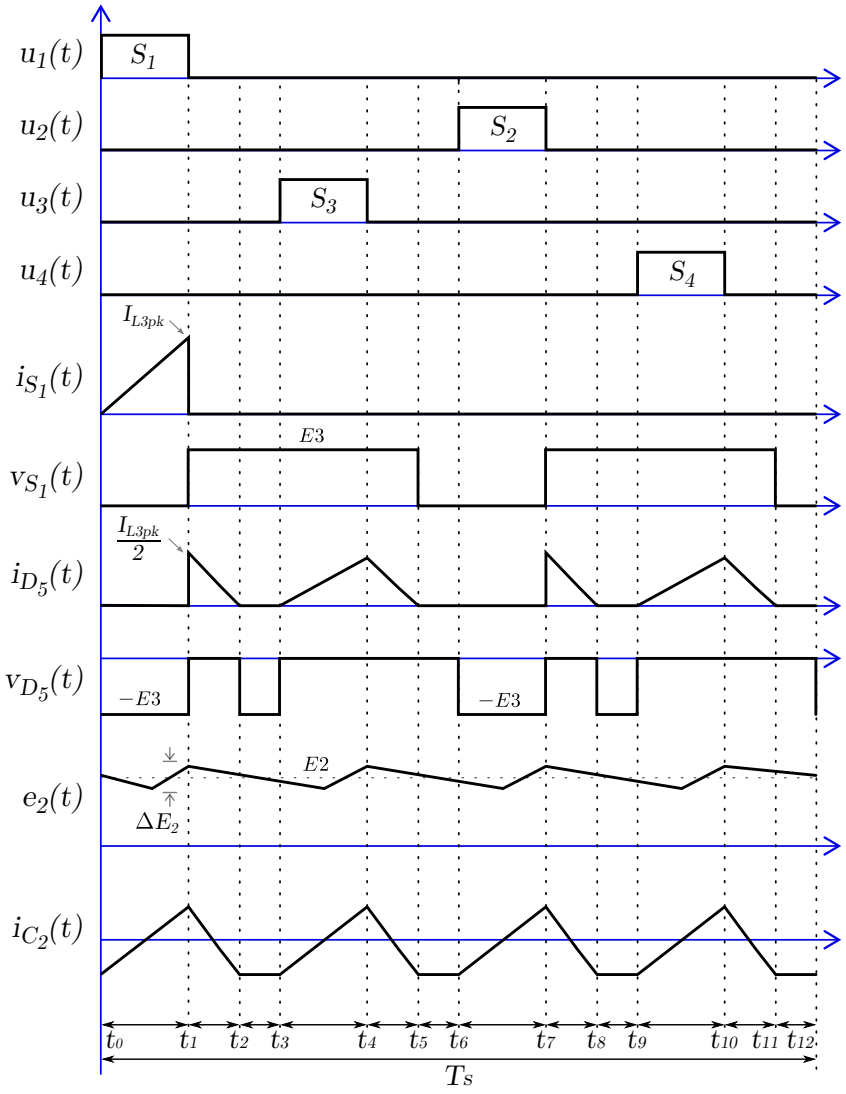
A ***11ª etapa*** de operação que se inicia no tempo t_{10} é igual a 2ª etapa descrita anterior-

mente. A etapa é finalizada no tempo t_{11} com o bloqueio de todos os semicondutores devido a completa desmagnetização dos indutores acoplados.

A ***12ª etapa*** de operação que se inicia no tempo t_{11} é igual a 3ª etapa, onde o circuito equivalente é ilustrado na Figura 108. Durante esta etapa, intervalo de tempo Δt_{12}, é o capacitor de filtro que alimenta a carga. A etapa é finalizada no tempo t_{12} com o acionamento do interruptor S_1 que reinicia um novo período de comutação.

A partir destas doze etapas de operação, foram traçadas as principais formas de ondas que correspondem ao MCD e região R1 do conversor na Figura 109.

Figura 109 – Forma de onda básicas e idealizadas com os principais esforços nos elementos do conversor para sentido *buck* no MCD em R1.



3.2.2.1 Ganho estático no MCD para região R1

O ganho estático no MCD é determinado da mesma forma que foi apresentado para o sentido *boost*, a partir da energia fornecida pela fonte $W_{E3} = E_3 \cdot I_{E3} \cdot T_s$ e a energia consumida pela carga $W_{R4} = E_2 \cdot I_{R4} \cdot T_s$ em um período de comutação.

Conforme ilustrado nas formas de ondas da Figura 107, a ondulação de corrente sobre o indutor L_a é a própria corrente máxima, que é obtida aplicando a equação 3.122 na primeira e

segunda etapas.

$$I_{L_{max}} = \frac{V_{L_{max}} \cdot \Delta t}{L_{eq1}} \tag{3.122}$$

Durante a primeira etapa, a corrente máxima no indutor L_a é a mesma da saída, e pode ser escrita pela expressão 3.123.

$$I_{La_{max}} = \frac{(E_3 - 2\,E_2) \cdot n_{La}}{2\,L_1 \cdot (1 + n_{La}) \cdot (1 + {n_{La}}^2) \cdot f_s} \cdot D \tag{3.123}$$

Durante a segunda etapa, a corrente máxima no indutor L_a pode ser escrita pela expressão 3.124.

$$I_{La_{max}} = \frac{t_d \cdot \left(\frac{E_2}{1 + n_{La}} \cdot n_{La}\right)}{L_1 + L_1 \cdot {n_{La}}^2} \tag{3.124}$$

As expressões 3.123 e 3.124 são igualadas, e se pode extrair o tempos de desmagnetização t_d na equação 3.125.

$$t_d = \frac{E_3 - 2\,E_2}{2\,E_2 \cdot f_s} \cdot D \tag{3.125}$$

A energia consumida pela carga em um período de comutação é:

$$W_{E2} = 4\,E_2 \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{(E_3 - 2\,E_2) \cdot n_{La}}{2\,L_1 \cdot (1 + n_{La}) \cdot (1 + {n_{La}}^2) \cdot f_s} \cdot D \cdot (t_d + \Delta t_1) \tag{3.126}$$

A energia fornecida pela fonte é dada pela seguinte expressão:

$$W_{E3} = E_3 \cdot I_{E3} \cdot T_s \tag{3.127}$$

Aplicando a equação 3.125 na equação 3.126 e igualando as equações 3.127 e 3.126, onde a lei da conservação de energia estabelece que a quantidade total de energia em um sistema isolado permanece constante. Assim, após as manipulações matemáticas necessárias, obtém-se o ganho estático no MCD para a região R1 na equação 3.128.

$$q_{4_{MCD_{R1}}} = \frac{\beta \cdot D^2}{2\,\beta \cdot D^2 + \overline{i_{R4}}} \tag{3.128}$$

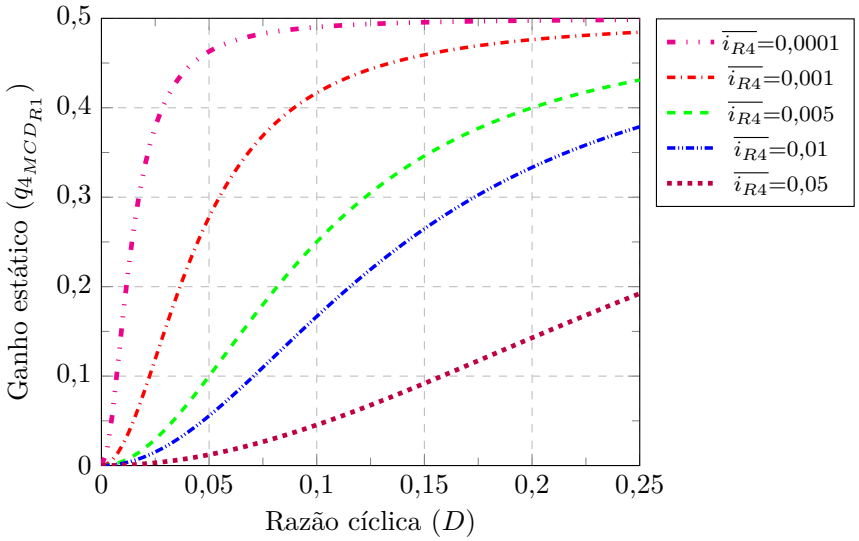
A expressão para a corrente parametrizada é definida na equação 3.129.

$$\overline{i_{R4}} = \frac{2\,I_{R4} \cdot L_1 \cdot f_s}{E_3} \tag{3.129}$$

A Figura 110 mostra a característica de transferência estática do conversor proposto operando na região R1 no MCD e em regime permanente para diferentes valores de corrente parametrizada quando a relação de transformação é mantida constante em $n_{La} = 1$, resultando em uma constante $\beta = 1/4$, frente a variações da razão cíclica D.

A expressão 3.128 define o comportamento do conversor no MCD, e sua característica ideal de transferência revela que a tensão de saída sofre varição com a mudança da corrente de carga do conversor.

Figura 110 – Ganho estático para operação no sentido *buck*, região R1 com $n_{La} = 1$ em MCD.



3.2.3 MCCr para operação no sentido *buck* e região R1

A operação do conversor no MCCr, é caracterizada como o limite entre a condução descontínua e a condução contínua da corrente do indutor acoplado L_a e L_b ou seja, a corrente do indutor L_1 anula-se exatamente no final de um quarto de período de comutação. Desta forma, define-se uma indutância crítica baseada no indutor L_1 de interesse que também torna a corrente sobre L_3 e L_4 crítica.

A indutância crítica também é obtida a partir da equação fundamental que descreve o comportamento da tensão sobre um indutor. Então, a corrente máxima sobre ele na primeira etapa é descrita pela equação 3.130.

$$I_{L1_{max}} = 2 \cdot I_{R4} \tag{3.130}$$

E a corrente máxima sobre ele na segunda etapa é descrita pela equação 3.131.

$$I_{L1_{max}} = \frac{(E_3 - E_2) \cdot n_{La} \cdot D}{2\,(1 + n_{La})\,(L_1 + L_1 \cdot {n_{La}}^2) \cdot f_s} \tag{3.131}$$

Igualando-se as expressões 3.130 e 3.131, e manipulando as equações em função da indutância L_1, obtém-se a expressão 3.132, que representa a indutância crítica do conversor operando na região R1 e sentido *buck*.

$$L_{1_{MCCr}} = \frac{E_2 \cdot n_{La} \cdot (1 - 4\,D)}{8\,I_{R4} \cdot f_s \cdot (1 + n_{La}) \cdot (1 + {n_{La}}^2)} \tag{3.132}$$

Esta indutância crítica indica o valor mínimo do indutor necessário para garantir condução contínua ao conversor, ou seja, qualquer valor abaixo deste, força o conversor a operar no modo de condução descontínuo $0 < L_{1_{MCD}} < L_{1_{MCCr}}$.

Sendo a condução crítica o limite entre o MCC e o MCD, os ganhos estáticos para estes modos de operação são iguais quando o conversor opera em condução crítica. Portanto, a

determinação do ganho crítico pode ser realizada igualando a expressão 3.115 e 3.128. Assim:

$$2\,D = \frac{\beta \cdot D^2}{2\,\beta \cdot D^2 + \overline{i_{R4}}} \tag{3.133}$$

Trabalhando a expressão 3.133, e reorganizando as variáveis para o razão cíclica crítica, obtém-se a expressão 3.134.

$$D_{Cr} = \begin{cases} \dfrac{\beta + \sqrt{\beta^2 - 32\,\beta \cdot \overline{i_{R4}}}}{8\,\beta} \\ \dfrac{\beta - \sqrt{\beta^2 - 32\,\beta \cdot \overline{i_{R4}}}}{8\,\beta} \end{cases} \tag{3.134}$$

Substituindo a expressão 3.134 em 3.115, encontra-se as seguintes expressões que são soluções para o ganho estático no MCCr.

$$q'_{4_{MCCr}} = \frac{\beta + \sqrt{\beta^2 - 32\,\beta \cdot \overline{i_{R4}}}}{4\,\beta} \tag{3.135}$$

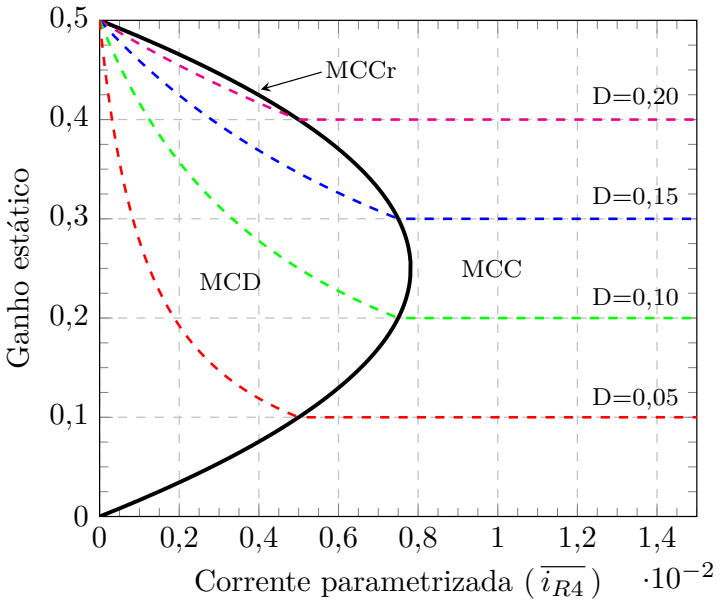
$$q''_{4_{MCCr}} = \frac{\beta - \sqrt{\beta^2 - 32\,\beta \cdot \overline{i_{R4}}}}{4\,\beta} \tag{3.136}$$

3.2.4 Característica de saída no sentido *buck* para R1

A análise resultante das expressões de ganho estático definidas anteriormente para a operação na região R1 nos modos de condução contínuo, descontínuo e crítico, possibilita a compreensão das características de operação do conversor proposto.

Partindo disto, é possível traçar a característica de saída do conversor que opera no sentido *buck* e região R1 em função do valor de corrente parametrizada da carga $\overline{i_{R4}}$ e considerando $n_{La} = 1$, conforme Figura 111.

Figura 111 – Característica de carga para operação no sentido *buck* e região R1.



Conforme pode ser observado, o conversor proposto apresenta uma característica similar ao do conversor Buck clássico. Neste contexto, verifica-se que a tensão sobre a carga varia ao longo da região do MCD com a variação da corrente parametrizada, no entanto, esta área do MCD é menor do que a do conversor Buck clássico. Isto significa que a área de operação no MCC é maior, possibilitando uma operação mais estável do conversor para uma faixa mais extensa de carga.

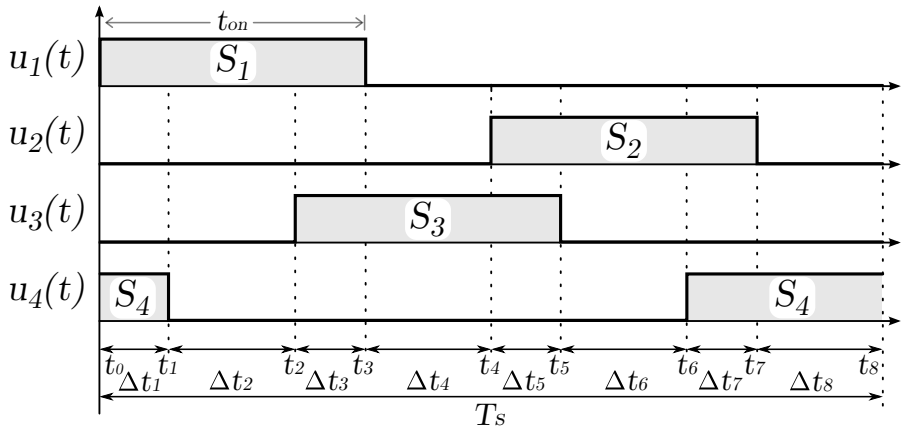
3.2.5 MCC para operação no sentido *buck* e região R2

Na Figura 112, é ilustrado o diagrama de comando simplificado com os intervalos de tempo dos interruptores superiores da topologia para operação no sentido *buck* e região R2.

Os mesmos intervalos de tempo descritos nas equações 3.4 e 3.43, são iguais e serão utilizados para descrever a operação na região R2.

Nesta região, a fonte E_3 passa a transferir energia para a carga de forma contínua ao longo de um período de comutação, e o indutor L_a continua sendo percorrido por corrente não nula. A região R2 também apresenta oito etapas de operação dentro de um período de comutação, conforme descrito a seguir.

Figura 112 – Sinais de comando dos interruptores no sentido *buck* para a região R2.



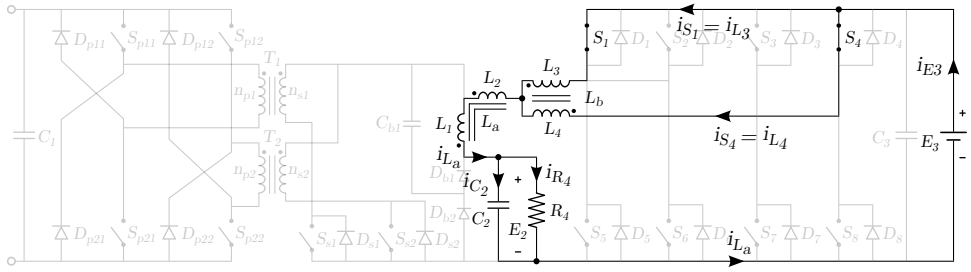
A ***1ª etapa*** de operação é iniciada quando o interruptor S_1 é acionado no tempo t_0 e o interruptor S_4 ainda esta em condução, aonde começa o armazenamento de energia nos indutores acoplados L_a e L_b, e a tensão sobre L_a fica igual a $E_3 - E_2$, conforme estado topológico equivalente na Figura 113a. Com dois interruptores de braços opostos estão em condução, não ocorre a circulação de corrente pelos diodos do grupo inferior, onde a carga R_4 e o capacitor C_2 são alimentados exclusivamente pelo fonte E_3 durante o intervalo de tempo Δt_1. A corrente drenada da fonte é a mesma do indutor L_a e é dividida entre os indutores L_3 e L_4. Como eles estão acoplados e possuem indutâncias iguais, a tensão sobre eles é zero. Esta etapa é finalizada no tempo t_1 com o bloqueio de S_4 .

Na ***2ª etapa*** de operação que se inicia no tempo t_1, o interruptor S_4 é bloqueado e somente S_1 continua conduzindo, conforme estado topológico equivalente na Figura 113b. O armazenamento de energia no indutor L_3 continua, enquanto os indutores L_4 e L_a transferem sua energia para a carga por meio dos diodos D_7 e D_8. A tensão sobre L_a fica igual a $E_3/2 - E_2$ e a corrente drenada da fonte é a mesma do indutor L_3. A tensão sobre os indutores L_3 e L_4 fica igual a $E_3/2$. Esta etapa é finalizada no tempo t_2, onde durante o intervalo de tempo Δt_2 é a fonte via L_3 e o capacitor C_2, que alimentam a carga R_4 .

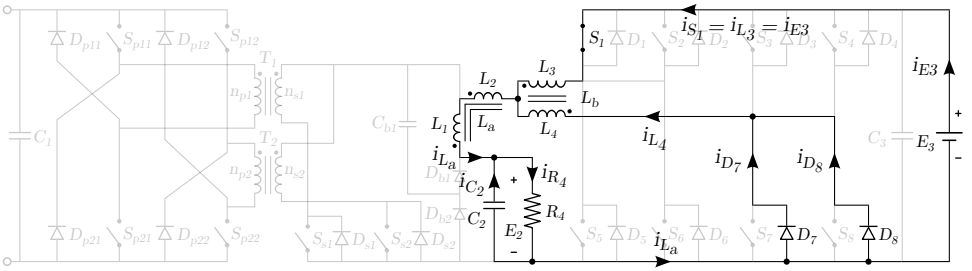
Na Figura 114, são ilustradas as principais formas de ondas de tensão e de corrente nos indutores do conversor para o MCC que configuram as oito etapas mencionadas para a região R2 e sentido *buck*.

Figura 113 – Circuitos equivalentes para 1ª e 2ª etapas de operação em MCC, sentido *buck* e R2.

(a) 1ª etapa de operação.



(b) 2ª etapa de operação.



A ***3ª etapa*** de operação é iniciada quando o interruptor S_3 é acionado no tempo t_2 e o interruptor S_1 ainda esta em condução, aonde continua o armazenamento de energia nos indutores acoplados L_a e L_b, e a tensão sobre L_a fica novamente $E_3 - E_2$, conforme estado topológico equivalente na Figura 115a. Como interruptores de braços opostos estão em condução, não ocorre a circulação de corrente pelos diodos do grupo inferior, onde a carga e o capacitor C_2 são novamente alimentados exclusivamente pelo fonte E_3 durante o intervalo de tempo Δt_3. A corrente drenada da fonte é a mesma do indutor L_a e é dividida entre os indutores L_3 e L_4. A tensão sobre os indutores L_3 e L_4 volta a zero. Esta etapa é finalizada no tempo t_3 com o bloqueio de S_1 .

Na ***4ª etapa*** de operação que se inicia no tempo t_3, o interruptor S_1 é bloqueado e somente S_3 continua conduzindo, conforme estado topológico equivalente na Figura 115b. O armazenamento de energia no indutor L_4 continua, enquanto os indutores L_3 e L_a transferem sua energia para a carga por meio dos diodos D_5 e D_6. Esta etapa é finalizada no tempo t_4, onde durante o intervalo de tempo Δt_4 é a fonte, agora via L_4 e o capacitor C_2, que alimentam a carga.

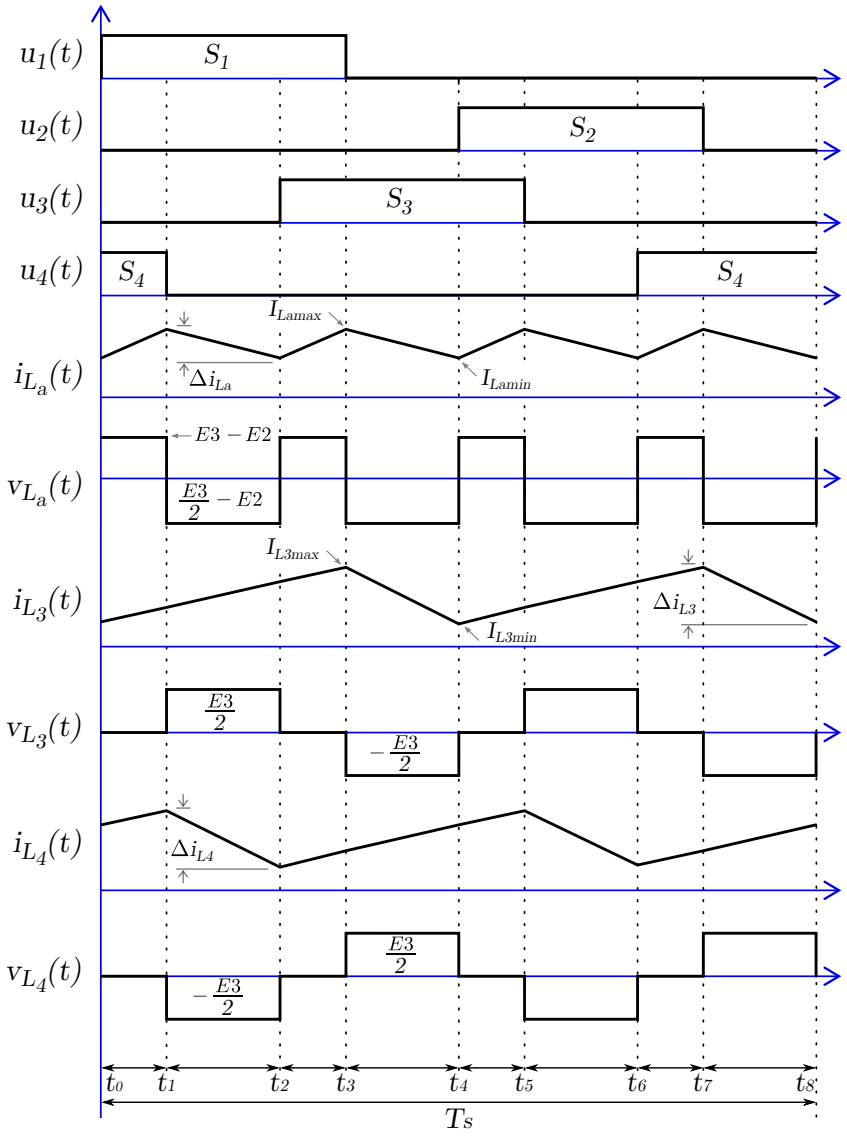
A ***5ª etapa*** de operação é iniciada quando o interruptor S_2 é acionado no tempo t_4 e o interruptor S_3 ainda esta em condução. Esta etapa é similar à 1ª etapa, conforme estado topológico equivalente na Figura 116a. Esta etapa é finalizada no tempo t_5 com o bloqueio de S_3 .

Na ***6ª etapa*** de operação que se inicia no tempo t_5, o interruptor S_3 é bloqueado e somente S_2 continua conduzindo, conforme estado topológico equivalente na Figura 116b. Esta etapa é similar à 2ª etapa, e é finalizada no tempo t_6, onde durante o intervalo de tempo Δt_6 é a fonte, agora via L_3, e o capacitor que alimentam a carga.

A ***7ª etapa*** de operação é iniciada quando o interruptor S_4 é acionado no tempo t_6 e o interruptor S_2 ainda esta em condução, conforme estado topológico equivalente na Figura 117a. Esta etapa é similar à 3ª etapa, e é finalizada no tempo t_7 com o bloqueio de S_2 .

Na ***8ª etapa*** de operação que se inicia no tempo t_7, o interruptor S_2 é bloqueado e somente S_4 continua conduzindo, similar à 4ª etapa, conforme estado topológico equivalente na Figura 117b. Esta etapa é finalizada no tempo t_8, onde durante o intervalo de tempo Δt_8

Figura 114 – Principais formas de ondas idealizadas sobre os indutores para sentido *buck* no MCC e em R2.



é a fonte, agora via L_4, com o capacitor que alimentam a carga, encerrando um período de comutação do conversor na região R2.

3.2.5.1 Característica ideal de transferência estática no MCC e região R2

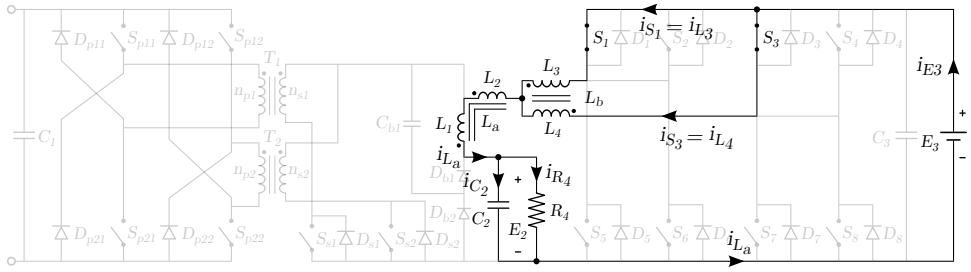
A partir destas oito etapas de operação, foram traçadas as principais formas de ondas que correspondem ao MCC e região R2 do conversor que ilustram os esforços nos elementos ativos e sobre o capacitor de filtro na Figura 118. A partir destas formas de ondas e de seus patamares, serão definidas posteriormente, as expressões e esforços nos elementos do conversor para a região R2.

As tensões instantâneas nos indutores acoplados L_1 e L_2 são definidas pelas equações 3.137 e 3.138:

$$v_{L1}(t) = \begin{cases} \dfrac{E_3 - E_2}{1 + n_{La}} & ; \quad \text{para} \quad 1^{\,a}, 3^{\,a}, 5^{\,a} \text{ e } 7^{\,a} \text{ etapas} \\ -\dfrac{2\,E_2 - E_3}{2\,(1 + n_{La})} & ; \quad \text{para} \quad 2^{\,a}, 4^{\,a}, 6^{\,a} \text{ e } 8^{\,a} \text{ etapas} \end{cases} \tag{3.137}$$

Figura 115 – Circuitos equivalentes para 3ª e 4ª etapas de operação em MCC, sentido *buck* e R2.

(a) 3ª etapa de operação.



(b) 4ª etapa de operação.

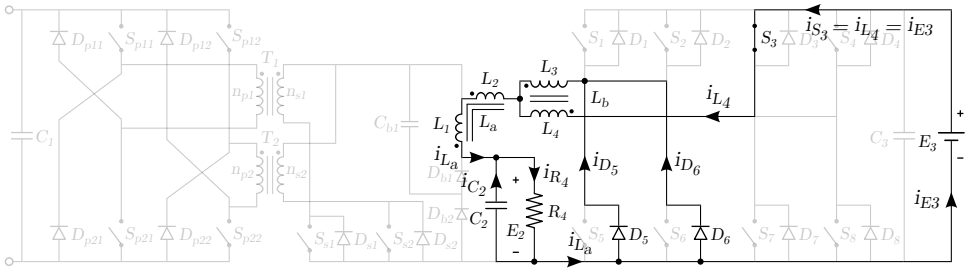
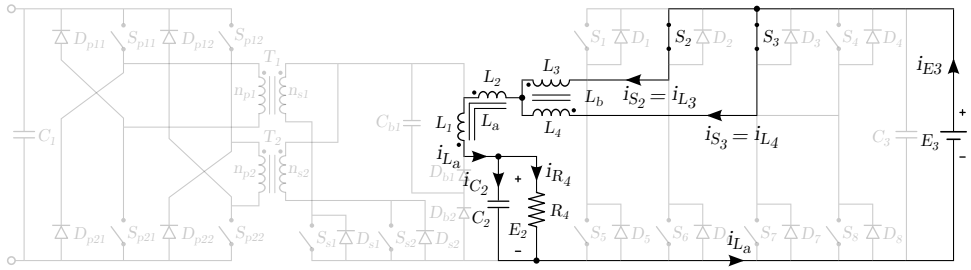
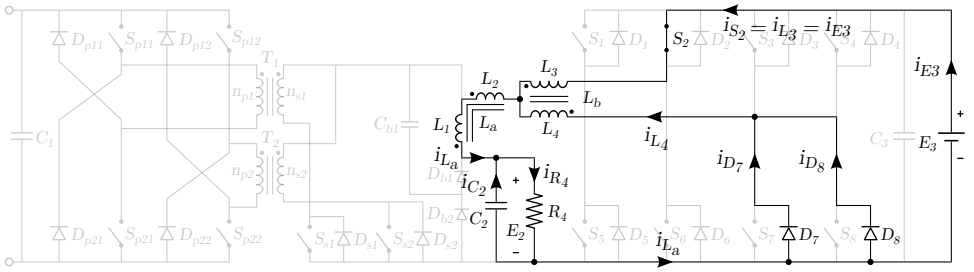


Figura 116 – Circuitos equivalentes para 5ª e 6ª etapas de operação em MCC, sentido *buck* e R2.

(a) 5ª etapa de operação.



(b) 6ª etapa de operação.

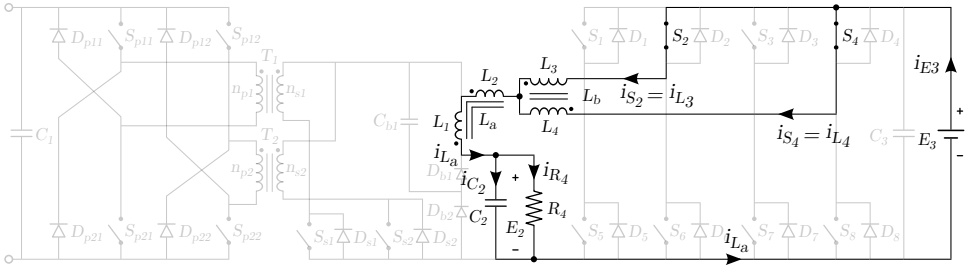


$$v_{L2}(t) = \begin{cases} \dfrac{E_3 - E_2}{1 + n_{La}} \cdot n_{La} & ; \quad \text{para} \quad 1\,^{\text{a}}, 3\,^{\text{a}}, 5\,^{\text{a}} \text{ e } 7\,^{\text{a}} \text{ etapas} \\ -\dfrac{(2\,E_2 - E_3) \cdot n_{La}}{2\,(1 + n_{La})} & ; \quad \text{para} \quad 2\,^{\text{a}}, 4\,^{\text{a}}, 6\,^{\text{a}} \text{ e } 8\,^{\text{a}} \text{ etapas} \end{cases} \tag{3.138}$$

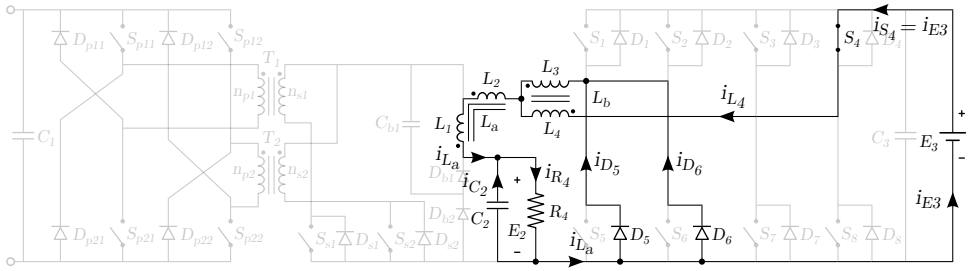
As tensões instantâneas nos indutores acoplados L_3 e L_4 são definidas pelas equações 3.139

Figura 117 – Circuitos equivalentes para 7ª e 8ª etapas de operação em MCC, sentido *buck* e R2.

(a) 7ª etapa de operação.



(b) 8ª etapa de operação.



e 3.140:

$$v_{L3}(t) = \begin{cases} 0 & ; \quad \text{para} \quad 1^{\,\text{a}}, 3^{\,\text{a}}, 5^{\,\text{a}} \text{ e } 7^{\,\text{a}} \text{ etapas} \\ \dfrac{E_3}{2} & ; \quad \text{para} \quad 2^{\,\text{a}} \text{ e } 6^{\,\text{a}} \text{ etapas} \\ -\dfrac{E_3}{2} & ; \quad \text{para} \quad 4^{\,\text{a}} \text{ e } 8^{\,\text{a}} \text{ etapas} \end{cases} \tag{3.139}$$

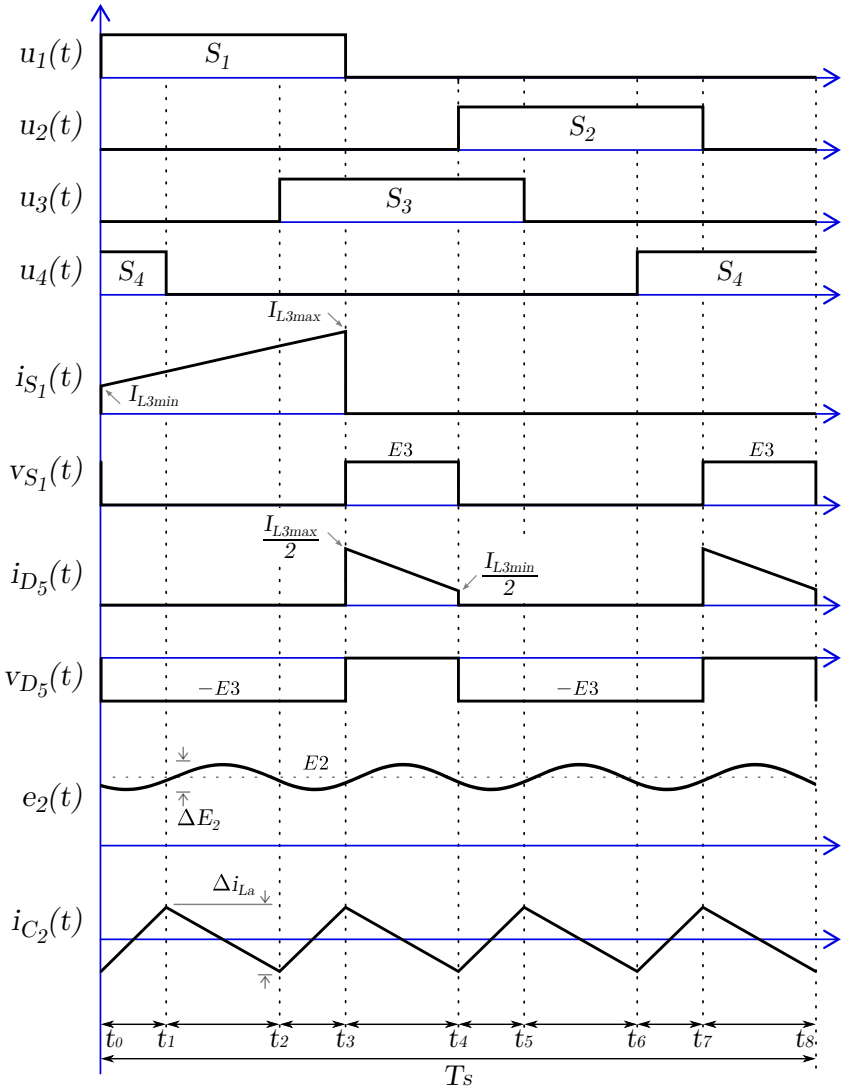
$$v_{L4}(t) = \begin{cases} 0 & ; \quad \text{para} \quad 1^{\,\text{a}}, 3^{\,\text{a}}, 5^{\,\text{a}} \text{ e } 7^{\,\text{a}} \text{ etapas} \\ -\dfrac{E_3}{2} & ; \quad \text{para} \quad 2^{\,\text{a}} \text{ e } 6^{\,\text{a}} \text{ etapas} \\ \dfrac{E_3}{2} & ; \quad \text{para} \quad 4^{\,\text{a}} \text{ e } 8^{\,\text{a}} \text{ etapas} \end{cases} \tag{3.140}$$

A corrente instantânea através do indutor acoplado L_a é obtida a partir da expressão 3.141, e é igual a $i_{La} = i_{L1} = i_{L2}$.

$$i_{La}(t) = \begin{cases} i_{La}(t_0) + \dfrac{E_2 \cdot n_{La}}{8\, L_1\, (1 + n_{La}) \cdot (1 + {n_{La}}^2)} \cdot (t - t_0) & ; \quad 1^{\,\text{a}}, 3^{\,\text{a}}, 5^{\,\text{a}} \text{ e } 7^{\,\text{a}} \text{ etapas} \\ i_{La}(t_1) - \dfrac{E_2 \cdot n_{La}}{8\, L_1\, (1 + n_{La}) \cdot (1 + {n_{La}}^2)} \cdot (t - t_1) & ; \quad 2^{\,\text{a}}, 4^{\,\text{a}}, 6^{\,\text{a}} \text{ e } 8^{\,\text{a}} \text{ etapas} \end{cases} \tag{3.141}$$

A corrente instantânea que circula pelo interruptor S_1 e pelo diodo D_5 é obtida a partir

Figura 118 – Forma de onda básicas e idealizadas com os principais esforços nos elementos para sentido *buck* no MCC e em R2.



das expressões 3.142 e 3.143:

$$i_{S1}(t) = \begin{cases} i_{L3}(t_0) + \dfrac{(2\,E_2 - E_3)\cdot n_{La}}{2\,(1+n_{La})\cdot(L_1 + L_1 {n_{La}}^2)} \cdot (t - t_0) & ; \quad \text{para} \quad t_0 \le t \le t_1 \\ i_{L3}(t_1) + \dfrac{E_3}{4\,L_3} \cdot (t - t_1) & ; \quad \text{para} \quad t_1 \le t \le t_2 \\ i_{L3}(t_2) + \dfrac{(2\,E_2 - E_3)\cdot n_{La}}{2\,(1+n_{La})\cdot(L_1 + L_1 {n_{La}}^2)} \cdot (t - t_2) & ; \quad \text{para} \quad t_2 \le t \le t_3 \\ 0 & ; \quad \text{para} \quad t_3 \le t \le T_s \end{cases} \tag{3.142}$$

$$i_{D5}(t) = \begin{cases} 0 & ; \quad \text{para} \quad t_0 \le t \le t_3 \\ \dfrac{i_{L3}}{2}(t_3) - \dfrac{E_3}{8\,L_3} \cdot (t - t_3) & ; \quad \text{para} \quad t_3 \le t \le t_4 \\ 0 & ; \quad \text{para} \quad t_4 \le t \le t_7 \\ \dfrac{i_{L3}}{2}(t_7) - \dfrac{E_3}{8\,L_3} \cdot (t - t_7) & ; \quad \text{para} \quad t_7 \le t \le T_s \end{cases} \tag{3.143}$$

A tensão instantânea que o interruptor S_1 e o diodo D_5 estão submetidos é dado pelas expressões 3.144 e 3.145:

$$v_{S1}(t) = \begin{cases} 0 & ; \quad \text{para} \quad t_0 \leq t \leq t_3 \\ E_3 & ; \quad \text{para} \quad t_3 \leq t \leq t_4 \\ 0 & ; \quad \text{para} \quad t_4 \leq t \leq t_7 \\ E_3 & ; \quad \text{para} \quad t_7 \leq t \leq T_s \end{cases} \tag{3.144}$$

$$v_{D5}(t) = \begin{cases} -E_3 & ; \quad \text{para} \quad t_0 \leq t \leq t_3 \\ 0 & ; \quad \text{para} \quad t_3 \leq t \leq t_4 \\ -E_3 & ; \quad \text{para} \quad t_4 \leq t \leq t_7 \\ 0 & ; \quad \text{para} \quad t_7 \leq t \leq T_s \end{cases} \tag{3.145}$$

3.2.5.2 Ganho estático no MCC para região R2

O ganho estático é determinado como uma relação entre a tensão sobre a carga e a tensão da fonte. E para obtê-lá na região R2, analisa-se a energia armazenada no indutor de interesse que é L_a .

A frequência de ondulação da corrente no indutor L_a é igual a quatro vezes a frequência de comutação. Portanto, um período completo da corrente no indutor é definido pelo tempo de duração da primeira e segunda etapa de operação e igual a $T_s/4$. A energia armazenada neste indutor durante o intervalo Δt_1 é transferida para a carga no intervalo Δt_2, e a expressão que define o ganho estático no MCC é obtida a partir do cálculo do valor médio desta tensão.

$$\overline{V_{La}}(t) = \frac{4}{T_s}\left(\int_0^{\Delta t_1} [E_3 - E_2]\, dt + \int_0^{\Delta t_2} \left[\frac{E_3}{2} - E_2\right] dt\right) \tag{3.146}$$

Em regime permanente, o valor médio da tensão ao longo de um período de comutação sobre um indutor é nulo. Resolvendo-se a equação 3.146 e rearranjando seus termos, obtém-se o ganho estático do conversor na equação 3.147 para operação no sentido *buck*, na região R2 e no MCC.

$$q_{4_{MCC_{R2}}} = \frac{E_2}{E_3} = 2\,D \tag{3.147}$$

A expressão 3.147 define o comportamento do conversor no MCC e na região R2, e sua característica ideal de transferência revela o comportamento do mesmo, frente a variações da razão cíclica D, conforme representado graficamente na Figura 119.

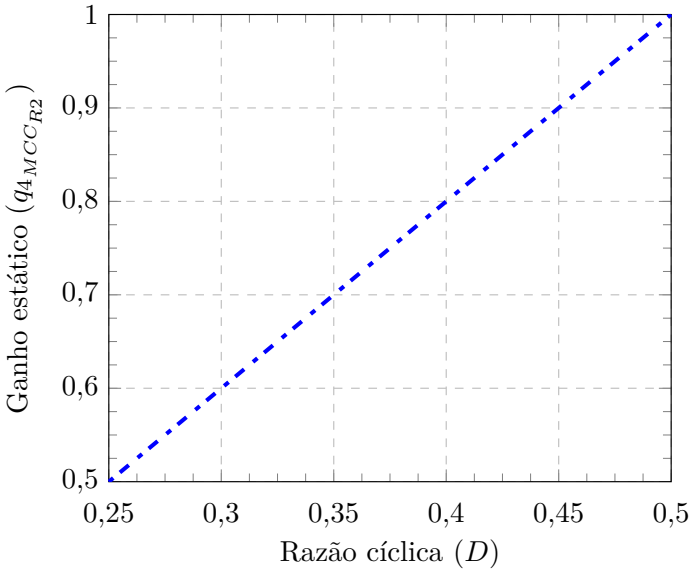
Conforme demonstrado na Figura 119, o conversor possui um comportamento abaixador de tensão na região R2, de forma similar à região R1, onde se pode obter um ganho máximo de 1 na região de fronteira, ou seja, para valor de razão cíclica $D = 0,5$.

3.2.5.3 Determinação dos elementos armazenadores de energia no MCC em R2

A análise da ondulação de corrente em L_1 na região R2 e tensão sobre a carga no sentido *buck*, também se faz necessário para determinar o indutor e o capacitor de filtragem adequadamente.

Como a ondulação de corrente sobre L_1 é igual a em L_2, e aplicando a equação geral da tensão sobre o indutor, e reescrevendo a função deste elemento onde, $L_a = L_{eq1} = L_1 + L_1 \cdot {n_{La}}^2$. Substituindo as devidas variáreis na equação geral do indutor, obtém-se a equação 3.148, que é

Figura 119 – Ganho estático para operação no sentido *buck*, na região R2 e em MCC.



então utilizada para determinar o valor necessário da indutância L_1 que garanta a operação do conversor no MCC em função da ondulação ΔI_{La} na região R2.

$$L_1 = \frac{E_2}{8\,\Delta I_{La} \cdot f_s} \cdot \frac{n_{La} \cdot (1-2D) \cdot (4D-1)}{(1+n_{La}) \cdot (1+{n_{La}}^2) \cdot D} \tag{3.148}$$

Como a equação 3.148 representa a ondulação na corrente elétrica que circula através dos indutores acoplados L_a, é possível normalizar esta expressão em termos dos parâmetros E_2, f_s, L_1 e n_{La}, obtendo-se então, a ondulação de corrente parametrizada para a região R2 na equação 3.149.

$$\overline{\Delta I_{La}} = \frac{8\,\Delta I_{La} \cdot L_1 \cdot f_s}{E_2} \cdot \frac{1}{\beta} = \frac{(1-2\,D) \cdot (4\,D-1)}{D} \tag{3.149}$$

Esta corrente parametrizada é representada graficamente na Figura 120. Neste gráfico é verificado que a máxima ondulação de corrente ocorre para valor de razão cíclica de $D = 1/\sqrt{8}$ e ondulação parametrizada de $\overline{\Delta I_{La}} = 0,343$, que são obtidos derivando a expressão 3.149 e igualando a mesma a zero.

O valor de indutância necessária para obter certa ondulação de corrente nos indutores acoplados L_b também podem ser determinados a partir da aplicação da equação geral que define o comportamento da tensão sobre um indutor.

Na primeira etapa, a ondulação sobre L_b é representada pela expressão 3.150.

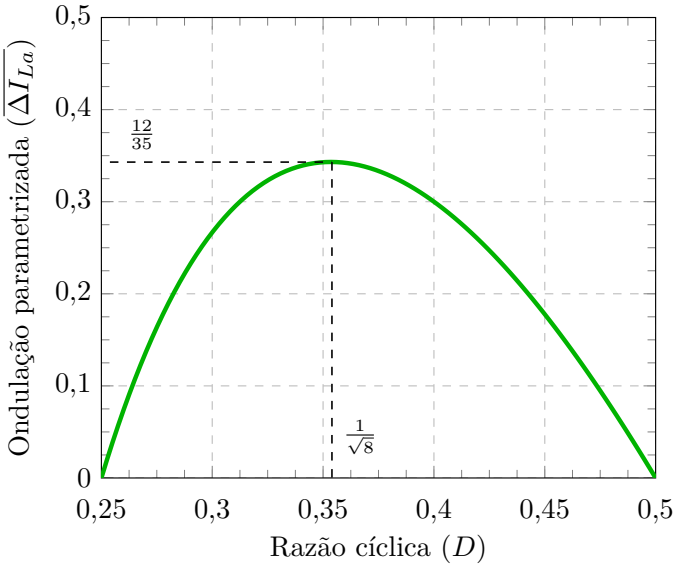
$$\Delta I_{Lb} = \Delta I_{L3} = \Delta I_{L4} = \Delta I_{La} \tag{3.150}$$

Durante a segunda etapa, a ondulação sobre o indutor L_4 é representada pela expressão 3.151, onde transfere sua energia para a carga, pois esta descarregando.

$$\Delta L_{L4} = -(\Delta I_{La} + \Delta I_{L3}) \tag{3.151}$$

Aplicando as devidas variáveis acima na equação geral do indutor, obtém-se o valor necessário da indutância $L_3 = L_4$, que garanta a ondulação de corrente ΔI_{Lb} definida pelo

Figura 120 – Ondulação da corrente parametrizada sobre o indutor L_a para sentido *buck* e região R2.



projetista na equação 3.152 para a operação na região R2. Desta forma, é possível verificar que o valor de indutância de L_b também depende da ondulação de corrente ΔI_{La} .

$$L_3 = \frac{E_3}{4\,(-\Delta I_{La} - 2\,\Delta I_{Lb}) \cdot f_s} \cdot (1 - 2\,D) \tag{3.152}$$

A variação da tensão sobre o capacitor de filtro pode ser escrita pela equação 3.153.

$$\Delta E_2 = \frac{1}{C_2} \cdot \int_0^{\left(\frac{\Delta t_1}{2} + \frac{\Delta t_2}{2}\right)} i_{C3}(t)\,dt \tag{3.153}$$

Durante a primeira e segunda etapas, a corrente no capacitor é a própria ondulação de corrente do indutor L_a, ou seja $i_{C2} = \Delta I_{La}/2$. Aplicando esta corrente a integral acima, o valor da capacitância necessária é então determinado a partir do valor da ondulação de tensão sobre a carga, conforme expressão 3.154.

$$C_2 = \frac{E_2 \cdot (1 - 2\,D) \cdot (4\,D - 1)}{128\,\Delta E_2 \cdot L_1 \cdot {f_s}^2 \cdot D} \cdot \beta = \frac{\Delta I_{La}}{16\,\Delta E_2 \cdot f_s} \tag{3.154}$$

3.2.6 MCD para operação no sentido *buck* e região R2

Da mesma forma que foi definido na região R1 para MCD, a análise ocorre sobre a corrente do indutor acoplado L_a, e os intervalos de tempo de cada etapa de funcionamento do conversor já foram definidos nas equações 3.27 e 3.43. Os sinais de comando dos interruptores estão ilustrados na Figura 112.

Neste modo e sentido de operação, a fonte E_3 ainda acaba transferindo energia para a carga de forma descontínua ao longo de um período de comutação, e a corrente sobre o indutor L_a se anula antes de completar um quarto de período de comutação. Portanto, o conversor no MCD e R2 também apresenta doze etapas de operação dentro de um período de comutação que serão exploradas a seguir.

A ***1ª etapa*** de operação é iniciada quando o interruptor S_1 é acionado no tempo t_0 e o interruptor S_4 ainda esta em condução, aonde começa o armazenamento de energia nos indutores

acoplados L_a e L_b, e a tensão sobre L_a fica igual a $E_3 - E_2$, conforme circuito já ilustrado na Figura 113a, correspondente a 1ª etapa do MCC na região R2. Com dois interruptores de braços opostos estão em condução, não ocorre a circulação de corrente pelos diodos do grupo inferior, onde a carga R_4 e o capacitor C_2 são alimentados pela fonte E_3 durante o intervalo de tempo Δt_1. A corrente drenada da fonte é a mesma do indutor L_a, e como os indutores L_3 e L_4 estão acoplados e possuem indutâncias iguais, a tensão sobre eles é zero. Esta etapa é finalizada no tempo t_1 com o bloqueio de S_4 .

Na ***2ª etapa*** de operação que se inicia no tempo t_1, o interruptor S_4 é bloqueado e somente S_1 continua conduzindo, conforme circuito já ilustrado na Figura 113b, correspondente a 2ª etapa do MCC na região R2. Os indutores L_3, L_4 e L_a transferem sua energia para a carga por meio do interruptor e dos diodos D_7 e D_8. Apesar do interruptor S_1 ainda estar em condução, a corrente sobre L_3 decresce e sua energia é transferida por L_4 até atingir praticamente zero no tempo t_2. A tensão sobre L_a fica igual a $E_3/2 - E_2$ e a corrente drenada da fonte é a mesma do indutor L_3. A tensão sobre os indutores L_3 e L_4 fica igual a $E_3/2$. Esta etapa é finalizada no tempo t_2 com a completa desmagnetização de L_a e L_b, onde durante o intervalo de tempo Δt_2 é a fonte, o indutor L_4 e o capacitor que alimentam a carga.

A ***3ª etapa*** de operação é iniciada no tempo t_2, aonde a completa desmagnetização dos indutores L_a e L_b já ocorreu, e a tensão sobre L_a vai a zero. Neste intervalo, a corrente dos indutores é considerada praticamente nula, apesar de ainda ter um interruptores comandado a conduzir. Esta etapa pode ser representada pelo circuito equivalente já ilustrado na Figura 108, correspondente a 3ª etapa da região R1 no MCD. Como nenhum diodo esta em condução, a carga é alimentada exclusivamente pelo capacitor de filtro C_2. Esta etapa é então finalizada no tempo t_3 .

Na Figura 121, são ilustradas as principais formas de ondas de tensão e de corrente nos indutores do conversor para o MCD que configuram as doze etapas mencionadas na região R2.

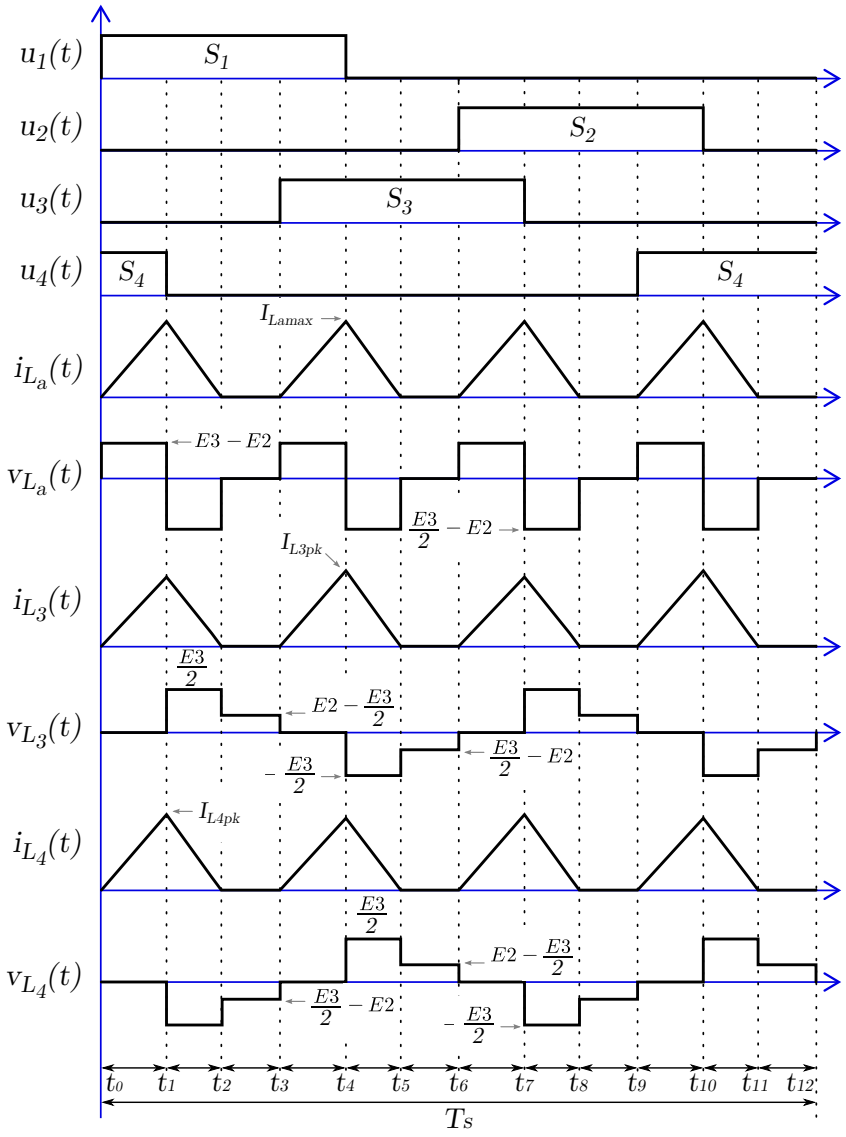
A ***4ª etapa*** de operação é iniciada quando o interruptor S_3 é acionado no tempo t_3 e o interruptor S_1 ainda está em condução, aonde os indutores acoplados L_a e L_b voltam a armazenar energia, e a tensão sobre L_a fica novamente $E_3 - E_2$, conforme circuito já ilustrado na Figura 115a, correspondente a 3ª etapa da região R2 no MCC. Como interruptores de braços opostos estão em condução, não ocorre a circulação de corrente pelos diodos do grupo inferior, onde a carga e o capacitor são alimentados pela fonte E_3 durante o intervalo de tempo Δt_4. A corrente drenada da fonte é a mesma do indutor L_a, e como os indutores L_3 e L_4 estão acoplados, a tensão sobre eles é zero. Esta etapa é finalizada no tempo t_4 com o bloqueio de S_1 .

Na ***5ª etapa*** de operação que se inicia no tempo t_4, o interruptor S_1 é bloqueado e somente S_3 continua conduzindo, conforme circuito já ilustrado na Figura 115b, correspondente a 4ª etapa da região R2 no MCC. Apesar do interruptor S_3 ainda estar em condução, a corrente sobre L_4 decresce e sua energia é transferida por L_3 até atingir praticamente zero no tempo t_5. A tensão sobre L_a fica igual a $E_3/2 - E_2$ e a corrente drenada da fonte é a mesma do indutor L_4. A tensão sobre os indutores L_3 e L_4 fica igual a $E_3/2$. Esta etapa é finalizada no tempo t_5 com a completa desmagnetização dos indutores, onde durante o intervalo de tempo Δt_5 é a fonte, o indutor L_3 e o capacitor que alimentam a carga.

A ***6ª etapa*** de operação é igual a 3ª etapa que foi descrita acima, porém ocorre no intervalo de tempo Δt_6, e somente o interruptor S_3 esta comandado a conduzir.

A ***7ª etapa*** de operação é iniciada quando o interruptor S_2 é acionado no tempo t_6 e o interruptor S_3 ainda esta em condução, aonde começa o armazenamento de energia nos indutores acoplados L_a e L_b, e a tensão sobre L_a fica novamente $E_3 - E_2$, conforme circuito já ilustrado na Figura 116a, correspondente a 5ª etapa da região R2 no MCC. Como interruptores de braços opostos estão em condução, não ocorre a circulação de corrente pelos diodos do grupo inferior, onde a carga e o capacitor são novamente alimentados pela fonte E_3 durante o intervalo

Figura 121 – Principais formas de ondas idealizadas sobre os indutores no sentido *buck* em MCD e R2.



de tempo Δt_7. A corrente drenada da fonte é dividida entre os indutores L_3 e L_4, a tensão sobre eles fica zero, e esta etapa é finalizada no tempo t_7 com o bloqueio de S_3 .

Na ***8ª etapa*** de operação que se inicia no tempo t_7, o interruptor S_3 é bloqueado e somente S_2 continua conduzindo, conforme circuito já ilustrado na Figura 116b, correspondente a 6ª etapa da região R2 no MCC. Apesar do interruptor S_2 ainda estar em condução, a corrente sobre L_3 decresce e sua energia é transferida por L_4 até atingir praticamente zero no tempo t_8. A tensão sobre L_a fica igual a $E_3/2 - E_2$ e a corrente drenada da fonte é a mesma do indutor L_3. A tensão sobre os indutores L_3 e L_4 fica igual a $E_3/2$. Esta etapa é finalizada no tempo t_8 com a completa desmagnetização dos indutores, onde durante o intervalo de tempo Δt_8 é a fonte, o indutor L_4 e o capacitor que alimentam a carga.

A ***9ª etapa*** de operação é igual a 3ª etapa que foi descrita acima, porém ocorre no intervalo de tempo Δt_9, e somente o interruptor S_2 esta comandado a conduzir.

A ***10ª etapa*** de operação é iniciada quando o interruptor S_4 é acionado no tempo t_9 e o interruptor S_2 ainda esta em condução, aonde começa o armazenamento de energia nos indutores acoplados L_a e L_b, e a tensão sobre L_a fica novamente $E_3 - E_2$, conforme circuito já ilustrado na Figura 117a, correspondente a 7ª etapa da região R2 no MCC. Não ocorre a circulação de corrente pelos diodos do grupo inferior, onde a carga e o capacitor são novamente

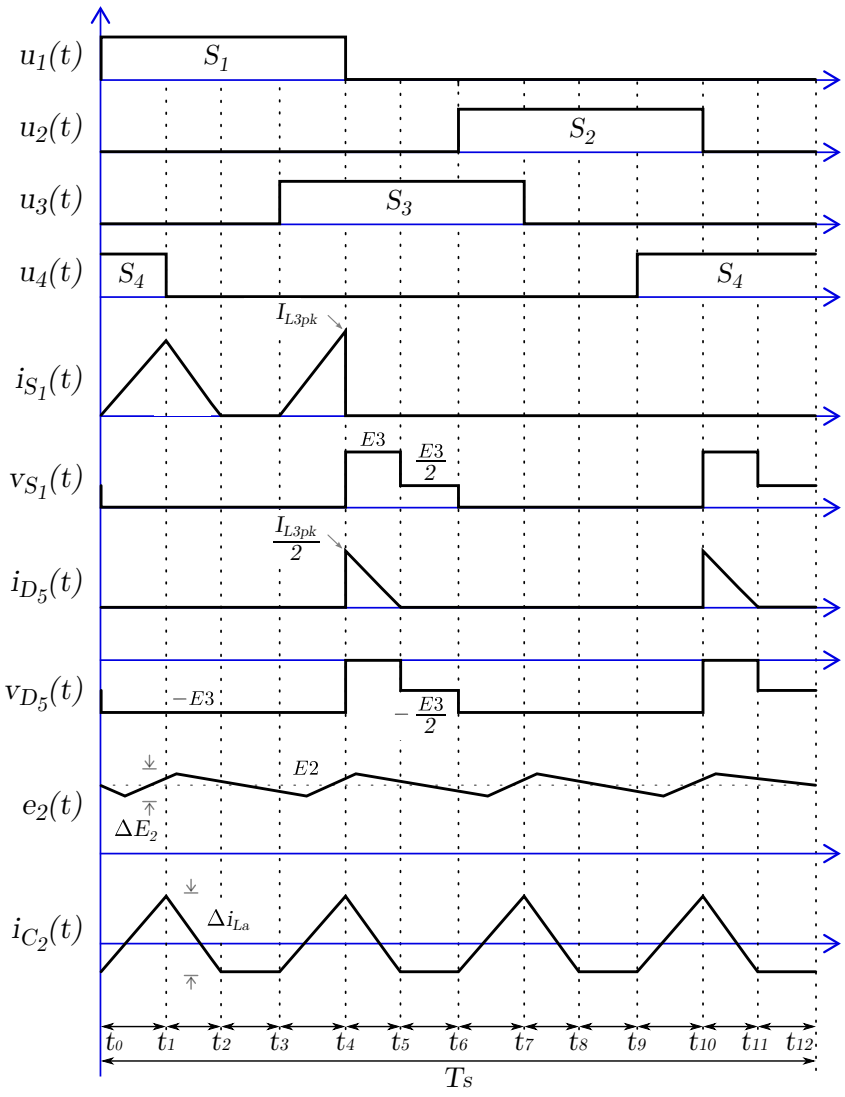
alimentados pela fonte E_3 durante o intervalo de tempo Δt_{10}. A corrente drenada da fonte é dividida entre os indutores L_3 e L_4, e a tensão sobre eles fica zero. Esta etapa é finalizada no tempo t_{10} com o bloqueio de S_2 .

Na ***11ª etapa*** de operação que se inicia no tempo t_{10}, o interruptor S_2 é bloqueado e somente S_4 continua conduzindo, conforme circuito já ilustrado na Figura 117b, correspondente a 8ª etapa da região R2 no MCC. Apesar do interruptor S_4 ainda estar em condução, a corrente sobre L_4 decresce e sua energia é transferida por L_3 até atingir praticamente zero no tempo t_{11}. A tensão sobre L_a fica igual a $E_3/2 - E_2$ e a corrente drenada da fonte é a mesma do indutor L_4. A tensão sobre os indutores L_3 e L_4 fica igual a $E_3/2$. Esta etapa é finalizada no tempo t_{11} com a completa desmagnetização dos indutores, onde durante o intervalo de tempo Δt_{11} é a fonte, o indutor L_3 e o capacitor que alimentam a carga.

A ***12ª etapa*** de operação é igual a 3ª etapa que foi descrita acima, porém ocorre no intervalo de tempo Δt_{12}, e somente o interruptor S_4 esta comandado a conduzir. Esta etapa é finalizada no tempo t_{12}, onde um período de comutação se completa.

A partir destas doze etapas de operação, foram traçadas as principais formas de ondas que correspondem ao MCD e região R2 do conversor na Figura 122.

Figura 122 – Forma de onda básicas e idealizadas com os principais esforços nos elementos para sentido *buck* no MCD e em R2.



3.2.6.1 Ganho estático no MCD para região R2

O ganho estático no MCD é determinado a partir da energia fornecida pela fonte e da energia consumida pela carga em um período de comutação.

Conforme ilustrado nas formas de ondas da Figura 121, a ondulação de corrente sobre o indutor é a própria corrente máxima.

Durante a primeira etapa, a corrente máxima no indutor L_a é a mesma da fonte de alimentação, e é representada pela expressão 3.155.

$$I_{La_{max}} = \frac{(E_3 - E_2) \cdot n_{La}}{4\,L_1 \cdot (1 + n_{La}) \cdot (1 + {n_{La}}^2) \cdot f_s} \cdot (4\,D - 1) \tag{3.155}$$

Durante a segunda etapa, a corrente máxima no indutor L_a pode ser escrita pela expressão 3.156.

$$I_{La_{max}} = \frac{t_d \cdot \dfrac{(2\,E_2 - E_3)}{2\,(1 + n_{La})} \cdot n_{La}}{L_1 + L_1 \cdot {n_{La}}^2} \tag{3.156}$$

As expressões 3.155 e 3.156 são igualadas, e se pode extrair o tempos de desmagnetização t_d na equação 3.157.

$$t_d = \frac{(E_3 - E_2)}{2\,f_s \cdot (2\,E_2 - E_3)} \cdot (4\,D - 1) \tag{3.157}$$

A energia consumida pela carga em um período de comutação é então expressa pela equação 3.158.

$$W_{E2} = 4\,E_2 \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{(E_3 - E_2)}{4\,L_1 \cdot f_s} \cdot \beta \cdot (4\,D - 1) \cdot (t_d + \Delta t_1) \tag{3.158}$$

A energia fornecida pela fonte é dada pela seguinte expressão:

$$W_{E3} = E_3 \cdot I_{E3} \cdot T_s \tag{3.159}$$

Aplicando a equação 3.157 na equação 3.158 e igualando as equações 3.159 e 3.158, obtém-se, após as manipulações matemáticas necessárias, o ganho estático no MCD para a região R2 na equação 3.160.

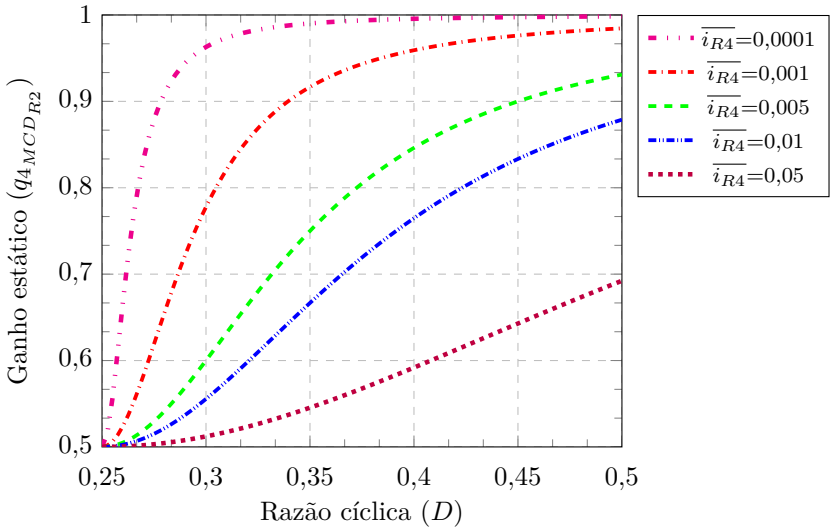
$$q_{4_{MCD_{R2}}} = \frac{\beta \cdot (4\,D - 1)^2 + 4\,\overline{i_{R4}}}{8\,\overline{i_{R4}} + (4\,D - 1)^2 \cdot \beta} \tag{3.160}$$

Onde a expressão para a corrente parametrizada já foi definida na equação 3.129.

A Figura 123 mostra a característica de transferência estática do conversor proposto operando na região R2 no MCD e em regime permanente para diferentes valores de corrente parametrizada quando a relação de transformação é mantida constante em $n_{La} = 1$, frente a variações da razão cíclica D.

A expressão 3.160 define o comportamento do conversor no MCD, e sua característica ideal de transferência revela que a tensão de saída sofre varição com a mudança da corrente de carga do conversor.

Figura 123 – Ganho estático para operação no sentido *buck*, região R2 com $n_{La} = 1$ e MCD.



3.2.7 MCCr para operação no sentido *buck* e região R2

A operação do conversor no MCCr, é caracterizada como o limite entre a condução descontínua e a condução contínua da corrente do indutor acoplado L_a e L_b ou seja, a corrente do indutor L_1 anula-se exatamente no final de um quarto de período de comutação. Desta forma, define-se uma indutância crítica baseada no indutor L_1 de interesse que também torna a corrente sobre L_3 e L_4 crítica.

A indutância crítica também é obtida a partir da equação fundamental que descreve o comportamento da tensão sobre um indutor. Então, a corrente máxima sobre ele na primeira etapa é descrita pela equação 3.161.

$$I_{L1_{max}} = 2 \cdot I_{R4} \tag{3.161}$$

E a corrente máxima sobre ele na segunda etapa é descrita pela equação 3.162.

$$I_{L1_{max}} = \frac{\left(\frac{1-2\,D}{2}\right) \cdot T_s \cdot \frac{(2\,E_2 - E_3) \cdot n_{La}}{2\,(1+n_{La})}}{L_1 + L_1 \cdot {n_{La}}^2} \tag{3.162}$$

Igualando-se as expressões 3.161 e 3.162, e manipulando as equações em função da indutância L_1, obtém-se a expressão 3.163, que representa a indutância crítica do conversor operando na região R2 e sentido *buck*.

$$L_{1_{MCCr}} = \frac{E_2 \cdot n_{La} \cdot (4\,D-1) \cdot (1-2\,D)}{16\,I_{R4} \cdot f_s \cdot (1+n_{La}) \cdot (1+{n_{La}}^2) \cdot D} \tag{3.163}$$

Esta indutância crítica indica o valor mínimo do indutor necessário para garantir condução contínua ao conversor, ou seja, qualquer valor abaixo deste, força o conversor a operar no MCD $0 < L_{1_{MCD}} < L_{1_{MCCr}}$.

Sendo a condução crítica o limite entre o MCC e o MCD, os ganhos estáticos para estes modos de operação são iguais quando o conversor opera em condução crítica. Portanto, a determinação do ganho crítico pode ser realizada igualando a expressão 3.147 e 3.160. Assim:

$$2\,D = \frac{\beta \cdot (4\,D-1)^2 + 4\,\overline{i_{R4}}}{8\,\overline{i_{R4}} + (4\,D-1)^2 \cdot \beta} \tag{3.164}$$

Trabalhando a expressão 3.164, e reorganizando as variáveis para o razão cíclica crítica, obtém-se a expressão 3.165.

$$D_{Cr} = \begin{cases} \dfrac{3\,\beta + \sqrt{\beta^2 - 32\,\beta \cdot \overline{i_{R4}}}}{8\,\beta} \\ \dfrac{3\,\beta - \sqrt{\beta^2 - 32\,\beta \cdot \overline{i_{R4}}}}{8\,\beta} \end{cases} \tag{3.165}$$

Substituindo a expressão 3.165 em 3.147, encontra-se as seguintes expressões que são soluções para o ganho estático no MCCr.

$$q'_{4_{MCCr}} = \frac{3\,\beta + \sqrt{\beta^2 - 32\,\beta \cdot \overline{i_{R4}}}}{4\,\beta} \tag{3.166}$$

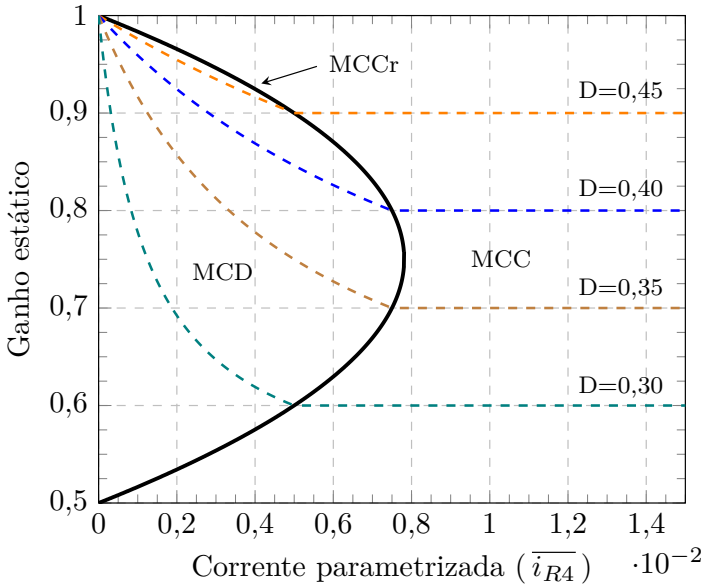
$$q''_{4_{MCCr}} = \frac{3\,\beta - \sqrt{\beta^2 - 32\,\beta \cdot \overline{i_{R4}}}}{4\,\beta} \tag{3.167}$$

3.2.8 Característica de saída no sentido *buck* para R2

A análise resultante das expressões de ganho estático definidas anteriormente para a operação na região R2 nos modos de condução contínuo, descontínuo e crítico, possibilita a compreensão das características de operação do conversor proposto.

Partindo disto, é possível traçar a característica de saída do conversor que opera no sentido *buck* e região R2 em função do valor de corrente parametrizada da carga $\overline{i_{R4}}$ e considerando $n_{La} = 1$, conforme Figura 124.

Figura 124 – Característica de carga para operação no sentido *buck* e região R2.

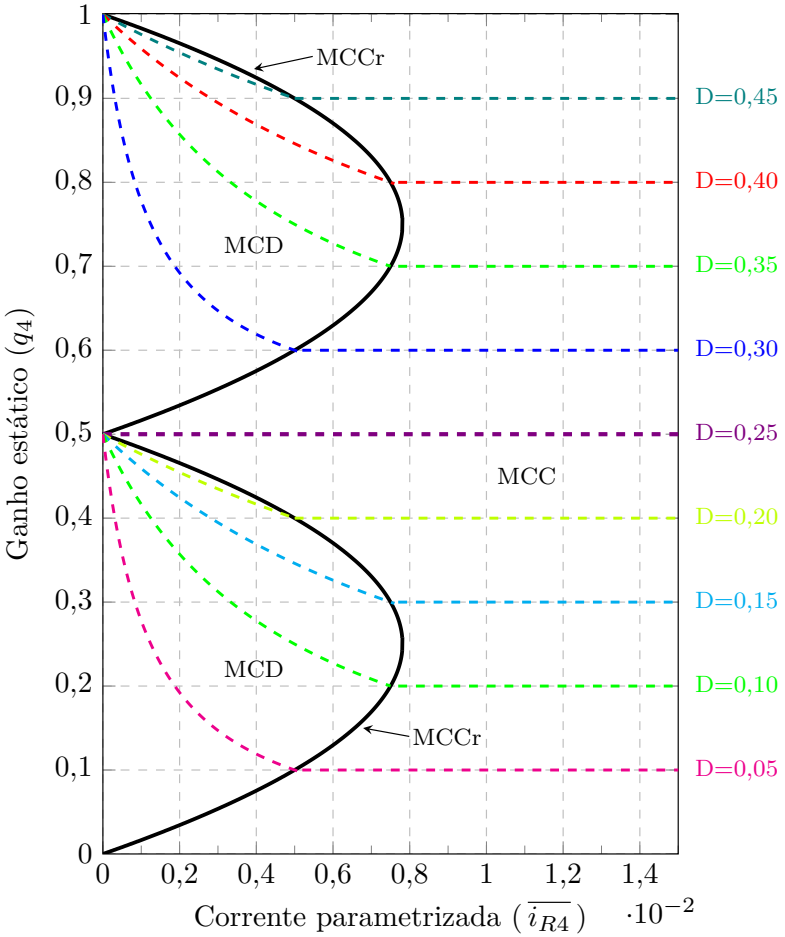


Conforme pode ser observado, o conversor proposto apresenta uma característica similar ao do conversor Buck clássico, e igual a região R1. Neste contexto, verifica-se que a tensão sobre a carga varia ao longo da região do MCD com a variação da corrente parametrizada, no entanto, esta área do MCD é menor do que a do conversor Buck clássico. Isto significa que a área de operação no MCC é maior, possibilitando uma operação mais estável do conversor para uma faixa mais extensa de carga.

3.2.9 Característica unificada de saída no sentido *buck*

A análise resultante do estudo desta segunda topologia, após a obtenção de todos os ganhos estáticos no MCC, MCD e MCCr para as duas regiões de operação, permite por fim, representar a característica de saída unificada do conversor por meio de um gráfico que é ilustrado na Figura 125.

Figura 125 – Característica de saída unificada para operação no sentido *buck*.



A partir das expressões de ganho estático no MCC definidas anteriormente para as regiões R1 e R2, é possível representar graficamente o comportamento total do ganho de tensão do conversor proposto na Figura 126.

O ganho estático completo no MCC é comparado, na Figura 126, com o ganho estático do conversor Buck clássico (D). Partindo desta característica e de forma similar ao que ocorre no sentido *boost*, se pode concluir que o conversor proposto apresenta uma tendência a ter menores perdas nos interruptores ativos, já que uma menor razão cíclica é necessária para obter o mesmo ganho de tensão do conversor Buck clássico.

A partir das expressões de ondulação de corrente parametrizada no MCC sobre o indutor L_a definidas nas equações 3.118 e 3.149, é ilustrado na Figura 127, o perfil da ondulação da corrente total que engloba as regiões R1 e R2.

A ondulação da corrente total, Figura 127, resultante do conversor proposto, também foi comparada a ondulação parametrizada do conversor Buck clássico $(1 - D)$. Para toda a faixa de razão cíclica entre $0 < D \leq 1/2$, o conversor proposto apresenta menor ondulação de corrente, resultando em um valor de indutância menor do que a do conversor Buck clássico, e para razão cíclica $D = 1/4$, obtém-se ondulação nula na saída.

Figura 126 – Ganho estático completo para operação no sentido *buck* e MCC.

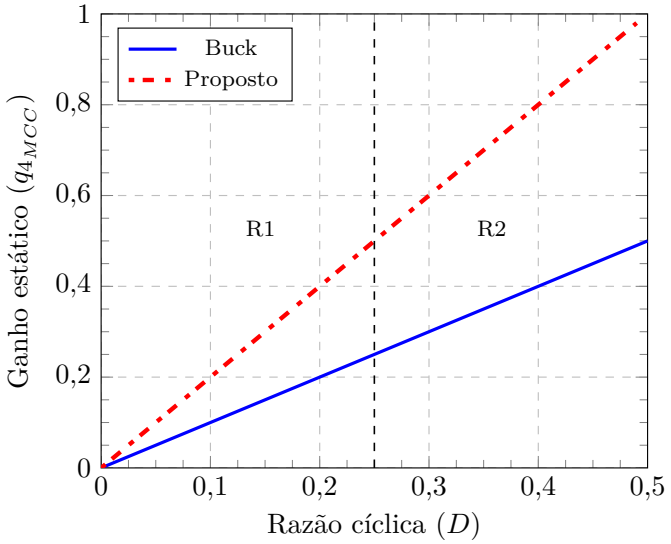
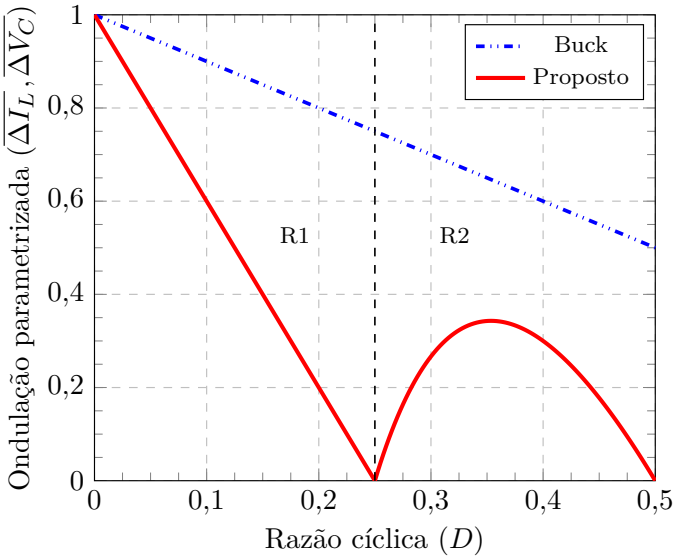


Figura 127 – Ondulação da corrente e tensão parametrizadas para sentido *buck*.



O perfil da ondulação de tensão sobre o capacitor de saída que engloba as regiões R1 e R2 é o mesmo já ilustrado pela curva da Figura 127, a partir das expressões de ondulação de tensão parametrizada, equações 3.121 e 3.154, que dependem da ondulação da corrente do indutor.

3.2.10 Análise dos esforços no conversor operando no sentido *buck* em MCC

A partir da análise qualitativa realizada do conversor para as regiões R1 e R2, as equações dos esforços nos principais componentes ativos e passivos, ou seja, o dimensionamento das grandezas elétricas que os componentes devem suportar para o seu correto funcionamento são apresentadas a seguir. A análise será feita no MCC com base nas formas de ondas ideais de corrente e tensão apresentadas anteriormente para o sentido *buck*.

3.2.10.1 Esforços nos indutores

Os esforços de corrente através dos enrolamentos dos indutores acoplados L_a e L_b são apresentados a seguir.

O valor médio da corrente que circula através do indutor L_a é definida na equação 3.168, para as regiões R1 e R2.

$$I_{La_{med}} = \begin{cases} I_{R4} = \dfrac{P_4}{E_2} & ; \quad \text{para} \quad \text{R1} \\ I_{R4} = \dfrac{P_4}{E_2} & ; \quad \text{para} \quad \text{R2} \end{cases} \tag{3.168}$$

O valor eficaz da corrente em L_a para a região R1 é então determinada na equação 3.169 e composta pela parcela do intervalo Δt_1 e pela parcela do intervalo Δt_2 dentro de um quarto de período de comutação.

$$I_{La_{ef}} = \sqrt{\frac{4}{T_s}\left[\int_0^{D\,T_s} {I_{R4}}^2\, dt + \int_0^{\left(\frac{1-4D}{4}\right)T_s} {I_{R4}}^2\, dt\right]} \tag{3.169}$$

O valor eficaz da corrente em L_a para a região R2 é determinada na equação 3.170 e composta pela parcela do intervalo Δt_1 e pela parcela do intervalo Δt_2 dentro de um quarto de período de comutação.

$$I_{La_{ef}} = \sqrt{\frac{4}{T_s}\left[\int_0^{\left(\frac{4D-1}{4}\right)T_s} {I_{R4}}^2\, dt + \int_0^{\left(\frac{1-2D}{2}\right)T_s} {I_{R4}}^2\, dt\right]} \tag{3.170}$$

Resolvendo as integrais acima, obtém-se as equações que definem o valor eficaz da corrente no indutor L_a na equação 3.171 para as regiões R1 e R2.

$$I_{La_{ef}} = \begin{cases} I_{R4} \cong I_{R4} \cdot \sqrt{1 + \dfrac{1}{12}\left(\dfrac{\Delta I_{La}}{I_{R4}}\right)^2} & ; \quad \text{para} \quad \text{R1} \\ I_{R4} \cong I_{R4} \cdot \sqrt{1 + \dfrac{1}{12}\left(\dfrac{\Delta I_{La}}{I_{R4}}\right)^2} & ; \quad \text{para} \quad \text{R2} \end{cases} \tag{3.171}$$

Em função da relação de transformação do indutor acoplado L_b ser unitária, todos os esforços definidos para o indutor L_3 são iguais para o indutor L_4 .

O valor médio da corrente que circula através do indutor L_3 é definida na equação 3.172 para as regiões R1 e R2 em função da corrente na fonte de alimentação.

$$I_{L3_{med}} = \begin{cases} \dfrac{I_{R4}}{2} & ; \quad \text{para} \quad \text{R1} \\ \dfrac{I_{R4}}{2} & ; \quad \text{para} \quad \text{R2} \end{cases} \tag{3.172}$$

O valor eficaz da corrente em L_3 para a região R1 é então determinada na equação 3.173 e composta pela parcela do intervalo Δt_1 e pela parcela do intervalo Δt_2 dentro de meio período de comutação.

$$I_{L3_{ef}} = \sqrt{\frac{2}{T_s}\left[\int_0^{D\,T_s} \left(\frac{I_{R4}}{2}\right)^2 dt + \int_0^{\left(\frac{1-2D}{2}\right)T_s} \left(\frac{I_{R4}}{2}\right)^2 dt\right]} \tag{3.173}$$

E o valor eficaz da corrente em L_3 para a região R2 é determinada na equação 3.174 e composta pela parcela do intervalo Δt_1 e pela parcela do intervalo Δt_2 dentro de meio período de comutação.

$$I_{L3_{ef}} = \sqrt{\frac{2}{T_s}\left[\int_0^{D\,T_s}\left(\frac{I_{R4}}{2}\right)^2 dt + \int_0^{\left(\frac{1-2D}{2}\right)T_s}\left(\frac{I_{R4}}{2}\right)^2 dt\right]} \tag{3.174}$$

Resolvendo as integrais acima, obtém-se as equações que definem o valor eficaz da corrente nos indutores acoplados L_3 e L_4 na equação 3.175 para as regiões R1 e R2.

$$I_{L3_{ef}} = \begin{cases} \dfrac{I_{R4}}{2} \cong \dfrac{I_{R4}}{2}\cdot\sqrt{1+\dfrac{4}{3}\left(\dfrac{\Delta I_{La}}{I_{R4}}\right)^2} & ; \quad \text{para} \quad \text{R1} \\ \dfrac{I_{R4}}{2} \cong \dfrac{I_{R4}}{2}\cdot\sqrt{1+\dfrac{4}{3}\left(\dfrac{\Delta I_{La}}{I_{R4}}\right)^2} & ; \quad \text{para} \quad \text{R2} \end{cases} \tag{3.175}$$

3.2.10.2 Esforços nos interruptores do grupo superior

Os esforços de tensão sobre os interruptores do grupo superior serão apresentados inicialmente, onde através destes patamares de máxima tensão de bloqueio, serão realizadas as escolhas de componentes comerciais adequados.

Observando as etapas de operação no MCC, verifica-se que os interruptores S_1, S_2, S_3 e S_4 também devem suportar a máxima tensão de bloqueio dada pela equação 3.176, em ambas as regiões de operação.

$$V_{S1_{max}} = E_3 \tag{3.176}$$

O valor médio de corrente dos interruptores é obtido aplicando a integral da equação 3.177 em um período de comutação, onde é composta pela corrente da carga durante a operação na região R1.

$$I_{S1_{med}} = \frac{1}{T_s}\int_0^{D\,T_s}\frac{I_{R4}}{2}\,dt \tag{3.177}$$

E o valor médio de corrente dos interruptores na região R2 é obtido aplicando a integral da equação 3.178 em um período de comutação, onde é composta pela corrente da carga.

$$I_{S1_{med}} = \frac{1}{T_s}\int_0^{D\,T_s}\frac{I_{R4}}{2}\,dt \tag{3.178}$$

Resolvendo as funções acima, obtêm-se as expressões para determinar o valor médio de corrente dos interruptores na equação 3.179.

$$I_{S1_{med}} = \begin{cases} \dfrac{I_{R4}}{2}\cdot D & ; \quad \text{para} \quad \text{R1} \\ \dfrac{I_{R4}}{2}\cdot D & ; \quad \text{para} \quad \text{R2} \end{cases} \tag{3.179}$$

A corrente eficaz através dos interruptores S_1, S_2, S_3 e S_4 na região R1 é dada pela equação 3.180.

$$I_{S1_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s}\int_0^{D\,T_s}\left(\frac{I_{R4}}{2}\right)^2 dt} \tag{3.180}$$

E a corrente eficaz através dos interruptores na região R2 é dada pela equação 3.181.

$$I_{S1_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{T_s}\int_0^{D\,T_s}\left(\frac{I_{R4}}{2}\right)^2 dt} \tag{3.181}$$

Resolvendo as integrais acima, obtêm-se as expressões para determinar o valor eficaz de corrente dos interruptores nas regiões R1 e R2 na equação 3.182.

$$I_{S1_{ef}} = \begin{cases} \dfrac{I_{R4}}{2}\cdot\sqrt{D} & ; \quad \text{para} \quad \text{R1} \\ \dfrac{I_{R4}}{2}\cdot\sqrt{D} & ; \quad \text{para} \quad \text{R2} \end{cases} \tag{3.182}$$

As correntes mínima e máxima nos interruptores são obtidas aplicando as equações 3.183 e 3.184, respectivamente.

$$I_{S1_{min}} = \begin{cases} \dfrac{I_{R4}}{2} - \dfrac{E_3\cdot D}{8\,L_3\cdot f_s} & ; \quad \text{para} \quad \text{R1} \\ \dfrac{I_{R4}}{2} - \dfrac{E_3\,(1-2\,D) + 4\,L_3\cdot\Delta I_{La}\cdot f_s}{16\,L_3\cdot f_s} & ; \quad \text{para} \quad \text{R2} \end{cases} \tag{3.183}$$

$$I_{S1_{max}} = \begin{cases} \dfrac{I_{R4}}{2} + \dfrac{E_3\cdot D}{8\,L_3\cdot f_s} & ; \quad \text{para} \quad \text{R1} \\ \dfrac{I_{R4}}{2} + \dfrac{E_3\,(1-2\,D) + 4\,L_3\cdot\Delta I_{La}\cdot f_s}{16\,L_3\cdot f_s} & ; \quad \text{para} \quad \text{,R2} \end{cases} \tag{3.184}$$

3.2.10.3 Esforços nos diodos do grupo inferior

O cálculo dos esforços de tensão e corrente nos diodos do grupo inferior são apresentados a seguir.

O valor máximo de tensão de bloqueio nos terminais dos diodos D_5, D_6, D_7 e D_8, é definido na equação 3.185 para ambas as regiões de operação.

$$V_{D5_{max}} = E_3 \tag{3.185}$$

O valor médio de corrente nos diodos do grupo inferior para a região R1 é obtido aplicando a integral da equação 3.186, onde engloba os intervalos de tempo Δt_1 e Δt_2 em meio período de comutação.

$$I_{D5_{med}} = \frac{2}{T_s}\int_0^{\left(\frac{1-2D}{2}\right)T_s}\frac{I_{R4}}{4}\,dt \tag{3.186}$$

E o valor médio de corrente nos diodos do grupo inferior para a região R2 é obtido aplicando a integral da equação 3.187 durante o intervalo de tempo Δt_2 em meio período de comutação.

$$I_{D5_{med}} = \frac{2}{T_s} \int_0^{\left(\frac{1-2D}{2}\right) T_s} \frac{I_{R4}}{4}\, dt \tag{3.187}$$

Resolvendo as funções acima, obtêm-se as expressões para determinar o valor médio de corrente nos diodos na equação 3.188.

$$I_{D5_{med}} = \begin{cases} \dfrac{I_{R4}}{4} \cdot (1 - 2\,D) & ; \quad \text{para} \quad \text{R1} \\ \dfrac{I_{R4}}{4} \cdot (1 - 2\,D) & ; \quad \text{para} \quad \text{R2} \end{cases} \tag{3.188}$$

O valor eficaz da corrente nos diodos para a região R1 é então determinada na equação 3.189.

$$I_{D5_{ef}} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{\left(\frac{1-2D}{2}\right) T_s} \left(\frac{I_{R4}}{4}\right)^2 dt} \tag{3.189}$$

E o valor eficaz da corrente nos diodos para a região R2 é determinada na equação 3.190.

$$I_{D5_{ef}} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{\left(\frac{1-2D}{2}\right) T_s} \left(\frac{I_{R4}}{4}\right)^2 dt} \tag{3.190}$$

Resolvendo as integrais acima, obtêm-se as expressões para determinar o valor eficaz de corrente nos diodos nas regiões R1 e R2 na equação 3.191.

$$I_{D5_{ef}} = \begin{cases} \dfrac{I_{R4}}{4} \cdot \sqrt{1 - 2\,D} & ; \quad \text{para} \quad \text{R1} \\ \dfrac{I_{R4}}{4} \cdot \sqrt{1 - 2\,D} & ; \quad \text{para} \quad \text{R2} \end{cases} \tag{3.191}$$

As correntes mínima e máxima nos diodos do grupo superior são obtidas aplicando as equações 3.192 e 3.193, respectivamente.

$$I_{D5_{min}} = \begin{cases} \dfrac{I_{R4}}{4} - \dfrac{E_3 \cdot D}{16\,L_3 \cdot f_s} & ; \quad \text{para} \quad \text{R1} \\ \dfrac{I_{R4}}{4} - \dfrac{E_3\,(1 - 2\,D) + 4\,L_3 \cdot \Delta I_{La} \cdot f_s}{32\,L_3 \cdot f_s} & ; \quad \text{para} \quad \text{R2} \end{cases} \tag{3.192}$$

$$I_{D5_{max}} = \begin{cases} \dfrac{I_{R4}}{4} + \dfrac{E_3 \cdot D}{16\,L_3 \cdot f_s} & ; \quad \text{para} \quad \text{R1} \\ \dfrac{I_{R4}}{4} + \dfrac{E_3\,(1 - 2\,D) + 4\,L_3 \cdot \Delta I_{La} \cdot f_s}{32\,L_3 \cdot f_s} & ; \quad \text{para} \quad \text{R2} \end{cases} \tag{3.193}$$

3.2.10.4 Esforços no capacitor de filtro C_2

O capacitor de filtro C_2 que está conectado em paralelo com a carga representada pela resistência R_4 tem a função de manter a tensão constante dentro de certos limites definidos na ondulação de tensão, portanto, será submetido a tensão média E_2.

O valor eficaz da corrente através do capacitor na região R1 é obtida por meio da análise nodal onde o mesmo esta conectado.

A expressão 3.194 define a corrente que circula através dele durante a primeira e segunda etapas de operação em R1 para um quarto de período de comutação.

$$I_{C2_{ef}} = \sqrt{\frac{4}{T_s}\left[\int_0^{\frac{\Delta t_1}{2}+\frac{\Delta t_2}{2}} \left(\frac{\Delta I_{La}}{4}\right)^2 dt\right]} \tag{3.194}$$

E o valor eficaz da corrente através do capacitor na região R2 é obtida por meio da expressão 3.195, que define a corrente que circula através dele durante a primeira e segunda etapas de operação em um quarto de período de comutação.

$$I_{C2_{ef}} = \sqrt{\frac{4}{T_s}\left[\int_0^{\frac{\Delta t_1}{2}+\frac{\Delta t_2}{2}} \left(\frac{\Delta I_{La}}{2}\right)^2 dt\right]} \tag{3.195}$$

Resolvendo as integrais, obtêm-se as expressões para a determinação da corrente eficaz no capacitor de filtro C_2 na equação 3.196 quando opera nas regiões R1 e R2.

$$I_{C2_{ef}} = \begin{cases} \dfrac{E_2 \cdot (1-4\,D)}{16\sqrt{2}\cdot L_1 \cdot f_s}\cdot\beta = \dfrac{\Delta I_{La}}{4\sqrt{2}} & ; \quad \text{para} \quad \text{R1} \\ \dfrac{E_2 \cdot (1-2\,D)\cdot(4\,D-1)}{16\sqrt{2}\cdot L_1 \cdot f_s \cdot D}\cdot\beta = \dfrac{\Delta I_{La}}{2\sqrt{2}} & ; \quad \text{para} \quad \text{R2} \end{cases} \tag{3.196}$$

Na seção seguinte, é apresentado o circuito de simulação da segunda topologia proposta para a validação do estudo teórico conduzido anteriormente.

3.3 CIRCUITO DE SIMULAÇÃO DO CONVERSOR BIDIRECIONAL INTERCALADO COM INDUTOR ACOPLADO

Com o objetivo de verificar e validar o estudo analítico do conversor CC−CC bidirecional intercalado com indutor acoplado, determinam-se, quantitativamente, por meio de simulação numérica, os esforços de tensão e corrente sobre os principais elementos do circuito para operação no sentido *boost*, e posteriormente, para o sentido *buck*. O método de validação adotado, é apresentado em forma de uma tabela comparativa que contém os valores obtidos por meio da análise teórica e os obtidos por simulação, da mesma forma como apresentado no capítulo anterior para a primeira topologia.

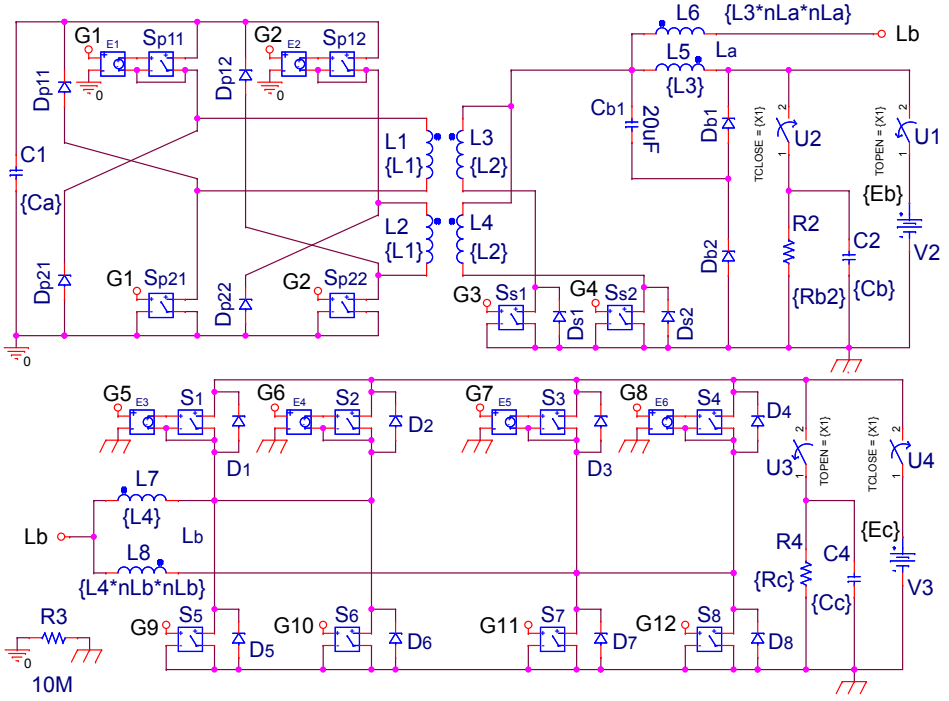
Na Figura 128, apresenta-se o circuito de simulação com destaque para o segundo conversor proposto que também foi implementado no *software* Orcad®, onde considera-se todos os componentes ideais e sem elementos parasitas como dispersões ou capacitâncias, bem como, acoplamento unitário entre os indutores.

Para a compreensão de alguns resultados, apresenta-se a Tabela 6 que contém um resumo da característica de funcionamento do conversor proposto em ambos os sentidos com e descrição dos ganhos estáticos obtidos para o MCC, MCD e MCCr.

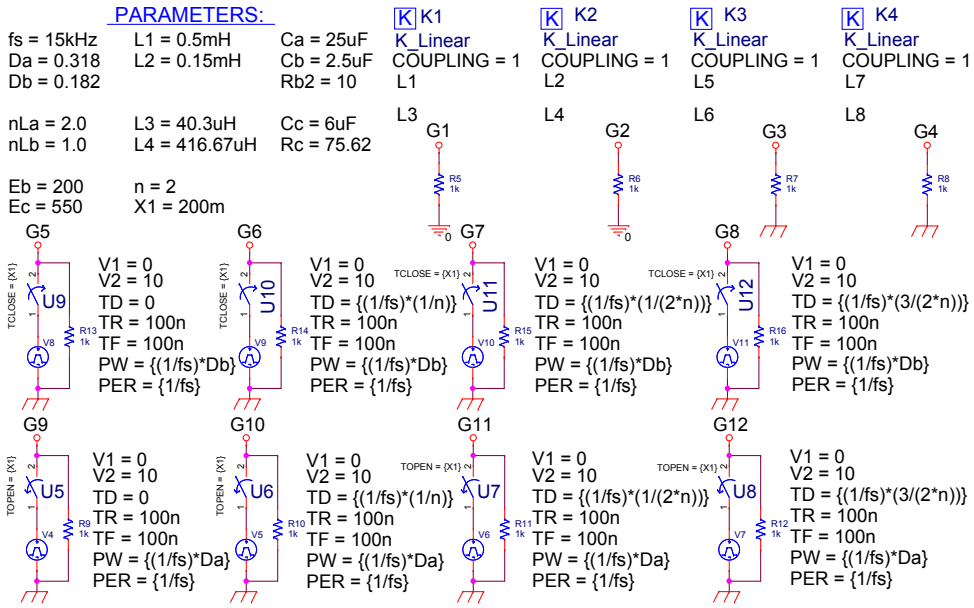
As figuras ilustradas a seguir, além de conterem os valores instantâneos “f(t)” das grandezas a serem mostradas, apresentam o valor médio “avg(f)” e eficaz “rms(f)”, por meio de um traço contínuo na própria figura, e isso é feito quando necessário para comparar com o valor teórico obtido.

Figura 128 – Circuito de simulação da segunda topologia proposta.

(a) Circuito elétrico do conversor.



(b) Sinais de comando, acoplamentos e parâmetros da simulação.



3.3.1 Resultados de simulação para operação no sentido *boost*

Apresenta-se nesta seção, os resultados da simulação realizada com o conversor operando no sentido *boost*, como elevador de tensão, e no MCC. Os resultados mostrados foram obtidos com as seguintes especificações:

$$
\begin{aligned}
P_3 &= 4\,\text{kW}; & E_2 &= 200\,V; & E_3 &= 550\,V;\\
R_3 &= 75,62\,\Omega; & D &= 0,318; & \Delta E_3 &= 5,5\,V;\\
\Delta I_{La} &= 3\,A; & \Delta I_{Lb} &= 5,5\,A; & n_{Lb} &= 1,0;\\
C_3 &= 6\,\mu\text{F}; & L_1 &= 40,3\,\mu\text{H}; & L_2 &= 161,18\,\mu\text{H};\\
L_3 &= 416,67\,\mu\text{H}; & f_s &= 15\,\text{kHz}; & T_s &= 66,66\,\mu s.
\end{aligned}
$$

Tabela 6 – Equações que descrevem a característica do conversor não isolado proposto.

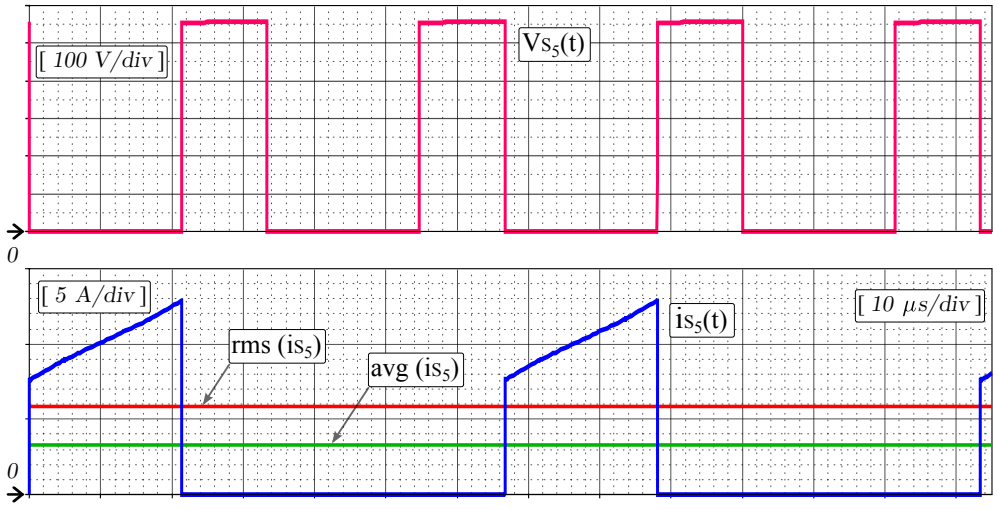
Ganho	**Sentido *boost***		**Sentido *buck***	
	R1	**R2**	**R1**	**R2**
MCC	$\frac{1}{1-2\,D}$	$\frac{1}{1-2\,D}$	$2\,D$	$2\,D$
MCD	$\frac{2\,\beta\cdot D^2+\overline{i_{R3}}}{\beta\cdot D^2+\overline{i_{R3}}}$	$\frac{\beta\cdot(4\,D-1)^2+8\,\overline{i_{R3}}}{4\,\overline{i_{R3}}}$	$\frac{\beta\cdot D^2}{2\,\beta\cdot D^2+\overline{i_{R4}}}$	$\frac{\beta\cdot(4\,D-1)^2+4\,\overline{i_{R4}}}{8\,\overline{i_{R4}}+(4\,D-1)^2\cdot\beta}$
MCCr	$\frac{4}{3\pm\sqrt{1-\frac{32\,\overline{i_{R3}}}{\beta}}}$	$\frac{4\,\beta}{\beta\pm\sqrt{\beta^2-32\,\overline{i_{R3}}\cdot\beta}}$	$\frac{\beta\pm\sqrt{\beta^2-32\,\beta\cdot\overline{i_{R4}}}}{4\,\beta}$	$\frac{3\,\beta\pm\sqrt{\beta^2-32\,\beta\cdot\overline{i_{R4}}}}{4\,\beta}$

O dimensionamento dos componentes passivos e especificações acima foram obtidos e apresentados no Apêndice B. Em função das características de operação impostas ao conversor, o mesmo opera na região R2.

3.3.1.1 Forma de onda nos interruptores do grupo inferior

As formas de ondas instantâneas de tensão e corrente sobre os interruptores do grupo inferior do conversor são apresentadas na Figura 129. Na janela superior é apresentado a tensão instantânea sobre o interruptor S_5, e na janela inferior os esforços de corrente média e eficaz no interruptor.

Figura 129 – Forma de onda nos interruptores do grupo inferior para sentido *boost* e MCC.



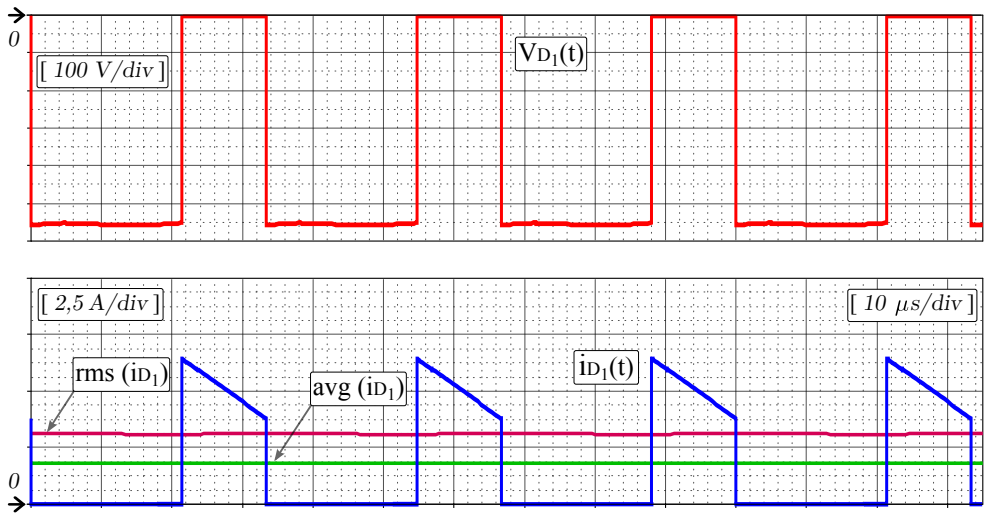
3.3.1.2 Forma de onda nos diodos do grupo superior

A forma de onda de tensão e corrente sobre os diodos do grupo superior é ilustrada na Figura 130. A tensão instantânea no diodo D_1 é mostrada na primeira figura, e a corrente instantânea com seus esforços de corrente média e eficaz, são ilustradas na janela inferior.

3.3.1.3 Forma de onda nos indutores acoplados

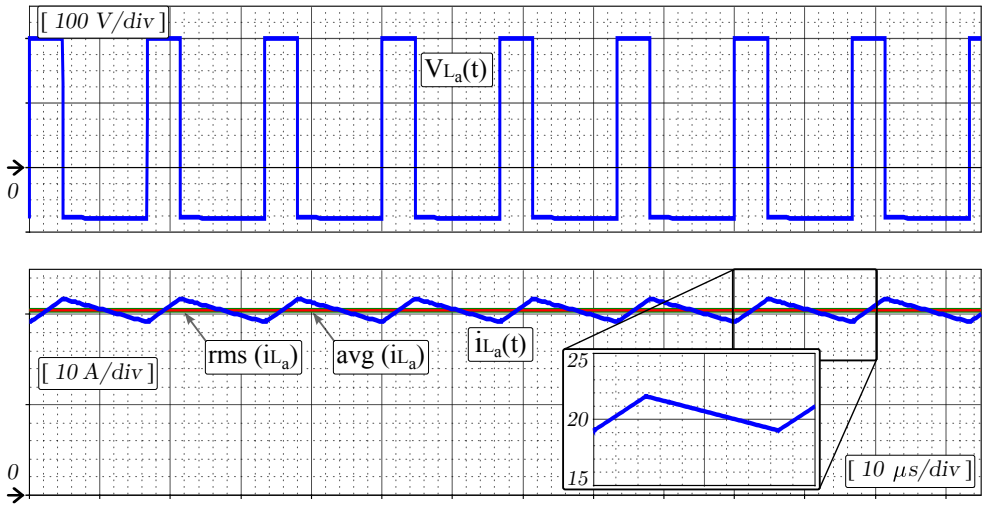
Na Figura 131, apresentam-se os esforços e o detalhe da ondulação de corrente no indutor acoplado L_a. A janela superior apresenta o resultado da tensão instantânea aplicada aos seus

Figura 130 – Forma de onda nos diodos do grupo superior para sentido *boost* e MCC.



terminais, onde na primeira etapa fica E_2, e durante a segunda etapa a tensão é $E_2 - E_3/2$. Na janela inferior, é ilustrada a sua corrente instantânea, de onde se pode obter o valor da ondulação de corrente, e seu valor médio e eficaz. Pode-se verificar por meio da corrente no indutor, que o conversor encontra-se no MCC, e que a corrente oscila com frequência equivalente a quatro vezes a frequência de comutação de um interruptor.

Figura 131 – Forma de onda de tensão e corrente no indutor acoplado L_a para sentido *boost* e MCC.



A Figura 132 ilustra a forma de onda de tensão instantânea aplicada aos terminais dos indutores acoplados L_3 e L_4 no MCC. Na janela superior, observa-se que a tensão aplicada durante a primeira etapa em L_3 é zero, e durante a segunda etapa ela fica $E_3/2$. Na janela inferior, observa-se que a tensão aplicada durante a primeira etapa em L_4 também é zero, e durante a segunda etapa ela fica $-E_3/2$.

Na Figura 133, apresentam-se os esforços e o detalhe da ondulação de corrente nos indutores acoplados L_3 e L_4. A janela superior apresenta o resultado da corrente instantânea em L_3, com seu valor médio e eficaz. Já na janela inferior, está a corrente instantânea em L_4, com seu valor médio e eficaz. Pode-se verificar por meio das correntes, que o conversor encontra-se no MCC, e que a corrente oscila com frequência equivalente a duas vezes a frequência de comutação.

Figura 132 – Tensão instantânea aplicada aos terminais dos indutores acoplados L_3 e L_4 para sentido *boost* e MCC.

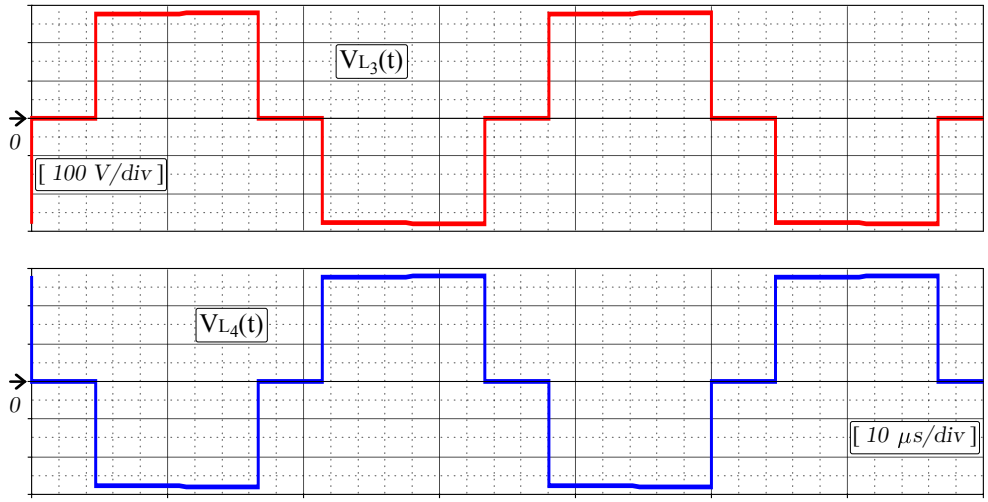
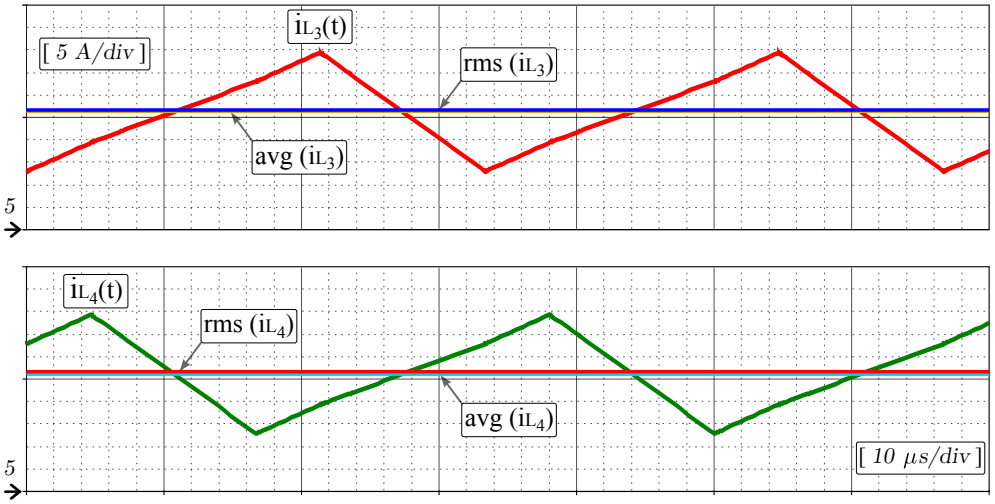


Figura 133 – Forma de onda de corrente nos indutores acoplados L_3 e L_4 para sentido *boost* e MCC.



3.3.1.4 Forma de onda sobre o capacitor de filtro C_3

Os esforços de tensão e corrente sobre o capacitor de filtro C_3, são apresentados na Figura 134. Na forma de onda superior, detalha-se a ondulação de tensão que a carga é submetida, e a forma de onda instantânea da corrente sobre o capacitor, assim como seu valor eficaz, são apresentados na figura inferior. Verifica-se que a tensão e a corrente oscilam com frequência equivalente a quatro vezes a frequência de comutação.

3.3.1.5 Forma de onda na fonte e sobre a carga para sentido *boost*

A potência fornecida pela fonte de alimentação E_2 e absorvida pela carga R_3 é ilustrada na Figura 135, quando o conversor opera no MCC e sentido *boost*. A janela superior apresenta a tensão da fonte e a tensão aplicada sobre a carga. A janela inferior apresenta a corrente drenada da fonte, com seu valor instantâneo e médio, e a corrente instantânea absorvida pela carga, que consome aproximadamente $4,08\,\text{kW}$.

Figura 134 – Forma de onda de tensão e corrente no capacitor C_3 para sentido *boost* e MCC.

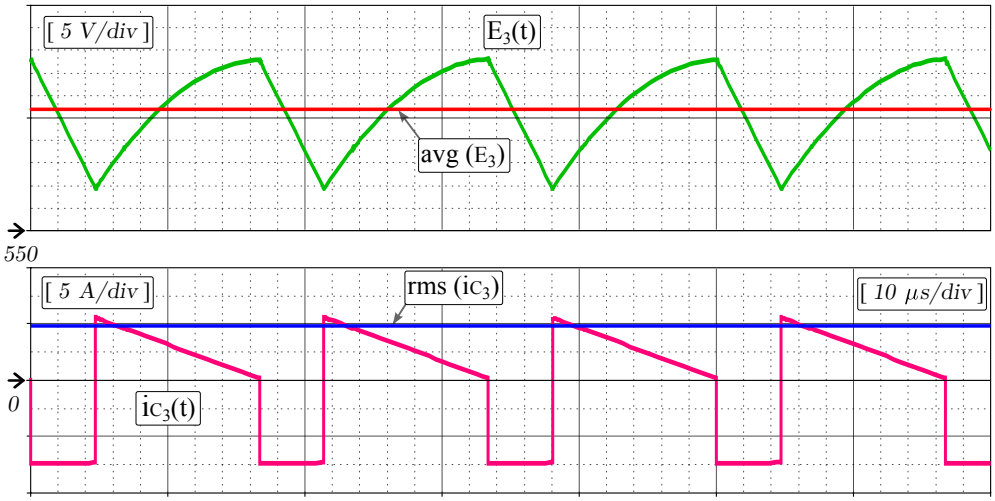
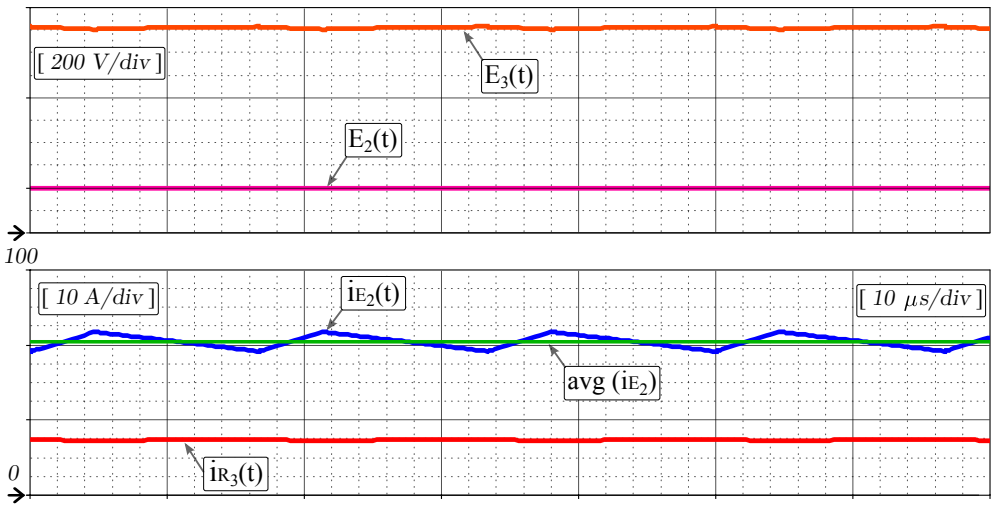


Figura 135 – Forma de onda de tensão e corrente na fonte de alimentação e sobre a carga para sentido *boost*.



3.3.1.6 Comparativo entre esforços teóricos e simulados para sentido *boost* no MCC

A Tabela 7, apresenta os resultados para os valores calculados no Apêndice B e obtidos a partir da especificação citada anteriormente, com os resultados obtido por meio de simulação no *software* Orcad®.

Por meio de um comparativo entre estes valores de esforços sobre os principais componentes do conversor, é possível confirmar a validar o equacionamento obtido para operação no sentido *boost*, região R2, e MCC.

3.3.2 Resultados de simulação para operação no sentido *buck*

Apresenta-se nesta seção, os resultados da simulação realizada com o conversor operando no sentido *buck*, como abaixador de tensão, e no MCC. Os resultados mostrados foram obtidos

Tabela 7 – Comparativo dos esforços teóricos calculados com os obtidos por simulação no sentido *boost*.

Esforços no componente	**Valor calculado**	**Valor simulado**	**erro** [%]
P_3	4 kW	4, 08 kW	2, 00
E_3	$550\,V$	$555,3\,V$	0, 96
ΔI_{La}	$3\,A$	$2,89\,A$	3, 67
ΔI_{Lb}	$5,5\,A$	$5,32\,A$	3, 27
$I_{La_{med}}$	$20\,A$	$20,46\,A$	2, 30
$I_{La_{ef}}$	$20\,A$	$20,46\,A$	2, 30
$I_{L3_{med}}$	$10\,A$	$10,22\,A$	2, 20
$I_{L3_{ef}}$	$10\,A$	$10,31\,A$	3, 10
$I_{S5_{med}}$	$3,18\,A$	$3,28\,A$	3, 14
$I_{S5_{ef}}$	$5,64\,A$	$5,86\,A$	3, 90
$V_{S5_{max}}$	$550\,V$	$555,3\,V$	0, 96
$I_{D1_{med}}$	$1,82\,A$	$1,84\,A$	1, 09
$I_{D1_{ef}}$	$3,02\,A$	$3,10\,A$	2, 65
$V_{D1_{max}}$	$550\,V$	$555,3\,V$	0, 96
ΔE_3	$5,5\,V$	$5,69\,V$	3, 45
$I_{C3_{ef}}$	$4,26\,A$	$4,42\,A$	3, 76

com as seguintes especificações:

$$\begin{aligned} P_4 &= 4\,\text{kW}; & E_3 &= 550\,V; & E_2 &= 200\,V; \\ R_4 &= 10\,\Omega; & D &= 0,182; & \Delta E_2 &= 2,0\,V; \\ \Delta I_{La} &= 2,4\,A; & \Delta I_{Lb} &= 5,0\,A; & n_{Lb} &= 1,0; \\ C_2 &= 2,5\,\mu\text{F}; & L_1 &= 50,47\,\mu\text{H}; & L_2 &= 201,88\,\mu\text{H}; \\ L_3 &= 440,78\,\mu\text{H}; & f_s &= 15\,\text{kHz}; & T_s &= 66,66\,\mu s. \end{aligned}$$

O dimensionamento dos componentes passivos e especificações acima foram obtidos e apresentados no Apêndice B. Em função das características de operação impostas ao conversor, o mesmo opera na região R1.

3.3.2.1 Forma de onda nos interruptores do grupo superior

As formas de ondas instantâneas de tensão e corrente sobre os interruptores do grupo superior do conversor são apresentadas na Figura 136. Na janela superior é apresentado a tensão instantânea sobre o interruptor S_1, e na janela inferior os esforços de corrente média e eficaz no interruptor.

3.3.2.2 Forma de onda nos diodos do grupo inferior

A forma de onda de tensão e corrente sobre os diodos do grupo inferior é ilustrada na Figura 137. A tensão instantânea no diodo D_5 é mostrada na primeira figura, e a corrente instantânea com seus esforços de corrente média e eficaz, são ilustradas na janela inferior.

3.3.2.3 Forma de onda nos indutores acoplados

Na Figura 138, apresentam-se os esforços e o detalhe da ondulação de corrente no indutor acoplado L_a. A janela superior apresenta o resultado da tensão instantânea aplicada aos seus terminais, onde na primeira etapa fica $E_3/2 - E_2$, e durante a segunda etapa a tensão é $-E_2$. Na janela inferior, é ilustrada a sua corrente instantânea, de onde se pode obter o valor da ondulação de corrente, e seu valor médio e eficaz. Pode-se verificar por meio da corrente no

Figura 136 – Forma de onda nos interruptores do grupo superior para sentido *buck* e MCC.

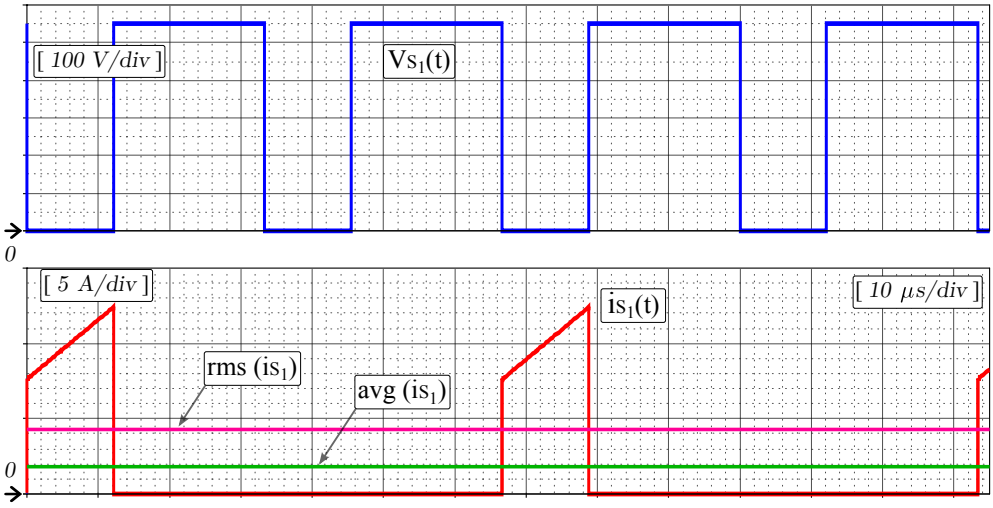
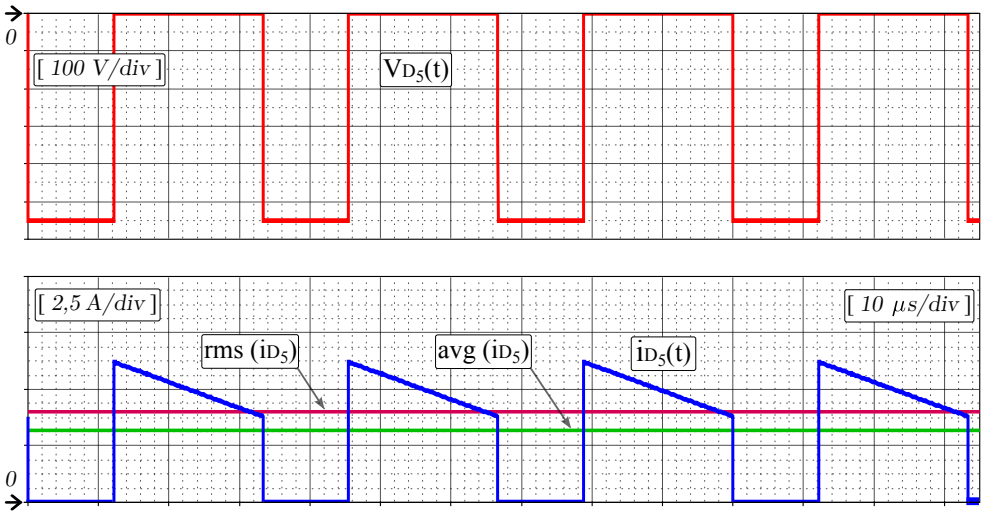
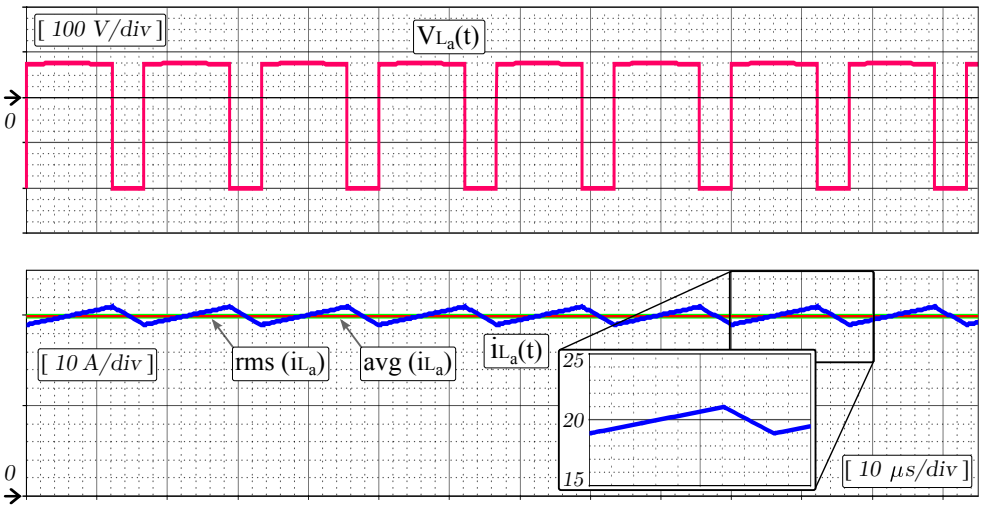


Figura 137 – Forma de onda nos diodos do grupo inferior para sentido *buck* e MCC.



indutor, que o conversor encontra-se no MCC, e que a corrente oscila com frequência equivalente a quatro vezes a frequência de comutação de um interruptor.

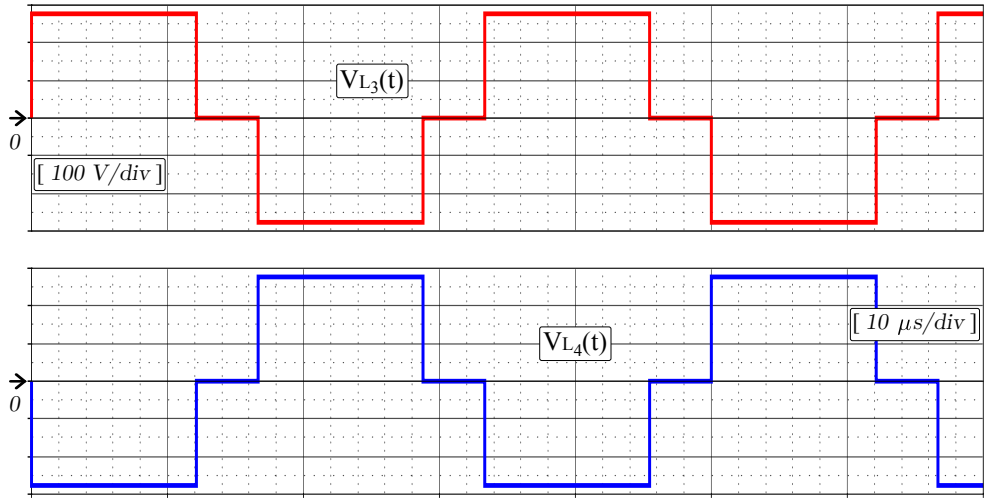
Figura 138 – Forma de onda de tensão e corrente no indutor acoplado L_a para sentido *buck* e MCC.



A Figura 139 ilustra a forma de onda de tensão instantânea aplicada aos terminais dos

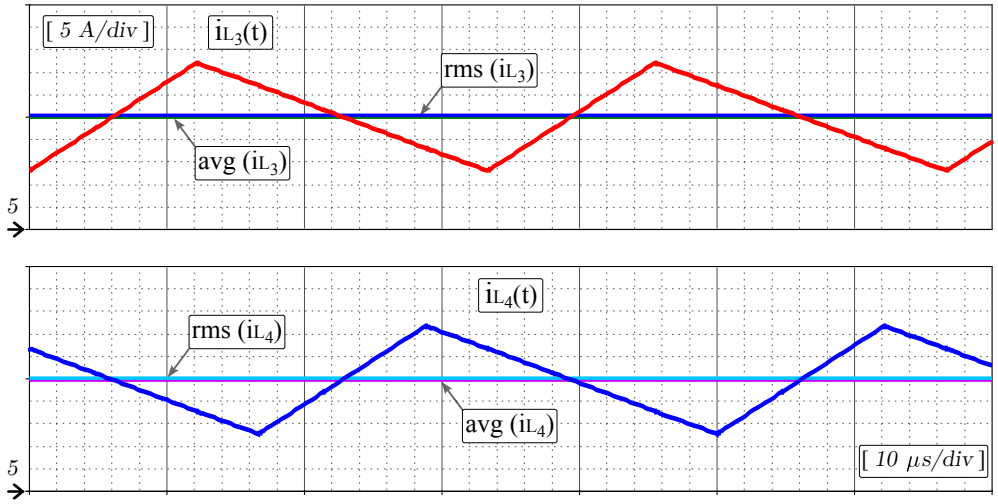
indutores acoplados L_3 e L_4 no MCC Na janela superior, observa-se que a tensão aplicada durante a primeira etapa em L_3 é $E_3/2$, e durante a segunda etapa ela fica zero. Na janela inferior, observa-se que a tensão aplicada durante a primeira etapa em L_4 é $-E_3/2$, e durante a segunda etapa ela também fica zero.

Figura 139 – Tensão instantânea aplicada aos terminais dos indutores acoplados L_3 e L_4 para sentido *buck* e MCC.



Na Figura 140, apresentam-se os esforços e o detalhe da ondulação de corrente nos indutores acoplados L_3 e L_4. A janela superior apresenta o resultado da corrente instantânea em L_3, com seu valor médio e eficaz. Já na janela inferior, está a corrente instantânea em L_4, com seu valor médio e eficaz. Pode-se verificar por meio das correntes, que o conversor encontra-se no MCC, e que a corrente oscila com frequência equivalente a duas vezes a frequência de comutação.

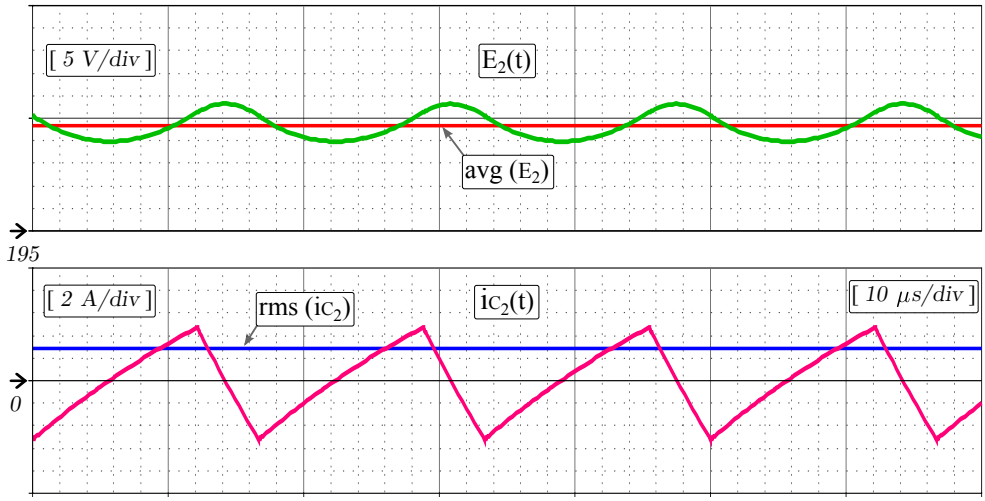
Figura 140 – Forma de onda de corrente nos indutores acoplados L_3 e L_4 para sentido *buck* e MCC.



3.3.2.4 Forma de onda sobre o capacitor de filtro C_2

Os esforços de tensão e corrente sobre o capacitor de filtro C_2, são apresentados na Figura 141. Na forma de onda superior, detalha-se a ondulação de tensão que a carga é submetida, e a forma de onda instantânea da corrente sobre o capacitor, assim como seu valor eficaz, são apresentados na figura inferior. Verifica-se também que a tensão e a corrente oscilam com frequência equivalente a quatro vezes a frequência de comutação.

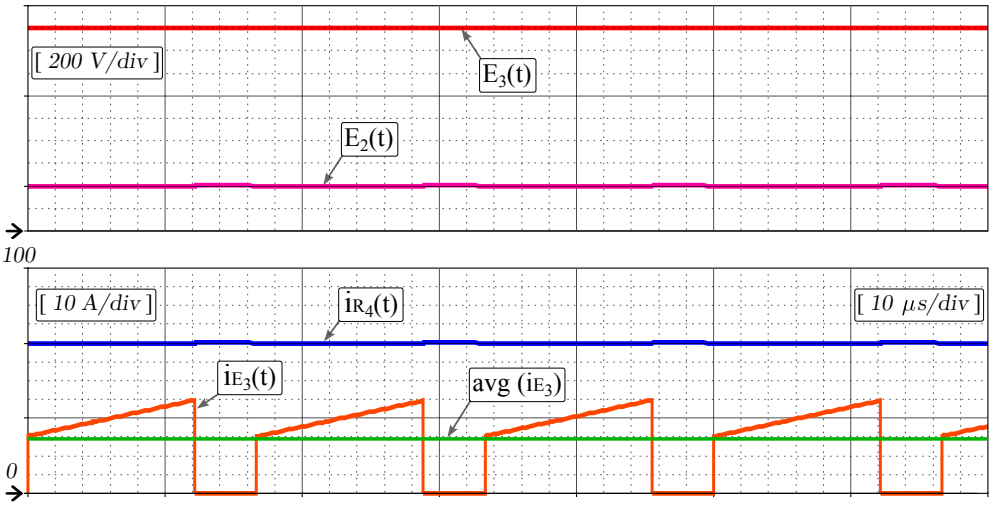
Figura 141 – Forma de onda de tensão e corrente no capacitor C_2 para sentido *buck* e MCC.



3.3.2.5 Forma de onda na fonte e sobre a carga para sentido *buck*

A potência fornecida pela fonte de alimentação E_3 e absorvida pela carga R_4 é ilustrada na Figura 142, quando o conversor opera no MCC e sentido *buck*. A janela superior apresenta a tensão da fonte e a tensão aplicada sobre a carga. A janela inferior apresenta a corrente drenada da fonte, com seu valor instantâneo e médio, e a corrente instantânea absorvida pela carga, que consome aproximadamente $3,99\,\text{kW}$.

Figura 142 – Forma de onda de tensão e corrente na fonte de alimentação e sobre a carga para sentido *buck*.



3.3.2.6 Comparativo entre esforços teóricos e simulados para sentido *buck* no MCC

A Tabela 8, apresenta os resultados para os valores calculados no Apêndice B e obtidos a partir da especificação citada anteriormente, com os resultados obtido por meio de simulação no *software* Orcad®.

Por meio de um comparativo entre estes valores de esforços sobre os principais componentes do conversor, é possível confirmar a validar o equacionamento obtido para operação no sentido *buck*, região R1, e MCC.

Os resultados obtidos até esta etapa, indicam a viabilidade de utilização prática deste conversor em sistemas que requerem bidirecionalidade de energia.

Tabela 8 – Comparativo dos esforços teóricos calculados com os obtidos por simulação no sentido *buck*.

Esforços no componente	**Valor calculado**	**Valor simulado**	**erro** [%]
P_4	4 kW	3,99 kW	0,25
E_2	200 V	199,7 V	0,15
ΔI_{La}	2,4 A	2,31 A	3,75
ΔI_{Lb}	5,0 A	4,88 A	2,40
$I_{La_{med}}$	20 A	19,96 A	0,20
$I_{La_{ef}}$	20 A	19,96 A	0,20
$I_{L3_{med}}$	10 A	10,02 A	0,20
$I_{L3_{ef}}$	10 A	10,10 A	1,00
$I_{S1_{med}}$	1,82 A	1,82 A	0,00
$I_{S1_{ef}}$	4,26 A	4,32 A	1,41
$V_{S1_{max}}$	550 V	550 V	0,00
$I_{D5_{med}}$	3,18 A	3,18 A	0,00
$I_{D5_{ef}}$	3,99 A	4,03 A	1,00
$V_{D5_{max}}$	550 V	550 V	0,00
ΔE_2	2,0 V	1,87 V	6,50
$I_{C2_{ef}}$	0,42 A	0,46 A	9,52

3.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Um novo conversor CC−CC não isolado foi ilustrado e abordado neste capítulo, onde apresenta bidirecionalidade de energia entre suas portas e simplicidade em seu circuito de potência, já que é baseado nos clássicos conversores Buck e Boost.

A topologia proposta é denominada de conversor CC−CC bidirecional intercalado e modular com indutor acoplado, e apresenta como principais características aos clássicos conversores bidirecionais Buck, Boost, e Buck e Boost intercalados: a redução dos elementos passivos como indutores e capacitores de filtragem, a ondulação de corrente na fonte e a ondulação de tensão sobre a carga são reduzidas, onde apresentam frequência de quatro vezes a frequência de comutação de um interruptor para a relação $n = 2$ e $m = 2$, e apresenta a capacidade para o processamento de elevadas potências.

Conforme demonstrado, pôde-se observar que a topologia apresentou o mesmo ganho estático no MCC nas regiões R1 e R2, e mesmo ganho do conversor proposto em [364], [366]. Operando como elevador de tensão, apresenta ganho de tensão similar ao do conversor Boost clássico ou ao conversor Boost intercalado sem indutor acoplado, e o mesmo ocorre para operação como abaixador de tensão, onde apresenta ganho similar ao do conversor Buck.

Nota-se ainda, que para o MCD existem diferenças nas expressões para cada região de operação, diferentemente do MCC. Outra característica importante é que este conversor apresenta uma área de operação no MCC muito maior que o conversor Buck clássico. Além disso, a amplitude da tensão a que o indutor de saída está submetido, assim como a corrente que circula no capacitor de saída, são um quarto daquelas a que estes componentes estariam submetidos nos clássicos conversores Buck e Boost.

Vale salientar que o conversor apresenta um grande potencial para a redução de perdas em seus semicondutores, já que os esforços de corrente são divididos entre os seus quatro braços, possibilitando a melhoria da eficiência e estabilidade do sistema, além de apresentar maior confiabilidade pela utilização da técnica de intercalamento em relação a outros conversores CC−CC não isolados.

Juntamente com isso, destaca-se que no ponto de transição entre as regiões de operação, para ambos os sentido, onde a razão cíclica assume o valor de um quarto, obtém-se condução

contínua para toda a faixa de operação ou valor de carga do conversor. Em função disto, se o conversor operar próximo a essa razão cíclica, é possível reduzir significativamente os elementos de filtragem e obter reduzida ondulação de corrente sobre a carga ou na fonte.

Partindo dessas características, o conversor é promissor e tem grande potencial para a aplicação em sistemas que requerem bidirecionalidade de energia, que não necessitam de isolamento galvânico e nem ganhos de tensão superiores a sete vezes. Portanto, para o processamento de potências superiores a 20 kW, oferece características que podem reduzir o custo de sua instalação em relação a outras topologias, e melhorar o desempenho dinâmico do sistema devido a utilização de elementos para filtragem de reduzido valor.

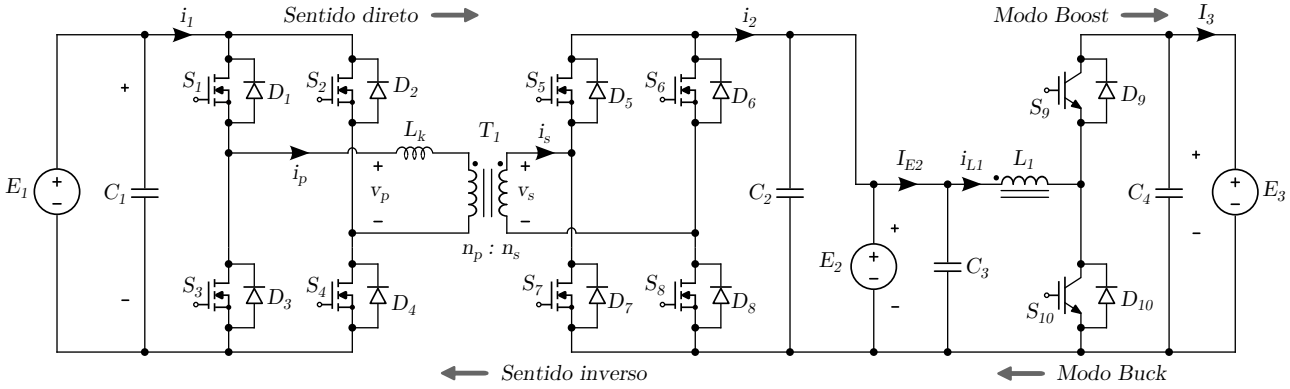
4 COMPARAÇÃO ENTRE A ESTRUTURA CLÁSSICA E OS CONVERSORES PROPOSTOS

Nesse capítulo, os conversores propostos nesse trabalho serão comparados com o estrutura clássica do sistema de tração de um EV, cujo diagrama de circuito é ilustrado pela Figura 143, com relação aos ganhos estáticos, esforços de tensão e corrente nos elementos e dimensionamento dos filtros no modo de condução contínuo.

A comparação consiste em mostrar também a potência processada pelos semicondutores das topologias que estão relacionadas aos esforços de tensão e corrente que os mesmos devem suportar, o valor dos capacitores e indutores requeridos por cada uma das topologias e o número de componentes.

Esta comparação é realizada considerando que os conversores operam em condições ideais e sempre processam a mesma potência.

Figura 143 – Conversores bidirecionais DAB mais buck e boost empregados em EVs e HEVs.



De acordo com a aplicação em EVs, a fonte ilustrada por E_1 representa um estágio CC−CC geralmente composto por um retificador PFC monofásico com filtro capacitivo. A fonte E_2 representa a bateria, onde um filtro capacitivo (C_2) normalmente é utilizado na saída do conversor DAB (*Dual Active-Bridge*), porém filtro tipo $C\,L$ e $C\,L\,C$ também são empregados para reduzir a ondulação de corrente sobre a bateria. Já a fonte E_3 representa o estágio CC−CA do conversor de tração do motor elétrico do veículo.

A metodologia utilizada para a comparação dos conversores é baseada no máximo esforço requerido dos semicondutores e no volume dos elementos passivos. Então, a estimação da potência processada (VA) pelos semicondutores pode ser calculada, servindo como um bom indicador dos seus custos, do fator de utilização dos componentes e como um fator de mérito para comparações com outras topologias de conversores.

De acordo com [370], a máxima potência processada ou comutada pelo elemento é definida pelo produto entre a tensão máxima, tensão de pico ou eficaz ($V_{S_{max}}$) e a máxima corrente eficaz ($I_{S_{ef}}$) que o elemento será percorrido, conforme expressão 4.1.

$$S_c = V_{S_{max}} \cdot I_{S_{ef}} \quad \text{[VA]} \tag{4.1}$$

Já [371] define a capacidade de processamento dos semicondutores como sendo a tensão máxima de bloqueio multiplicada por sua respectiva corrente de pico.

A otimização de um bom projeto ou topologia ocorre quando o quociente entre a potência total fornecida para a carga (P_o) e o somatório da potência comutada por todos os semicondutores ($\sum S_c$) for o mais próximo do valor unitário, indicando que os esforços de tensão

e corrente impostos aos semicondutores são minimizados enquanto que a potência sobre a carga é maximizada.

Define-se a potência comutada total como:

$$S_{c_{\text{Total}}} = \frac{P_o}{\sum V_{S_{max}} \cdot I_{S_{ef,\,pico}}} \quad \text{[p.u.]} \tag{4.2}$$

Tendo em vista que a comparação do valor eficaz da corrente nos semicondutores dos conversores teria como principal objetivo a estimação indireta das perdas por condução, enquanto que para o valor de pico teria-se a estimação do custo do componente.

É possível também relacionar a energia acumulada por um indutor com o seu volume através do produto de áreas A_p.

O produto de áreas ($A_e\,A_w$) é definido na equação 4.3, e a energia acumulada no indutor (W_L) é definida na equação 4.4.

$$A_e\,A_w = \frac{L \cdot I_{ef} \cdot I_{pk}}{k_w \cdot B_{max} \cdot J_{max}} \tag{4.3}$$

$$W_L = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_{ef} \cdot I_{pk} \tag{4.4}$$

Igualando-se as expressões 4.3 e 4.4, e mantendo constante os termos $(k_w\,B_{max}\,J_{max})/2$, é obtida a proporção 4.5.

$$W_L \propto A_e\,A_w \approx L \cdot I_{ef} \cdot I_{pk} \cong L \cdot {I_{pk}}^2 \quad [J \cong L] \tag{4.5}$$

O volume do indutor pode ser representado e associado então à energia processada por ele. Portanto, esta energia é reescrita em termos de volume, que é função da ondulação de corrente e da indutância necessária, conforme expresso abaixo:

$$W_L \cong L \cdot \left(I_{L_{(avg)}} + \frac{\Delta I_L}{2} \right)^2 \quad [L] \tag{4.6}$$

A capacitância de duas placas paralelas é determinada por meio da equação 4.7, onde $\varepsilon_o\,\varepsilon_r$ dependem do material dielétrico utilizado, A é a área de superfície do eletrodo e p a distância que separa os eletrodos. A energia armazenada no capacitor é expressa na equação 4.8 e a rigidez dielétrica ou campo elétrico do capacitor de placas paralelas é expressa pela equação 4.9.

$$C = \varepsilon_o\,\varepsilon_r \cdot \frac{A}{p} \tag{4.7}$$

$$W_C = \frac{1}{2} \cdot Q \cdot V = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V^2 \tag{4.8}$$

$$E = \frac{V}{p} \tag{4.9}$$

Submetendo as expressões 4.7 e 4.9 em 4.8, onde os termos $(\varepsilon_o\,\varepsilon_r\,E^2)/2$ são considerados constates e representam a densidade de energia do capacitor, obtém-se a proporção 4.10, onde o volume do capacitor é $V_C = A \cdot p$.

$$W_C \propto V_C \approx C \cdot V^2 \quad [J \cong L] \tag{4.10}$$

Por meio destas duas relações adicionais é possível associar e comparar o volume dos elementos armazenadores de energia de diferentes topologias de conversores quando transferem a mesma potência para a carga.

4.1 CONVERSOR DAB MONOFÁSICO ALIMENTADO EM TENSÃO

O conversor full-bridge é derivado da família do conversor buck, assim como o DAB, no entanto, sua razão cíclica é limitada à 1/2, onde os interruptores do mesmo braço são comandados com deslocamento de 180 ° [262], [372].

Como o conversor DAB apresenta entrada e saída em tensão, ou seja, é alimentado em tensão (VSI), na prática são utilizados capacitores nesses pontos para evitar sobretensões nos seus interruptores devido às indutâncias parasitas do circuito e para fornecer uma tensão filtrada com baixa ondulação [373]. A corrente drenada da fonte é pulsada, apresenta ondulação no dobro da frequência de comutação e independentemente da modulação empregada, o conversor sempre gera três níveis de tensão do lado primário e secundário do transformador.

Modulação *phase-shift* ou *single-phase-shift* é a mais utilizada no DAB pela sua facilidade de implementação e devido ao controle do fluxo de potência ser realizado apenas pela defasagem angular entre as tensões nos terminais do transformador [374]. No entanto, existem diversas estratégias de modulação tais como; a *phase-shift-plus* ou *dual-phase-shift*, a *triangular current mode*, *trapezoidal current mode*, *extended-phase-shift*, *triple-phase-shift*, entre outras que também possibilitam a implementação/ampliação da faixa de comutação não dissipativa tipo ZVS e/ou ZCS do conversor [265, 375, 376].

O conversor DAB foi projetado e testado no simulador Orcad®, onde foi empregada modulação tipo *phase-shift* clássica, cujo principais formas de onda para o sentido direto do fluxo de potência (fluxo $E_1 \Rightarrow E_2$) e modelo idealizado estão ilustrados na Figura 144.

Na topologia DAB alimentada em tensão, Figura 143, um indutor é utilizado no processo de transferência de energia (L_k), onde deve ser dimensionado para a máxima potência do conversor. Este indutor, tipicamente, é formado pela indutância de dispersão do transformador associada em série com mais um indutor auxiliar externo que pode ser conectado tanto no lado primário quanto no lado secundário do transformador.

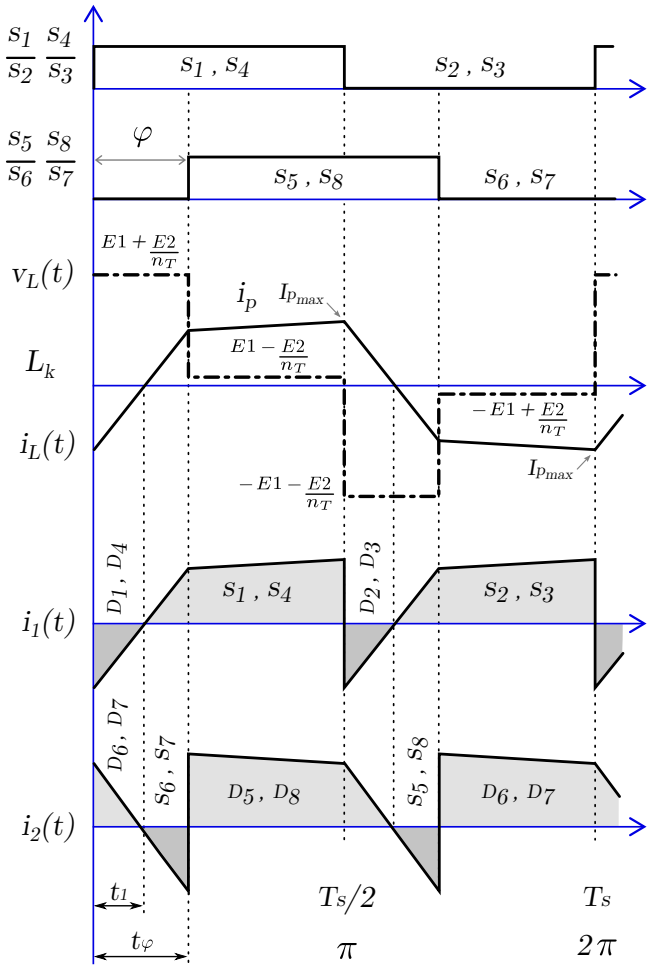
O valor necessário para a indutância L_k é determinado pela equação 4.11, onde P_o representa a potência sobre a carga para ambos os sentidos de operação [116]. Isolando o ângulo de defasagem φ das pontes do conversor, obtêm-se a expressão 4.12.

$$L_k = \frac{E_1 \cdot E_2 \cdot \varphi}{2\,\pi \cdot f_s \cdot n_T \cdot P_o} \left(\frac{\pi - |\varphi|}{\pi} \right) \tag{4.11}$$

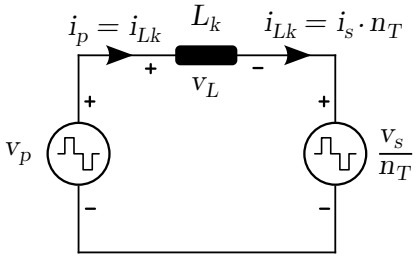
$$\varphi = \frac{\pi}{2} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{8\,n_T \cdot f_s \cdot L_k \cdot P_o}{E_1 \cdot E_2 \cdot n_T}} \right] \tag{4.12}$$

Figura 144 – Formas de onda e modelo do DAB alimentado em tensão.

(a) Principais formas de onda idealizadas para operação no sentido direto ($E_1 \Rightarrow E_2$) e MCC.



(b) Circuito equivalente idealizado visto do lado primário.



A potência máxima extraída do conversor DAB com a modulação *phase-shift* é expressa na equação 4.13 quando o ângulo de defasagem for $\varphi = \pm\,\pi/2$.

$$|P_{max}| = \frac{E_1 \cdot E_2}{8\, f_s \cdot n_T \cdot L_k} \tag{4.13}$$

A relação de transformação do conversor DAB ainda pode ser definida pela expressão 4.14, dada por d. O parâmetro d normalmente referem-se a mudanças na tensão de entrada e/ou saída em relação aos valores de projeto.

$$d = \frac{E_2}{E_1 \cdot n_T} \tag{4.14}$$

O ganho estático ideal do conversor DAB no MCC e operando no sentido direto (fluxo de potência $E_1 \Rightarrow E_2$) é representado pela expressão 4.15. Para a operação no sentido inverso (fluxo de potência $E_1 \Leftarrow E_2$), o ganho estático fica $1/q_{DAB}$.

$$q_{DAB} = \frac{E_2}{E_1} = 2\, n_T \cdot D \tag{4.15}$$

O valor eficaz da corrente que circula pelo primário do transformador pode ser obtido por meio da expressão 4.16 [377], [378].

$$I_{p_{ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\,\pi}\int_0^{2\pi} i_p(\omega t)^2\; d\omega t} \tag{4.16}$$

No entanto, para a modulação *phase-shift* apresentada, o valor eficaz da corrente no primário ($I_{p_{ef}}$) é calculado por meio da equação 4.17 e no secundário ($I_{s_{ef}}$) pela equação 4.20.

$$I_{p_{ef}} = \frac{E_1 \cdot n_T + E_2}{L_k \cdot n_T}\sqrt{\frac{4\,{t_1}^2 \cdot t_\varphi \cdot f_s - 4\,t_1 \cdot {t_\varphi}^2 \cdot f_s + {t_1}^2 + {t_\varphi}^2 - t_1 \cdot t_\varphi}{3}} \tag{4.17}$$

$$t_1 = \frac{\pi + 2\,\varphi \cdot d - \pi \cdot d}{4\,\pi \cdot f_s \cdot (1+d)} \tag{4.18}$$

$$t_\varphi = \frac{\varphi}{2\,\pi \cdot f_s} \tag{4.19}$$

$$I_{s_{ef}} = \frac{I_{p_{ef}}}{n_T} \tag{4.20}$$

O valor da corrente máxima ou de pico sobre o indutor L_k e o primário do transformador ($I_{p_{max}}$), é obtido da expressão 4.21.

$$I_{p_{max}} = \frac{E_1}{4\,\pi \cdot f_s \cdot L_k} \cdot [\pi + d\,(2\,\varphi - \pi)] \tag{4.21}$$

A potência aparente no transformador do DAB pode ser calculada com a expressão 4.22.

$$S_T = \frac{1}{2} \cdot E_1 \cdot I_{p_{ef}}\,(1+d) \tag{4.22}$$

Para operação no sentido direto do fluxo de potência, os valores da corrente média e eficaz nos diodos e interruptores do lado primário são calculadas como [379], [380];

$$I_{D1\ldots4_{med}} \approx I_{p_{max}} \cdot \frac{t_1 \cdot f_s}{2}\;; \quad \text{para fluxo } E_1 \Rightarrow E_2 \tag{4.23}$$

$$I_{D1\ldots4_{ef}} \approx I_{p_{max}} \cdot \sqrt{\frac{t_1 \cdot f_s}{3}}\;; \quad \text{para fluxo } E_1 \Rightarrow E_2 \tag{4.24}$$

$$I_{S1\ldots4_{med}} \approx \frac{P}{E_2} \cdot n_T \cdot D + 2\,I_{D1\ldots4_{med}}\;; \quad \text{para fluxo } E_1 \Rightarrow E_2 \tag{4.25}$$

$$I_{S1\ldots4_{ef}} \approx \frac{I_{p_{ef}}}{\sqrt{2}}\;; \quad \text{para fluxo } E_1 \Rightarrow E_2 \tag{4.26}$$

E os valores média e eficaz da corrente nos diodos e interruptores do lado secundário são obtidas por;

$$I_{D5\ldots8_{med}} \approx \frac{I_{S1\ldots4_{med}}}{n_T}\;; \quad \text{para fluxo } E_1 \Rightarrow E_2 \tag{4.27}$$

$$I_{D5...8_{ef}} \approx \frac{I_{S1...4_{ef}}}{n_T} \; ; \quad \text{para fluxo } E_1 \Rightarrow E_2 \tag{4.28}$$

$$I_{S5...8_{med}} \approx I_{p_{max}} \cdot \frac{(t_\varphi - t_1) \cdot f_s}{2\, n_T} \; ; \quad \text{para fluxo } E_1 \Rightarrow E_2 \tag{4.29}$$

$$I_{S5...8_{ef}} \approx \frac{I_{p_{max}}}{n_T} \cdot \sqrt{\frac{(t_\varphi - t_1) \cdot f_s}{3}} \; ; \quad \text{para fluxo } E_1 \Rightarrow E_2 \tag{4.30}$$

Para operação no sentido inverso do fluxo de potência, as formas de onda são semelhantes as da Figura 144, onde os valores de corrente média e eficaz nos diodos e interruptores do lado secundário são calculados e obtidos da seguinte forma;

$$I_{D5...8_{med}} \approx \frac{I_{p_{max}}}{n_T} \cdot \frac{t_1 \cdot f_s}{2} \; ; \quad \text{para fluxo } E_1 \Leftarrow E_2 \tag{4.31}$$

$$I_{D5...8_{ef}} \approx \frac{I_{p_{max}}}{n_T} \cdot \sqrt{\frac{t_1 \cdot f_s}{3}} \; ; \quad \text{para fluxo } E_1 \Leftarrow E_2 \tag{4.32}$$

$$I_{S5...8_{med}} \approx \frac{P_o}{E_1 \cdot n_T} \cdot D + 2\, I_{D5...8_{med}} \; ; \quad \text{para fluxo } E_1 \Leftarrow E_2 \tag{4.33}$$

$$I_{S5...8_{ef}} \approx \frac{I_{p_{ef}}}{n_T \cdot \sqrt{2}} \; ; \quad \text{para fluxo } E_1 \Leftarrow E_2 \tag{4.34}$$

Os valores da corrente média e eficaz nos diodos e interruptores do lado primário são obtidos por;

$$I_{D1...4_{med}} \approx I_{S5...8_{med}} \cdot n_T \; ; \quad \text{para fluxo } E_1 \Leftarrow E_2 \tag{4.35}$$

$$I_{D1...4_{ef}} \approx I_{S5...8_{ef}} \cdot n_T \; ; \quad \text{para fluxo } E_1 \Leftarrow E_2 \tag{4.36}$$

$$I_{S1...4_{med}} \approx I_{p_{max}} \cdot \frac{(t_\varphi - t_1) \cdot f_s}{2} \; ; \quad \text{para fluxo } E_1 \Leftarrow E_2 \tag{4.37}$$

$$I_{S1...4_{ef}} \approx I_{p_{max}} \cdot \sqrt{\frac{(t_\varphi - t_1) \cdot f_s}{3}} \; ; \quad \text{para fluxo } E_1 \Leftarrow E_2 \tag{4.38}$$

As capacitâncias de filtro C_1, C_2 necessárias para atender a ondulação de tensão para ambos os sentidos de operação são encontradas aplicando-se a equação 4.39.

$$C_{\mathrm{x}} = \frac{\varphi \cdot P_o}{2\,\pi \cdot f_s \cdot \Delta V_{C_{\mathrm{x}}}\% \cdot {V_{\mathrm{x}}}^2} \tag{4.39}$$

Aonde P_o, V_{x} são, respectivamente, a potência e a tensão sobre a carga para cada sentido de operação, e $\Delta V_{C_{\mathrm{x}}}\%$ é o valor da ondulação de tensão em percentual sobre o capacitor a ser determinado.

Para a operação do conversor DAB no sentido direto do fluxo de potência (fluxo $E_1 \Rightarrow E_2$), os seguintes parâmetros foram adotados:

$$\begin{array}{lll} P = 3\,\text{kW}; & E_1 = 400\,V; & E_2 = 200\,V; \\ D = 0,5; & \varphi = \pi/4; & n_T = 0,5; \\ L_k = 167\,\mu\text{H}; & f_s = 30\,\text{kHz}; & d = 1. \end{array}$$

Os parâmetros para o primeiro conversor proposto, estão apresentados no Apêndice A.

A análise resultante da comparação destas duas topologias operando no sentido direto, é apresentada na Tabela 9.

Tabela 9 – Comparação do primeiro conversor proposto com o DAB para sentido direto ($E_1 \Rightarrow E_2$).

	DAB			**Proposto**		
	S_c [kVA] p/ I_{pico}	S_c [kVA] p/ I_{ef}	Quantidade	S_c [kVA] p/ I_{pico}	S_c [kVA] p/ I_{ef}	Quantidade
Interruptor primário.	4	2,6	4	5,8	2,92	4
Diodo primário.	3,6	0,58	4	1,8	0,6	4
Interruptor secundário.	4	0,58	4	–	–	0
Diodo secundário.	4	2,6	4	7,89	4,63	2
Diodo auxiliar.	–	–	0	0,53	0,19	4
Capacitor saída.	31,25 μF		1	9,18 μF		1
Capacitor W_C	1,25 L		–	0,367 L		–
Indutor.	167 μH		1	180 μH		1
Potência S_c total.	1 p.u.	1 p.u.		0,77 p.u.	0,95 p.u.	

Por meio desta análise inicial, é possível afirmar que o conversor proposto apresenta uma capacitância de filtro na ordem de 3 vezes menor à do DAB, uma estimativa global de perdas em condução similar, custo de semicondutores de aproximadamente 20 % menor, porém, um menor número de interruptores ativos e um menor volume de capacitância.

Já para a operação do conversor DAB no sentido inverso do fluxo de potência (fluxo $E_1 \Leftarrow E_2$), os seguintes parâmetros foram adotados:

$$\begin{array}{lll} P = 2\,\text{kW}; & E_2 = 200\,V; & E_1 = 400\,V; \\ D = 0,5; & \varphi = 13\,\pi/90; & n_T = 0,5; \\ L_k = 167\,\mu\text{H}; & f_s = 30\,\text{kHz}; & d = 1. \end{array}$$

A análise resultante para a segunda comparação destas duas topologias, operando no sentido inverso, é apresentada na Tabela 10.

Por meio desta segunda análise, é possível afirmar que o conversor proposto apresenta uma capacitância de filtro similar ao DAB, porém necessita de uma capacitância adicional, a estimativa global de perdas em condução é maior (aproximadamente 30 %), apresenta um custo de semicondutores de aproximadamente 35 % menor, porém uma considerável redução do número de interruptores ativos para a bidirecionalidade de energia.

De forma geral, o conversor DAB apresenta um baixo número de componentes passivos e possibilidade de comutação suave sem a adição de elementos externos como interruptores, diodos e circuitos snubber, já que a tensão máxima sobre os seus semicondutores é limitada aos níveis de tensão de entrada e saída. Porém, a faixa de atuação da comutação suave é limitada e dependente da carga, além da forma de onda de corrente no transformador depender do tipo de modulação utilizada, da relação de tensão de entrada e saída e da potência processada.

Em função do conversor necessitar de uma indutância em série com o transformador para possibilitar o armazenamento e transferência de energia, a mesma pode provocar elevadas perdas durante as comutações de seus semicondutores e sobretensões. No entanto, teoricamente necessita de somente um elemento magnético, o transformador, já o conversor proposto requer três elementos magnéticos discretos que formam os dois transformadores e o indutor acoplado, elevando o volume total da estrutura de potência.

O conversor DAB apresenta ainda um problema de desequilíbrio de tensão causado por incompatibilidade (*mismatch*) de parâmetro dos componentes ativo e passivo, por diferentes cargas e por flutuações do link CC de alta tensão. Devido a este desbalanceio da tensão e potência no barramento CC, há um aumento da tensão sobre os semicondutor e problemas de sobretensão ou sobrecorrente que podem levar ao colapso todo o sistema. Portanto, o conversor requer complexos métodos de controle de balanceamento ou circuitos adicionais para suprimir estes efeitos.

Tabela 10 – Comparação do primeiro conversor proposto com o DAB para sentido inverso ($E_1 \Leftarrow E_2$).

	DAB			**Proposto**		
	S_c [kVA] p/ I_{pico}	S_c [kVA] p/ I_{ef}	Quantidade	S_c [kVA] p/ I_{pico}	S_c [kVA] p/ I_{ef}	Quantidade
Interruptor secundário.	2,76	1,58	4	5,35	5	2
Diodo secundário.	2,76	0,26	4	–	–	–
Interruptor primário.	2,4	0,26	4	–	–	0
Diodo primário.	2,4	1,6	4	2,72	1,76	4
Diodo D_{b1}.	–	–	0	3,6	1,49	1
Diodo D_{b2}.	–	–	0	1,3	0,93	1
Capacitor saída.	1,53 μF		1	1,65 μF		1
Capacitor W_C	0,245 L		–	0,264 L		–
Capacitor C_{b1}.	–		0	13,1 μF		1
Capacitor W_C	–		–	0,524 L		–
Indutor.	167 μH		1	180 μH		1
Potência S_c total.	1 p.u.	1 p.u.		0,65 p.u.	1,32 p.u.	

Em condições ideais de operação, o transformador é magnetizado em um semiciclo ou meio período de comutação e desmagnetizado no outro semiciclo. No entanto, na prática é necessário aplicar um tempo morto (ou tempo de comutação) entre os pulsos de comando de interruptores do mesmo braço para evitar curto-circuito no barramento CC. Porém, o tempo de magnetização de um semiciclo pode não ser exatamente igual ao tempo de desmagnetizado do outro semiciclo, resultando em uma circulação de corrente média no transformador que pode

levar a saturação magnética do núcleo e destruição dos semicondutores devido a circulação de elevada corrente nos mesmos. Em algumas aplicações práticas, optam-se em adicionar um capacitor em série com o enrolamento do transformador para evitar que circule sobre ele esse valor médio de corrente e provoque um desequilíbrio no núcleo magnético.

Apesar do conversor DAB necessitar do indutor externo associado a dispersão do transformador, o valor médio da corrente que circula por ele é teoricamente nulo, portanto, este indutor terá um volume muito reduzido em relação ao conversor proposto. Já no conversor proposto, o indutor possui a função de filtro da corrente da saída que será absorvida pela bateria, representada pela fonte E_2.

Na seção seguinte, a comparação da segunda topologia propostas na tese é apresentada isoladamente seguindo a mesma metodologia introduzida no começo deste capítulo.

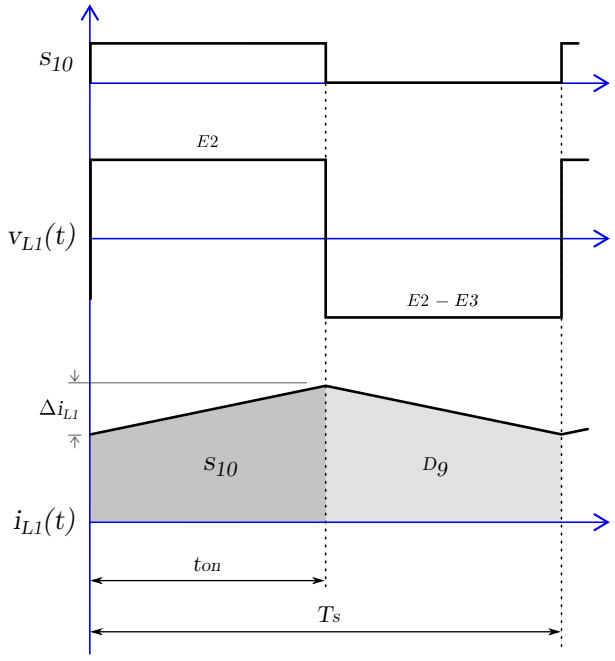
4.2 CONVERSOR CC−CC BIDIRECIONAL BUCK E BOOST

O conversor bidirecional Buck e Boost clássico e seu derivado intercalado, baseado na célula de comutação (*three-state switching cell* - 3SSC) apresentada por [348] e ilustrado na Figura 14e, também foram projetados e testados no simulador Orcad®, onde foi empregada modulação PWM clássica, cujo principais formas de ondas teóricas para o modo *boost* (fluxo $E_2 \Rightarrow E_3$) estão ilustradas na Figura 145.

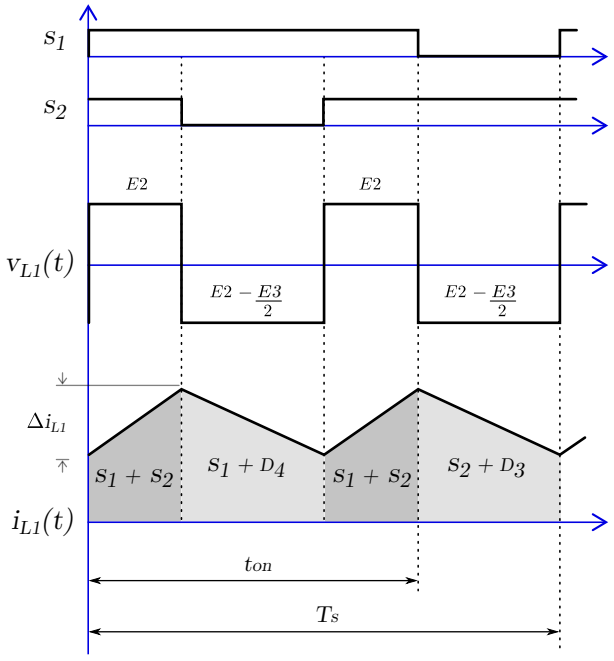
Em função da ondulação de corrente no indutor L_1 ser muito semelhante para ambos os sentidos de operação, somente é apresentada as principais formas de onda da etapa no modo *boost*, sendo a etapa no modo *buck* similar.

Figura 145 – Formas de ondas idealizadas para operação no modo *boost* em MCC.

(a) Conversor Boost clássico.



(b) Conversor Boost intercalado (3SSC).



O conversor bidirecional do tipo Buck e Boost clássico ilustrado no lado direito da Figura 143, ou suas versões intercaladas com dois ou mais braços, apresentam uma ou mais indutâncias de filtro que configuram uma fonte de corrente em um sentido de operação e uma fonte de tensão no outro. Esta indutância é determinada considerando o pior caso e é compartilhada para ambos os sentido de operação.

Para a comparação com o segundo conversor proposto neste trabalho, a operação do conversor Buck e Boost clássico e do 3SSC nos modos *boost* e *buck* em MCC seguem as mesmas especificações listadas no Apêndice B e os parâmetros apresentados abaixo:

$$P = 4\,\text{kW}; \qquad E_2 = 200\,V; \qquad E_3 = 550\,V;$$
$$f_s = 15\,\text{kHz}; \qquad D_{boost} = 0,636; \qquad D_{buck} = 0,364.$$

O dimensionamento dos elementos passivos, ganho estático no MCC e os principais esforços sofridos pelos semicondutores dos conversores Boost clássico e 3SSC, operando no sentido *boost*, estão resumidos na Tabela 11 para melhorar a visualização.

Tabela 11 – Dimensionamento e esforços dos conversores no modo *boost*.

MCC	**Boost clássico**	**Boost intercalado (3SSC)** [348]
Ganho $q = E_3/E_2$	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{1}{1-D}$
ΔI_{L1}	$\frac{E_3 \cdot (1-D) \cdot D}{L_1 \cdot f_s}$	$\frac{E_3 \cdot (1-D) \cdot (2\,D-1)}{2\,L_1 \cdot f_s}$
ΔV_{C4}	$\frac{I_3 \cdot D}{C_4 \cdot f_s}$	$\frac{I_3 \cdot (2\,D-1)}{2\,C_4 \cdot f_s}$
$I_{S_{(avg)}}$; $I_{S_{(rms)}}$	$\frac{I_3 \cdot D}{1-D}$; $\frac{I_3 \cdot \sqrt{D}}{1-D}$	$\frac{I_3 \cdot D}{2\,(1-D)}$; $\frac{I_3 \cdot \sqrt{D}}{2\,(1-D)}$
$I_{D_{(avg)}}$; $I_{D_{(rms)}}$	I_3 ; $\frac{I_3 \cdot \sqrt{1-D}}{1-D}$	$\frac{I_3}{2}$; $\frac{I_3 \cdot \sqrt{1-D}}{2\,(1-D)}$
$I_{L1_{(avg)}}$; $I_{L1_{(rms)}}$	$\frac{I_3}{1-D}$; $\frac{I_3}{(1-D)} \cdot \sqrt{1+\frac{1}{12}\left(\frac{\Delta I_{L1} \cdot [1-D]}{I_3}\right)^2}$	

A análise resultante da comparação das duas topologias com o proposto, operando no sentido *boost*, é apresentada na Tabela 12.

O conversor proposto também foi comparado no sentido *buck* com as topologias clássicas, e as especificações listadas no Apêndice B.

O dimensionamento dos elementos passivos, ganho estático e os principais esforços sofridos pelos semicondutores dos conversores Buck clássico e 3SSC operando no sentido *buck* estão resumidos na Tabela 13.

A análise resultante da comparação das duas topologias com o proposto, operando no sentido *buck*, é apresentada na Tabela 14.

A partir da expressão 4.6, que representam o volume do indutor, o índice de volume em função da indutância e da ondulação de corrente é mostrado na Figura 146 para os conversores no sentido *buck*. As curvas foram exibidas para as mesmas condições de operação dos três conversores comparados, onde a variação ocorre somente no valor da indutância.

Este comportamento indica a projeção do volume total do indutor necessário e o comportamento da ondulação de corrente na saída dos conversores. Constata-se que o conversor proposto sempre apresentará um menor volume de indutor para manter a mesma ondulação de corrente em relação aos outros conversores. No entanto, quando baixas ondulações são necessárias, o tamanho do indutor aumenta de forma linear.

Tabela 12 – Comparação do conversor proposto com os conversores clássicos no sentido *boost* ($E_2 \Rightarrow E_3$).

	Boost clássico			**Boost 3SSC**			**Proposto**		
	S_c [kVA] p/ I_{pico}	S_c [kVA] p/ I_{ef}	Quant.	S_c [kVA] p/ I_{pico}	S_c [kVA] p/ I_{ef}	Quant.	S_c [kVA] p/ I_{pico}	S_c [kVA] p/ I_{ef}	Quant.
Interruptor	11,83	8,77	1	5,9	4,39	2	5,9	3,1	4
Diodo	11,83	6,63	1	5,9	3,32	2	2,95	1,66	4
Capacitor saída.	56 μF		1	12 μF		1	6 μF		1
Capacitor W_C	16,97 L		–	3,64 L		–	1,82 L		–
Indutor L_1	2,828 mH		1	606 μH		1	303 μH		1
Indutor W_L	1,31 L		–	0,28 L		–	0,14 L		–
Frequência ondulação.	f_s			$2 \cdot f_s$			$4 \cdot f_s$		
Potência S_c total.	1 p.u.	1 p.u.		1 p.u.	1 p.u.		1,50 p.u.	1,23 p.u.	

Tabela 13 – Dimensionamento e esforços dos conversores no modo *buck*.

MCC	**Buck clássico**	**Buck intercalado (3SSC)** [348]
Ganho $q = E_2/E_3$	D	D
ΔI_{L1}	$\frac{E_2 \cdot (1-D)}{L_1 \cdot f_s}$	$\frac{E_2 \cdot (1-2\,D)}{2\,L_1 \cdot f_s}$
ΔV_{C3}	$\frac{\Delta I_{L1}}{8\,C_3 \cdot f_s}$	$\frac{\Delta I_{L1}}{16\,C_3 \cdot f_s}$
$I_{S_{(avg)}}$; $I_{S_{(rms)}}$	$I_{E2} \cdot D$; $I_{E2} \cdot \sqrt{D}$	$\frac{I_{E2} \cdot D}{2}$; $\frac{I_{E2} \cdot \sqrt{D}}{2}$
$I_{D_{(avg)}}$; $I_{D_{(rms)}}$	$I_{E2} \cdot (1-D)$; $I_{E2} \cdot \sqrt{1-D}$	$\frac{I_{E2} \cdot (1-D)}{2}$; $\frac{I_{E2} \cdot \sqrt{1-D}}{2}$
$I_{L1_{(avg)}}$; $I_{L1_{(rms)}}$	I_{E2} ; $I_{E2} \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{12}\left(\frac{\Delta I_{L1}}{I_{E2}}\right)^2}$	

Partindo dessas análises preliminares, pode-se concluir que o conversor proposto apresenta esforços individuais menores que as topologias clássicas avaliadas, uma estimativa global a maiores perdas (aproximadamente 20 %), além de um custo maior de semicondutores.

O capacitor de filtro de saída no modo *boost* apresenta uma redução de 9 vezes em relação ao clássico conversor Boost e de 2 vezes a do conversor 3SSC. Já a redução no volume do capacitor no modo *buck* é de 4 vezes a do clássico Buck e de 2 vezes a do 3SSC.

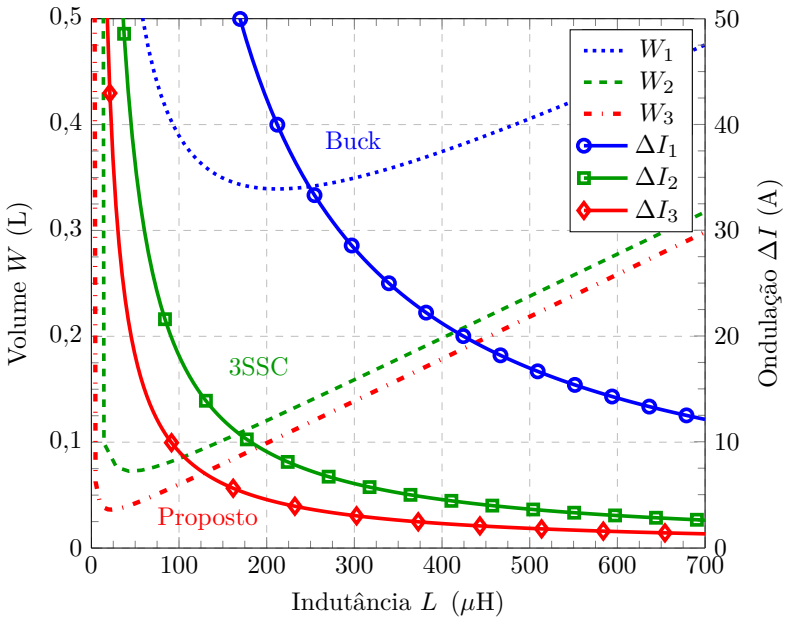
O indutor também sofre o fator de redução similar ao dos capacitores, e sobre estes filtros, a frequência de ondulação da tensão e corrente é multiplicada por 4 vezes à frequência de comutação.

No entanto, tanto o conversor 3SSC como o proposto necessitam de um indutor acoplado adicional que vai impactar no volume final das estruturas, e o proposto necessita de oito conjuntos de semicondutores e circuitos de acionamento (*Gate Drivers*) para seu adequado funcionamento.

Tabela 14 – Comparação do conversor proposto com os conversores clássicos no sentido *buck* ($E_2 \Leftarrow E_3$).

	Buck clássico			**Buck 3SSC**			**Proposto**		
	S_c [kVA] p/ I_{pico}	S_c [kVA] p/ I_{ef}	Quant.	S_c [kVA] p/ I_{pico}	S_c [kVA] p/ I_{ef}	Quant.	S_c [kVA] p/ I_{pico}	S_c [kVA] p/ I_{ef}	Quant.
Interruptor	11,66	6,63	1	5,83	3,32	2	5,83	2,34	4
Diodo	11,66	8,77	1	5,83	4,39	2	2,91	2,19	4
Capacitor saída.	10 μF		1	5 μF		1	2,5 μF		1
Capacitor W_C	0,40 L		–	0,20 L		–	0,10 L		–
Indutor L_1	3,535 mH		1	757,6 μH		1	378,8 μH		1
Indutor W_L	1,59 L		–	0,34 L		–	0,17 L		–
Frequência ondulação.	f_s			$2 \cdot f_s$			$4 \cdot f_s$		
Potência S_c total.	1 p.u.	1 p.u.		1 p.u.	1 p.u.		1,45 p.u.	1,18 p.u.	

Figura 146 – Volume e ondulação de corrente no indutor em função da indutância para sentido *buck*.



Como na topologia proposta, a frequência de ondulação sobre os filtros passivos é de 4 vezes, as perdas em comutação podem ser minimizadas e o rendimento global do conversor pode ser aumentado para o processamento de elevada potência. Além disso, o volume total do conversor tende a ser minimizado em função da redução dos elementos passivos, tornando a solução vantajosa na aplicação a bordo de EVs.

Os conversores Buck e Boost clássicos apresentam boas características, como baixo número de componentes, robustez e podem atender a uma gama muito variada de potências com baixo custo. Já o conversor proposto, apresenta características mais favoráveis para aplicação em média e alta potência, reduzidos esforços de corrente nos semicondutores, baixa ondulação de tensão e corrente na saída e possibilita uma grande densidade de potência, especialmente em aplicações com restrição de volume, como em telecomunicações, geração fotovoltaica e armazenamento de energia em EVs.

4.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

É possível verificar que, idealmente, esta análise e comparação fornecem importantes parâmetros que pode auxiliar o projetista na escolha da solução mais apropriada à aplicação desejada em termos do custo, estimativa de perdas em condução, dimensionamento dos componentes e do volume dos conversores. Além disto, ressalta as características da proposta, especialmente as desejadas para a aplicação pretendida em relação as soluções mais clássicas e já bem difundidas nas literaturas e aplicadas pela indústria.

De forma geral, a primeira topologia proposta em relação a solução mais clássica, o conversor DAB alimentado em tensão, apresenta um indicativo de menor custo global de componentes, uma estimativa de perdas em condução maiores, um reduzido volume do capacitor de filtro de saída, além de um filtro CL que reduz a ondulação de corrente sobre a bateria.

Por existirem um menor número de interruptores na primeira topologia proposta, o DAB apresenta uma maior complexidade para criação do algoritmo que gera a correta sequência de comutação dos oito interruptores ativos e a corrente desejada sobre o transformador monofásico, além de mais circuitos de *driver* e uma indutância adicional, que geralmente é colocada externamente ao enrolamento primário do transformador. Portanto, a solução proposta apresenta maior simplicidade de implementação e oferece uma alternativa robusta em aplicações de baixo custo, como carregadores bidirecionais e sistemas de armazenamento de energia *stand by* que não são muito exigidos.

A segunda topologia, apresenta como principais características às duas soluções clássicas analisadas, um indicativo de maior custo global de semicondutores e de perdas em condução, no entanto, apresenta menores volumes de elementos passivos de filtro. Apresenta uma frequência de ondulação da tensão e corrente sobre os elementos passivos, de 4 vezes maior do que a frequência de comutação e 2 vezes maior para o indutor acoplado, permitindo incrementar a densidade de potência do conversor e melhorar sua eficiência quando é necessário processar maior potência.

Apresenta um maior número de semicondutores e circuitos auxiliares a comutação (*drivers*), maior robustez e alterando sua sequência de comutação, pode operar de forma idêntica ao conversor 3SSC.

Por fim, verifica-se que a solução integrada proposta tem potencial para aplicação em sistemas de tração de EVs de diferentes modalidades, é robusta, de simples implementação e oferece baixa ondulação sobre a bateria, prolongando e preservando sua vida útil por maior tempo. No entanto, requisitos como reduzido volume, peso, eficiência e custo devem ser mais estudados para indicar a viabilidade da aplicação, já que em EVs, estas características apresentam uma grande significância.

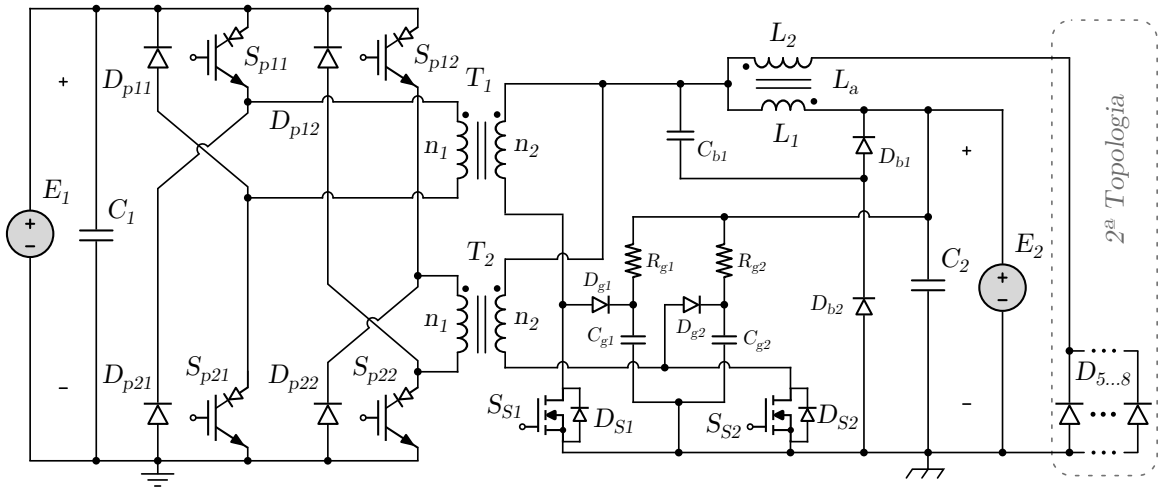
5 DIMENSIONAMENTO DOS CONVERSORES

Neste capítulo, apresenta-se o procedimento de projeto completo dos conversores CC−CC bidirecionais propostos. A partir dos equacionamentos, análises teóricas e estratégias definidas nos capítulos anteriores, especificam-se os componentes e projeta-se os elementos magnéticos dos conversores para a potência processada em cada sentido de operação. Todo o procedimento de cálculo tem como suporte os resultados de simulação.

5.1 DIMENSIONAMENTO E PROCEDIMENTOS DE PROJETO DO CONVERSOR FORWARD / FLYBACK INTERCALADO

O circuito elétrico de potência ilustrado na Figura 147 é utilizado como referência para os projetos dos diversos componentes do conversor CC−CC bidirecional Forward / Flyback intercalado proposto.

Figura 147 – Circuito de potência da 1 ª topologia implementada.



As especificações para o dimensionamento e construção da 1 ª topologia estão listadas na Tabela 15.

Tabela 15 – Especificações da 1 ª topologia implementada em regime permanente.

Sentido *forward*		**Sentido *flyback***	
Potência nominal:	3,3 kW	Potência nominal:	1 kW
Tensão, entrada / saída:	E_1=400 V / E_2=200 V	Tensão, entrada / saída:	E_2=200 V / E_1=400 V
Ondulação de tensão:	$\Delta E_2 = 0,5\,\%$	Ondulação de tensão:	$\Delta E_1 = 0,1\,\%$
–	–	Ondulação de tensão em C_{b1}:	0,3 V
Ondulação de corrente:	$\Delta I_{L1} = 14\,\%$	–	–
Razão cíclica máxima:	$D_{max} = 0,50$	Razão cíclica máxima:	$D_{max} = 0,45$
Frequência de comutação:	$f_s = 35$ kHz	Frequência de comutação:	$f_s = 35$ kHz

Julgou-se essa potência e especificações adequadas para a comprovação experimental do conversor proposto. Definiu-se esses valores também em função da necessária adequação às instalações, instrumentos de medição, fonte e cargas disponíveis no laboratório.

5.1.1 Cálculos preliminares

O projeto e dimensionamento do conversor operando no sentido *forward* é realizado para a operação no MCC, onde determinasse primeiramente o ganho estático.

$$q_1 = \frac{E_2}{E_1} = \frac{200\,V}{400\,V} = 0,5 \tag{5.1}$$

A partir as especificações do projeto na Tabela 15, a corrente de saída, a resistência de carga e o período de comutação são calculados pelas expressões 5.2, 5.3 e 5.4, respectivamente.

$$I_{R2} = \frac{P_o}{E_2} = \frac{3,3\,\text{kW}}{200\,V} = 16,5\,A \tag{5.2}$$

$$R_2 = \frac{E_2}{I_{R2}} = \frac{200\,V}{16,5\,A} = 12,121\,\Omega \tag{5.3}$$

$$T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{35\,\text{kHz}} = 28,571\,\mu\text{s} \tag{5.4}$$

A relação de transformação n_T dos transformadores é obtida na equação 5.5 considerando a razão cíclica nominal de operação igual a $D = 0,4$ e a relação do indutor acoplado L_a igual a $n_{La} = 1,88$.

$$n_T = \frac{q_1 \cdot (2\,D \cdot n_{La} + 1)}{2\,D \cdot (n_{La} + 1)} = \frac{0,5 \cdot (2 \cdot 0,4 \cdot 1,88 + 1)}{2 \cdot 0,4 \cdot (1,88 + 1)} \cong 0,55 \tag{5.5}$$

Com a relação de transformação definida, adotasse para o enrolamento secundário dos transformadores, a indutância equivalente de $L_s = 180\,\mu\text{H}$. Esta indutância do enrolamento secundário precisa ser adequadamente escolhida para a transferência de potência desejada no sentido de operação *flyback*. Assim, pela relação da equação 5.6, a indutância equivalente do lado primário é obtida.

$$L_p = \frac{L_s}{{n_T}^2} = \frac{180\,\mu\text{H}}{0,55^2} = 595,1\,\mu\text{H} \tag{5.6}$$

O projeto e dimensionamento do conversor operando no sentido *flyback* é realizado para a operação no MCD, onde o ganho estático já determinado é reescrito como:

$$q_2 = \frac{1}{q_1} = \frac{1}{0,5} = 2 \tag{5.7}$$

A razão cíclica nominal de operação considerada no sentido *flyback* igual a $D = 0,45$.

A relação de transformação ${n_T}'$ para o sentido *flyback* é obtida na equação 5.8.

$${n_T}' = \frac{1}{n_T} = \frac{1}{0,55} = 1,818 \tag{5.8}$$

A corrente de saída, a resistência de carga, a corrente normalizada e a indutância do enrolamento secundário são calculados pelas expressões 5.9, 5.10, 5.11 e 5.12, respectivamente.

$$I_{R1} = \frac{P_o}{E_1} = \frac{1\,\text{kW}}{400\,V} = 2,5\,A \tag{5.9}$$

$$R_1 = \frac{E_1}{I_{R1}} = \frac{400\,V}{2,5\,A} = 160\,\Omega \tag{5.10}$$

$$\overline{i_{R1}} = \frac{2\,{D_{max}}^3}{q_2} = \frac{2 \cdot 0,45^3}{2} = 0,091 \tag{5.11}$$

$$L_{s1} = \frac{2\,D \cdot E_2 \cdot \overline{i_{R1}}}{I_{R1} \cdot f_s} = \frac{2 \cdot 0,45 \cdot 200\,V \cdot 0,091}{2,5\,A \cdot 35\,\text{kHz}} \cong 180\,\mu\text{H} \tag{5.12}$$

5.1.2 Projeto físico dos transformadores

O projeto completo dos transformadores será apresentado na sequência com o cálculo dos esforços de corrente, produto de áreas, número de espiras para os enrolamentos primário e secundário, além do dimensionamento dos condutores para cada um dos enrolamentos.

5.1.2.1 Esforços sobre os transformadores no sentido *forward*

Os valores médio e eficaz da corrente que circula pelo enrolamento primário dos transformadores são obtidos nas expressões 5.13 e 5.14, respectivamente.

$$\begin{aligned} I_{Lp_{med}} &= \frac{I_{R2} \cdot n_T \cdot D\,(n_{La}+1)}{2\,D \cdot n_{La}+1} + \frac{E_1 \cdot D^2}{L_p \cdot f_s} \\ &= \frac{16,5\,A \cdot 0,55 \cdot 0,4 \cdot (1,88+1)}{2 \cdot 0,4 \cdot 1,88+1} + \frac{400\,V \cdot 0,4^2}{595,1\,\mu\text{H} \cdot 35\,\text{kHz}} = 7,25\,A \end{aligned} \tag{5.13}$$

$$\begin{aligned} I_{Lp_{ef}} &= \sqrt{\left[\frac{I_{R2} \cdot n_T\,(n_{La}+1)}{2\,D \cdot n_{La}+1} + \frac{E_1 \cdot D}{2\,L_p \cdot f_s}\right]^2 + \left[\frac{E_1 \cdot D}{2\,L_p \cdot f_s}\right]^2} \cdot \sqrt{D} \\ &= \sqrt{\left[\frac{16,5\,A \cdot 0,55 \cdot (1,88+1)}{2 \cdot 0,4 \cdot 1,88+1} + \frac{400\,V \cdot 0,4}{2 \cdot 595,1\,\mu H \cdot 35\,kHz}\right]^2 + \left[\frac{400\,V \cdot 0,4}{2 \cdot 595,1\,\mu H \cdot 35\,kHz}\right]^2} \cdot \sqrt{0,4} = 9,35\,A \end{aligned} \tag{5.14}$$

A corrente de pico ou máxima no enrolamento primário é obtida na equação 5.16.

$$\Delta I_{L1} = 14\,\% \cdot I_{R2} = 0,14 \cdot 16,5\,A = 2,31\,A \tag{5.15}$$

$$\begin{aligned} I_{Lp_{pk}} &= \frac{I_{R2} \cdot n_T\,(n_{La}+1)}{2\,D \cdot n_{La}+1} + \frac{E_1 \cdot D}{L_p \cdot f_s} + \frac{\Delta I_{L1} \cdot n_T}{2} \\ &= \frac{16,5\,A \cdot 0,55 \cdot (1,88+1)}{2 \cdot 0,4 \cdot 1,88+1} + \frac{400\,V \cdot 0,4}{595,1\,\mu\text{H} \cdot 35\,\text{kHz}} + \frac{2,31\,A \cdot 0,55}{2} = 18,56\,A \end{aligned} \tag{5.16}$$

O valor médio e eficaz da corrente que circula pelo enrolamento secundário dos transformadores são obtidos nas expressões 5.17 e 5.18, respectivamente

$$I_{Ls_{med}} = \frac{I_{R2} \cdot D\ (n_{La}+1)}{2\,D \cdot n_{La}+1} = \frac{16,5\,A \cdot 0,4 \cdot (1,88+1)}{2 \cdot 0,4 \cdot 1,88+1} = 7,6\,A \tag{5.17}$$

$$I_{Ls_{ef}} = \frac{I_{R2} \cdot \sqrt{D}\ (n_{La}+1)}{2\,D \cdot n_{La}+1} = \frac{16,5\,A \cdot \sqrt{0,4} \cdot (1,88+1)}{2 \cdot 0,4 \cdot 1,88+1} = 12,0\,A \tag{5.18}$$

Já a corrente de pico ou máxima no enrolamento secundário é obtida na equação 5.19.

$$I_{Ls_{pk}} = I_{R2} + \frac{\Delta I_{L1}}{2} = 16,5\,A + \frac{2,31\,A}{2} = 17,65\,A \tag{5.19}$$

5.1.2.2 Esforços sobre os enrolamentos dos transformadores no sentido $flyback$

Em função dos parâmetros de operação e especificações do conversor, a operação no sentido *flyback* é no MCD, portanto, todos os esforços são determinados para este modo de operação.

O valor de pico ou máximo da corrente nos enrolamentos secundários L_{s1} e L_{s2} de T_1 e T_2 respectivamente, é obtida na equação 5.20.

$$I_{Ls_{pk}} = \frac{E_2 \cdot D}{L_{s1} \cdot f_s} = \frac{200\,V \cdot 0,45}{180\,\mu\text{H} \cdot 35\,\text{kHz}} = 14,28\,A \tag{5.20}$$

Os valores médio e eficaz da corrente que circula pelos enrolamentos secundários são obtidos nas expressões 5.21 e 5.22, respectivamente.

$$I_{Ls_{med}} = \frac{I_{Ls_{pk}} \cdot D}{2} = \frac{14,28\,A \cdot 0,45}{2} = 3,21\,A \tag{5.21}$$

$$I_{Ls_{ef}} = I_{Ls_{pk}} \cdot \sqrt{\frac{D}{3}} = 14,28\,A \cdot \sqrt{\frac{0,45}{3}} = 5,53\,A \tag{5.22}$$

O valor de pico, o valor médio e eficaz da corrente que circula pelos enrolamentos primários são obtidos nas expressões 5.23, 5.24 e 5.25, respectivamente.

$$I_{Lp_{pk}} = \frac{I_{Ls_{pk}}}{n_T{}'} = \frac{E_2 \cdot D}{L_{s1} \cdot f_s \cdot n_T{}'} = \frac{200\,V \cdot 0,45}{180\,\mu\text{H} \cdot 35\,\text{kHz} \cdot 1,818} = 7,86\,A \tag{5.23}$$

$$I_{Lp_{med}} = \frac{I_{Lp_{pk}} \cdot E_2 \cdot n_T{}' \cdot D^2}{E_1} = \frac{7,86\,A \cdot 200\,V \cdot 1,818 \cdot 0,45^2}{400\,V} = 1,45\,A \tag{5.24}$$

$$I_{Lp_{ef}} = I_{Lp_{pk}} \cdot \sqrt{\frac{2\,E_2 \cdot n_T{}' \cdot D^2}{3\,E_1}} = 7,86\,A \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot 200\,V \cdot 1,818 \cdot 0,45^2}{3 \cdot 400\,V}} = 2,75\,A \tag{5.25}$$

5.1.2.3 Determinação do produto de áreas

A determinação do produto de áreas para a construção e especificação do núcleo do transformador é apresentada nesta seção, onde leva-se em consideração duas leis fundamentais do eletromagnetismo que são a Lei de Faraday e a Lei de Ampère.

Como a maior parte da potência processada e esforços ocorre no sentido de operação *forward*, o projeto e dimensionamento do núcleo e dos enrolamentos é realizado baseando-se neste sentido de operação.

A área efetiva transversal do núcleo do transformador A_e, é determinada pela aplicação da Lei de indução de Faraday, através da qual se pode expressar a tensão em uma bobina com N espiras, conforme expressões 5.26.

$$v(t) = N \cdot \frac{d\phi(t)}{dt} = N \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta t} \tag{5.26}$$

A tensão magnetizante (V_m) em um elemento magnético é define como a excursão do fluxo magnético sobre o mesmo, ou seja, é definida pelo valor médio em um semiciclo da tensão instantânea aplicada nesse elemento. A equação 5.26, pode ser escrita em função da tensão magnetizante do transformador conforme expressão 5.27, onde sabe-se que o fluxo magnético através de uma área é dado por $\phi = B \cdot A_e$, e sua variação é $\Delta\phi = \Delta B \cdot A_e$.

$$V_m = N \cdot \frac{\Delta B \cdot A_e}{\Delta t} \tag{5.27}$$

A tensão instantânea aplicada ao enrolamento primário do transformador durante a primeira etapa é sempre E_1 e durante a segunda etapa será $-E_1$ até sua completa desmagnetização. A tensão magnetizante dos transformadores pode então ser calculada na equação 5.28.

$$V_m = \frac{2}{T_s} \int_0^{\Delta t_1} E_1 \, dt \; = \; 2\, D \cdot E_1 \tag{5.28}$$

Isolando a área transversal do núcleo na equação 5.27 e aplicando a equação 5.28, obtêm-se a expressão 5.29.

$$A_e = \frac{2\, E_1 \cdot D^2}{n_p \cdot \Delta B \cdot f_s} \tag{5.29}$$

Já a obtenção da área da janela do núcleo A_w, é definida pela aplicação da Lei de Ampère e da derivada de corrente da qual utiliza-se a relação 5.30 para uma bobina com N espiras.

$$\Im = \oint_l H \, dl = \int_s J \, ds = N \cdot i \tag{5.30}$$

A partir da expressão 5.30, é possível definir a máxima densidade de corrente em uma bobina do transformador na equação 5.31.

$$J_{max} \cdot A_T = N \cdot I_{ef} \tag{5.31}$$

Na equação 5.31, A_T representa a área de cobre ocupada pelos enrolamentos primário e secundário na janela do carretel e pode ser expressa em função do fator de ocupação do cobre dentro do carretel k_p, do fator de ocupação da área da janela destes enrolamentos k_w, e da área da janela do carretel A_w para um transformador, ou seja, $A_T = k_w \cdot k_p \cdot A_w$.

A equação 5.32, expressa então a área da janela do núcleo magnético.

$$A_w = \frac{n_p \cdot I_{ef}}{k_w \cdot k_p \cdot J_{max}} \tag{5.32}$$

A adequada escolha do núcleo magnético parte do produto de áreas, e é afetada pelo tipo de material magnético adotado, seus aspectos geométricos e aspectos construtivos, onde deve ter a capacidade de processar toda a energia magnética a ele submetida sem que ocorra saturação.

O produto ideal de áreas A_p para um núcleo magnético de geometria E pode agora ser determinado multiplicando as expressões 5.29 e 5.32, resultando em:

$$A_p = A_e \cdot A_w = \frac{2\, E_1 \cdot I_{Tp_{ef}} \cdot D^2}{k_w \cdot k_p \cdot J_{max} \cdot \Delta B_{max} \cdot f_s} \cdot 10^4 \qquad [\mathrm{cm}^4] \tag{5.33}$$

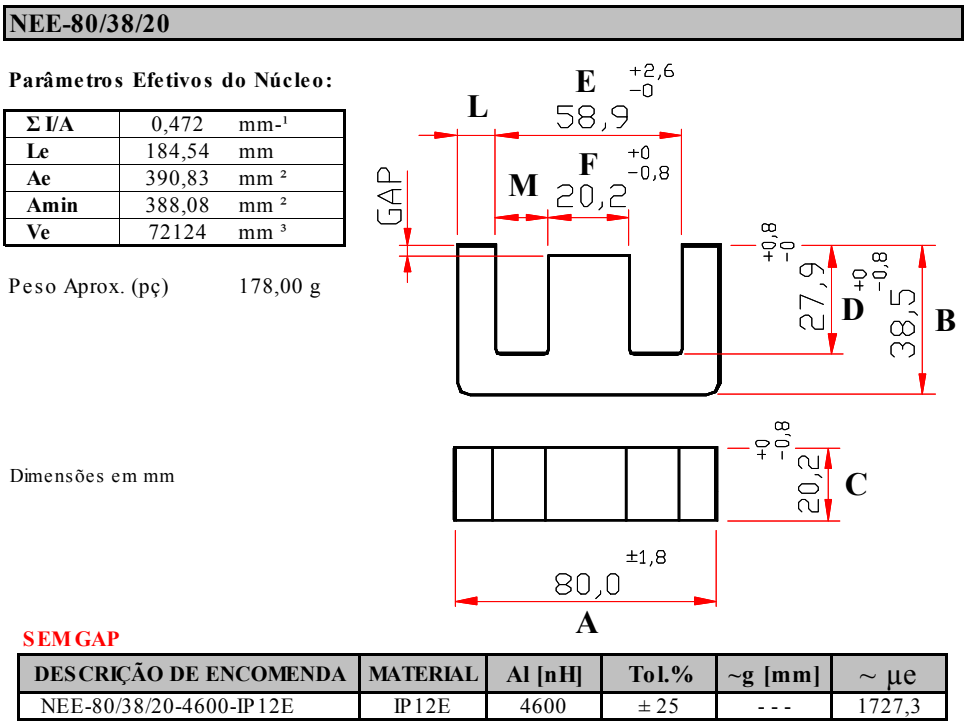
onde o fator 10^4 é utilizado para adaptar A_p para a unidade em cm^4 e $I_{Tp_{ef}}$ é a corrente eficaz do enrolamento primário.

O produto de áreas estimado para os transformadores pode agora ser calculado na expressão 5.34 considerando a máxima razão cíclica, uma densidade de corrente máxima nos condutores de $J_{max} = 300\,A/cm^2$, um fator de ocupação da janela do núcleo de $k_w = 0,45$, o fator de ocupação do cobre dentro do carretel de $k_p = 0,40$ e a densidade de fluxo magnético máxima no núcleo do transformador de $\Delta B_{max} = 0,20\,T$ para o material ferrite.

$$A_p = \frac{2\,E_1 \cdot I_{Tp_{ef}} \cdot {D_{max}}^2}{k_w \cdot k_p \cdot J_{max} \cdot \Delta B_{max} \cdot f_s} = \frac{2 \cdot 400\,V \cdot 9,35\,A \cdot 0,5^2}{0,45 \cdot 0,40 \cdot 300\,\mathrm{A/cm^2} \cdot 0,20\,\mathrm{T} \cdot 35\,\mathrm{kHz}} \cong 50\,\mathrm{cm}^4 \quad (5.34)$$

Por meio dos resultados obtidos, adotasse o material NEE-80/38/20 do fabricante Thornton® de geometria "EE" com dois conjuntos em paralelo. Os principais dados fornecidos pelo fabricante desse núcleo encontram-se na Figura 148.

Figura 148 – Dados do núcleo NEE-80/38/20 da Thornton.



DESCRIÇÃO DE ENCOMENDA	MATERIAL	Al [nH]	Tol.%	~g [mm]	~ µe
NEE-80/38/20-4600-IP12E	IP12E	4600	± 25	- - -	1727,3

A área efetiva transversal do núcleo do transformador A_e é agora determinada por:

$$A_e = 2\,C \cdot F = 2 \cdot 2,02\,\mathrm{cm} \cdot 2,02\,\mathrm{cm} = 8,161\,\mathrm{cm}^2 \quad (5.35)$$

O comprimento magnético médio do núcleo de geometria "EE" é obtido aplicando a equação 5.36.

$$l_e = 2\,(2\,D + M) + \frac{\pi \cdot F}{2} = 2 \cdot (2 \cdot 27,9\,\mathrm{mm} + 19,35\,\mathrm{mm}) + \frac{\pi \cdot 20,2\,\mathrm{mm}}{2} = 182\,\mathrm{mm} \quad (5.36)$$

5.1.2.4 Determinação do número de espiras do transformador

A obtenção do número de espiras do lado primário do transformador é feita por meio da equação 5.29 que descreve a área transversal do núcleo. Considerado a máxima razão cíclica

$D_{max} = 0,5$ e a máxima densidade de fluxo magnético do material $\Delta B \approx B_{max}$, o número de espiras pode ser obtido pela expressão 5.37.

$$n_p = \frac{2\,E_1 \cdot D^2}{A_e \cdot \Delta B \cdot f_s} = \frac{E_{1\,min}}{2\,A_e \cdot B_{max} \cdot f_s} \tag{5.37}$$

No entanto, para a operação no sentido *flyback* a indutância do enrolamento secundário precisa ser adequadamente ajustada para a transferência de potência desejada em função da escolha da geometria e material magnético do núcleo. A equação básica que define o número de espiras do material escolhido é dada como $N = \sqrt{L\,[\mathrm{nH}]\,/A_L\,[\mathrm{nH/T^2}]}$, portanto, aplicando o parâmetro A_L dado pelo fabricante considerando as devidas tolerâncias práticas, obtém-se o número de espiras do transformador abaixo.

$$n_p = \sqrt{\frac{L_p}{A_L}} = \sqrt{\frac{595100\,\mathrm{nH}}{0,2 \cdot [2 \cdot 4600 \cdot (1 - 0,25)]\,\mathrm{nH}}} \cong 20\,\mathrm{espiras} \tag{5.38}$$

O parâmetro A_L, normalmente é dado pelo fabricante em $\mathrm{nH/T^2}$, então o valor de indutância também dever estar na unidade de nH.

Depois de calculado o número de espiras do enrolamento primário, o número de espiras de enrolamento secundário é determinado por

$$n_s = n_p \cdot n_T = 20 \cdot 0,55 = 11\,\mathrm{espiras} \tag{5.39}$$

Os enrolamentos serão montados com fio de cobre e a determinação da resistência do mesmo para a temperatura de operação máxima de $T_{CU} = 100\,^{\circ}C$ é obtida por

$$\begin{aligned}\rho_{CU} &= \rho_{CU_{20\,^{\circ}C}} \cdot [1 + \alpha_{CU} \cdot (T_{CU_{100\,^{\circ}C}} - 20\,^{\circ}C)] \\ &= 1,709 \cdot 10^{-8}\,\Omega\mathrm{m} \cdot [1 + 0,00393\,C^{-1} \cdot (100\,^{\circ}C - 20\,^{\circ}C)] = 2,246 \cdot 10^{-8}\,\Omega\mathrm{m}\end{aligned} \tag{5.40}$$

A profundidade de penetração devido ao feito pelicular, o diâmetro máximo do condutor e o condutor elementar em AWG são calculados pelas equações 5.41, 5.42 e 5.43, respectivamente.

$$\phi_{max_{CU}} = 2\sqrt{\frac{\rho_{CU}}{\pi \cdot \mu_o \cdot \mu_c \cdot f_s}} = 2 \cdot \sqrt{\frac{2,246 \cdot 10^{-8}\,\Omega\mathrm{m}}{\pi \cdot 4\,\pi \cdot 10^{-7}\,\mathrm{H/m} \cdot 1 \cdot 35\,\mathrm{kHz}}} = 0,806\,\mathrm{mm} \tag{5.41}$$

$$S_{max_{CU}} = \pi \left(\frac{\phi_{max_{CU}}}{2}\right)^2 = \pi \cdot \left(\frac{0,806\,\mathrm{mm}}{2}\right)^2 = 5,107 \cdot 10^{-3}\,\mathrm{cm^2} \tag{5.42}$$

$$\mathrm{AWG}_{max} = -20\,log \cdot \left(\frac{\pi \cdot \phi_{max_{CU}}}{2,54 \cdot 10^{-2}\,\mathrm{m}}\right) = -20\,log \cdot \left(\frac{\pi \cdot 8,064 \cdot 10^{-4}\,\mathrm{m}}{2,54 \cdot 10^{-2}\,\mathrm{m}}\right) \cong 20 \tag{5.43}$$

Em ambos os enrolamentos primário e secundário, serão utilizados condutores em paralelo para atender a densidade de corrente desejada. O condutor escolhido é um arranjo de fios do tipo Litz.

Neste arranjo, é utilizado 84 condutores elementares do 38 AWG em um cabo de fio Litz com as seguintes especificações:

$$\begin{aligned}&\phi_{38AWG} = 0,010\,\mathrm{cm}\,; && \phi_{38AWG\,isol} = 0,013\,\mathrm{cm}\,; \\ &S_{38AWG} = 8 \cdot 10^{-5}\,\mathrm{cm^2}\,; && S_{38AWG\,isol} = 1,3 \cdot 10^{-4}\,\mathrm{cm^2}.\end{aligned} \tag{5.44}$$

A área de cobre total ou seção dos condutores para um enrolamento primário e secundário é dada por 5.45 e 5.46, respectivamente.

$$S_p = \frac{I_{Lp_{ef}}}{J_{max}} = \frac{9,35\,A}{300\,A/cm^2} = 0,031\,\text{cm}^2 \tag{5.45}$$

$$S_s = \frac{I_{Ls_{ef}}}{J_{max}} = \frac{12,0\,A}{300\,A/cm^2} = 0,04\,\text{cm}^2 \tag{5.46}$$

O número de condutores em paralelo nos enrolamentos primário e secundário do transformador fica definido pelas equações 5.47 e 5.48, respectivamente.

$$n_{pp\,P_{Litz}} = \frac{S_p}{84 \cdot S_{38AWG}} = \frac{0,031\,\text{cm}^2}{84 \cdot 8 \cdot 10^{-5}\,\text{cm}^2} \cong 5\,\text{cabos} \tag{5.47}$$

$$n_{pp\,S_{Litz}} = \frac{S_s}{84 \cdot S_{38AWG}} = \frac{0,04\,\text{cm}^2}{84 \cdot 8 \cdot 10^{-5}\,\text{cm}^2} \cong 6\,\text{cabos} \tag{5.48}$$

5.1.2.5 Montagem dos enrolamentos

Com o núcleo magnético já definido e os condutores adotados, a montagem dos enrolamentos do transformador são então definidos.

O comprimento de uma espira, que depende da geometria do núcleo escolhido para a construção do transformador é determinado através da equação 5.49.

$$\begin{aligned} MLT_T &= 2\left[(2\,C + F) + \pi\left(\frac{E-F}{4}\right)\right] \\ &= 2 \cdot \left[(2 \cdot 20,2\,\text{mm} + 20,2\,\text{mm}) + \pi \cdot \left(\frac{58,9\,\text{mm} - 20,2\,\text{mm}}{4}\right)\right] = 182\,\text{mm} \end{aligned} \tag{5.49}$$

O comprimento aproximado do entreferro do material magnético que deve garantir a indutância esperada para o sentido *flyback* é determinado na equação 5.50. Um aumento significativo deste entreferro ou *gap* resulta em uma redução da impedância do material, provocando um aumento da corrente magnetizante e produzindo elevadas sobre tensões sobre os semicondutores que estão comutando a corrente do elemento.

$$l_g = \frac{{n_p}^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{2\,L_p} = \frac{20^2 \cdot 4\,\pi \cdot 10^{-7}\,\text{H/m} \cdot 8,161 \cdot 10^{-4}\,\text{m}^2}{2 \cdot 595,1\,\mu\text{H}} = 0,345\,\text{mm} \tag{5.50}$$

O fator de agrupamento e encordoamento do cabo Litz total precisa ser estimado para os enrolamentos primário e secundário do transformador, conforme segue:

$$\phi_{pLitz} = \phi_{38AWGisol} \cdot D_{x_{84}} \cdot D_{x_{np}} \cdot \phi_{Litz} = 0,013\,\text{cm} \cdot 9,5 \cdot 3 \cdot 1,25 = 0,463\,\text{cm} \tag{5.51}$$

$$\phi_{sLitz} = \phi_{38AWGisol} \cdot D_{x_{84}} \cdot D_{x_{ns}} \cdot \phi_{Litz} = 0,013\,\text{cm} \cdot 9,5 \cdot 3 \cdot 1,25 = 0,463\,\text{cm} \tag{5.52}$$

onde $D_{x_{84}} = 9,5$ representa o fator de agrupamento de 84 condutores Litz, $\phi_{Litz} = 1,25$ o fator de incremento de 25 % no diâmetro total do encordoamento pelo isolamento de poliéster do

cabo e, $D_{x_{np}}$ e $D_{x_{ns}}$ o fator de agrupamento de 3 do encordoamento dos cabos do enrolamento primário e secundário, respectivamente. Todos parâmetros obtidos empiricamente.

A área total do agrupamento de condutores do enrolamento primário, do enrolamento secundário e a área de carretel A_w do transformador são obtidas pelas expressões 5.53, 5.54 e 5.55, respectivamente. Na área A_w já esta sendo descontado a espessura aproximada do carretel ($h_{bob} = 1,5\,\text{mm}$) utilizado.

$$S_{Tnp} = n_p \cdot \pi \left(\frac{\phi_{pLitz}}{2}\right)^2 = 20 \cdot \pi \cdot \left(\frac{0,463\,\text{cm}}{2}\right)^2 = 3,369\,\text{cm}^2 \tag{5.53}$$

$$S_{Tns} = n_s \cdot \pi \left(\frac{\phi_{sLitz}}{2}\right)^2 = 11 \cdot \pi \cdot \left(\frac{0,463\,\text{cm}}{2}\right)^2 = 1,853\,\text{cm}^2 \tag{5.54}$$

$$A_w = 2\,(D - h_{bob})\,(M - h_{bob}) = 2 \cdot (2,79\,\text{cm} - 0,15\,\text{cm}) \cdot (1,935\,\text{cm} - 0,15\,\text{cm}) = 9,425\,\text{cm}^2 \tag{5.55}$$

O comprimento total do encordoamento de fios Litz do enrolamento primário e secundário são estimados nas expressões 5.56 e 5.57, respectivamente.

$$l_{Np} = n_p \cdot MLT_T = 20 \cdot 18,2\,\text{cm} = 364\,\text{cm} \tag{5.56}$$

$$l_{Ns} = n_s \cdot MLT_T = 11 \cdot 18,2\,\text{cm} = 200,2\,\text{cm} \tag{5.57}$$

O fator de utilização da janela do núcleo magnético (k_u), define o percentual de área da janela que é efetivamente utilizado pelo cobre nu na área da janela do carretel, portanto, seu limite corresponde a 1, ou 100 % de ocupação no núcleo. No entanto, na prática, este fator sempre será limitado, onde é formado por diversos outros fatores que influenciam na sua composição, os quais devem ser bem conhecidos pelo projetista, tais como: o formato e isolamento dos condutores, o isolamento entre as camadas e enrolamentos, técnica de bobinagem, a área do carretel, o agrupamento dos condutores, entre outras [381].

Para verificar se é possível construir o transformador, é aplicada a equação 5.58 que indica o fator de utilização da área A_w do carretel do núcleo.

$$k_u = \frac{S_{Tnp} + S_{Tns}}{A_w} = \frac{3,369\,\text{cm}^2 + 1,853\,\text{cm}^2}{9,425\,\text{cm}^2} = 0,55 \tag{5.58}$$

A partir dos dados obtidos até esta etapa, os transformadores foram construídos e a escolha da bobinagem foi do tipo sanduiche, sendo 1/2 enrolamento primário + todo enrolamento secundário + restante do 1/2 enrolamento primário.

A Figura 149 apresenta a foto dos dois transformadores montados de forma idêntica.

5.1.3 Cálculo das perdas nos transformadores

As perdas nos transformadores são separadas em duas parcelas, as perdas no núcleo magnético e as perdas nos condutores. Uma metodologia prática para o cálculo e obtenção de perdas em um transformador de alta frequência é abordada em [382].

Figura 149 – Fotografia dos transformadores montados para a primeira topologia.



Primeiramente obtêm-se as perdas nos enrolamentos de cobre do primário e secundário. As resistências dos enrolamentos são obtidas nas expressões 5.59 e 5.60.

$$r_p = \frac{4\,\rho_{CU} \cdot MLT_T \cdot n_p}{\pi \cdot 84 \cdot n_{pp\,P_{Litz}} \cdot {\phi_{38AWG}}^2} = \frac{4 \cdot 2,246 \cdot 10^{-8}\,\Omega\text{m} \cdot 0,182\,\text{m} \cdot 20}{\pi \cdot 84 \cdot 5 \cdot (1 \cdot 10^{-4}\,\text{m})^2} = 25\,\text{m}\Omega \tag{5.59}$$

$$r_s = \frac{4\,\rho_{CU} \cdot MLT_T \cdot n_s}{\pi \cdot 84 \cdot n_{pp\,S_{Litz}} \cdot {\phi_{38AWG}}^2} = \frac{4 \cdot 2,246 \cdot 10^{-8}\,\Omega\text{m} \cdot 0,182\,\text{m} \cdot 11}{\pi \cdot 84 \cdot 6 \cdot (1 \cdot 10^{-4}\,\text{m})^2} = 11\,\text{m}\Omega \tag{5.60}$$

As perdas no cobre são calculadas por 5.61.

$$P_{CUT} = r_p \cdot {I_{Lp_{ef}}}^2 + r_s \cdot {I_{Ls_{ef}}}^2 = 25\,\text{m}\Omega \cdot 9,35\,A^2 + 11\,\text{m}\Omega \cdot 12,0\,A^2 = 3,81\,\text{W} \tag{5.61}$$

As perdas volumétricas no núcleo podem ser calculadas através da aplicação da equação de Steinmetz, onde diversos métodos e coeficientes empíricos são aplicados pelos fabricantes [383], [384], [385], [386].

O volume e a área de superfície do material magnético adotado precisam ser determinadas, conforme expressões seguintes. O fator multiplicador quatro indica o número de peças "E" utilizadas no projeto de um dos transformadores.

$$\begin{aligned} V_{eT} &= 4 \cdot C \cdot [A \cdot (B - D) + 2\,D \cdot L + D \cdot F] \\ &= 4 \cdot 2,02 \cdot [8 \cdot (3,85 - 2,79) + 2 \cdot 2,79 \cdot 0,955 + 2,79 \cdot 2,02] = 157,11\,\text{cm}^3 \end{aligned} \tag{5.62}$$

$$\begin{aligned} A_{sT} &= 4 \cdot [2\,C \cdot (A + B + 2\,D) + 2\,A \cdot B] \\ &= 4 \cdot [2 \cdot 2,02 \cdot (8 + 3,85 + 2 \cdot 2,79) + 2 \cdot 8 \cdot 3,85] = 528,1\,\text{cm}^2 \end{aligned} \tag{5.63}$$

O fluxo magnético máximo atingido no núcleo do transformador é obtido da equação 5.29, conforme segue.

$$B_{max} = \frac{2\,E_1 \cdot D^2}{n_p \cdot A_e \cdot f_s} = \frac{2 \cdot 400\,V \cdot 0,5^2}{20 \cdot 8,161 \cdot 10^{-4}\,\mathrm{m}^2 \cdot 35\,\mathrm{kHz}} = 0,35\,\mathrm{T} \tag{5.64}$$

A relação entre a excursão do fluxo magnético com o fluxo magnético máximo possui equivalência com a relação entre a ondulação de corrente e o seu valor de pico, onde é a ondulação de corrente que produz a excursão do fluxo magnético. Portanto, aplicando a relação $\Delta B/B_{max} \cong \Delta I/I_{pk}$, obtém-se o fluxo magnético de operação do material magnético adotado na expressão 5.65.

$$\Delta B_T = \frac{B_{max} \cdot (I_{Lp_{pk}} - I_{Lp_{min}})}{I_{Lp_{pk}}} = \frac{0,35\,\mathrm{T} \cdot 9\,A}{18,67\,A} = 0,169\,\mathrm{T} \tag{5.65}$$

Os parâmetros 5.66 são constantes determinadas pelo fabricante para a obtenção das perdas no núcleo de ferrite do material IP12 para 80 °C.

$$C_m = 7,9292 \cdot 10^{-3}\,; \qquad x = 1,4017\,; \qquad y = 2,3294\,. \tag{5.66}$$

A expressão empírica 5.67 permite calcular com boa aproximação o valor das perdas no núcleo para o material IP12 do fabricante Thornton® .

$$\begin{aligned} P_{fe} &= C_m \cdot {f_s}^x \cdot {\Delta B_T}^y \cdot V_{eT} \\ &= 7,9292 \cdot 10^{-3} \cdot 35\,\mathrm{kHz}^{1,4017} \cdot 0,169\,\mathrm{T}^{2,3294} \cdot 0,1572\,\mathrm{L} = 46,2\,\mathrm{W} \end{aligned} \tag{5.67}$$

As perdas totais em um transformador da primeira topologia operando no sentido *forward* são estimadas na expressão 5.68.

$$P_{_{Total}T} = P_{_{CU}T} + P_{fe} = 3,81\,\mathrm{W} + 46,2\,\mathrm{W} = 49,5\,\mathrm{W} \tag{5.68}$$

Aplicando a mesma metodologia para a operando no sentido *flyback*, as perdas totais em um transformador são estimadas na equação 5.69.

$$P2_{_{Total}T} = P2_{_{CU}T} + P2_{fe} = 0,57\,\mathrm{W} + 30,09\,\mathrm{W} = 30,67\,\mathrm{W} \tag{5.69}$$

As perdas totais no elemento magnético são dissipadas em forma de calor, provocando uma elevação da temperatura no componente. Esta elevação de temperatura depende de vários fatores, de modo que não há nenhuma maneira precisa e simples de prever com exatidão esta elevação. Assim, para estima-la, uma expressão empírica é utilizada e necessita conhecer a área de superfície aproximada que dissipe o calor gerado pelo elemento magnético.

A determinação da máxima elevação de temperatura desse elemento magnético é realizada pela equação empírica 5.70 considerando o pior caso e já conhecendo suas perdas e a sua área de superfície.

$$\Delta T_T = \left(\frac{\Sigma P_T\ [\mathrm{mW}]}{A_{sT}\ [\mathrm{cm}^2]}\right)^{0,833} = \left(\frac{50010}{528,1}\right)^{0,833} \cong 44,5\,^{\circ}\mathrm{C} \tag{5.70}$$

5.1.4 Ensaio dos transformadores

Com os transformadores já construídos, efetuam-se os ensaios elétricos para a retirada dos parâmetros relevantes para a fase experimental do conversor como as indutâncias de dispersão e magnetizante.

Dois métodos de ensaio foram realizados, um utilizando a ponte RLC e outro aplicando tensão e frequência nominais de operação sobre os enrolamento. O procedimento utilizado nos ensaios é descrito com mais detalhes no Apêndice C.

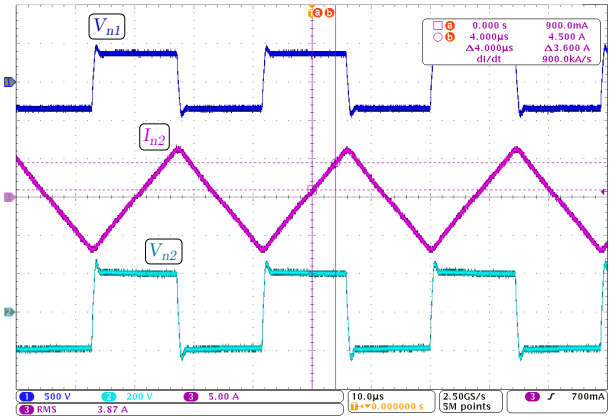
Com o ensaio de circuito aberto, considerando que a indutância de dispersão seja muito menor que a indutância magnetizante, obtêm-se a magnetizante, ao passo que, por meio do ensaio de curto-circuito, pode-se obter a indutância de dispersão do transformador.

Os valores das indutâncias, nos ensaios com a aplicação de tensão e corrente, tanto a magnetizante como a dispersão, são obtidos a partir da equação da tensão do indutor, rearranjada para a obtenção do valor das indutâncias, $L = V \cdot \Delta t / \Delta i$.

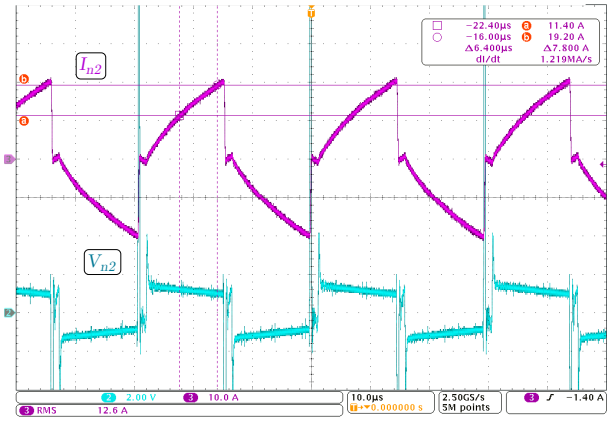
Na Figura 150 está representado os ensaios elétricos em circuito aberto e curto-circuito no transformador T_1. As formas de ondas ilustram a corrente no enrolamento secundário I_{n2}, a tensão simétrica para $D = 0,5$ em frequência nominal aplicada ao enrolamento secundário V_{n2} e a tensão correspondente do enrolamento primário V_{n1}.

Figura 150 – Formas de ondas do ensaio elétrico do transformador T_1.

(a) Ensaio de circuito aberto em T_1.



(b) Ensaio de curto-circuito em T_1.



A Figura 151 ilustra o mesmo ensaio para o transformador T_2.

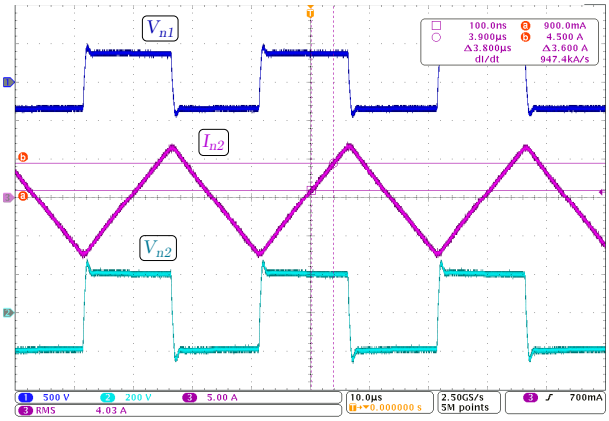
Com estes ensaios, é possível verificar por meio da relação quadrática entre as espiras, as indutâncias de ambos os enrolamentos e o ganho de tensão pela relação de transformação projetada.

Os resultados obtidos utilizando os dois métodos mencionados, estão resumidos na Tabela 16 para ambos os transformadores montados.

Em função das imprecisões obtidas pelo método do ensaio elétrio, foram adotados os parâmetros obtidos por meio da ponte RLC, pois representa o modelo matemático do transformador com mais confiabilidade.

Figura 151 – Formas de ondas do ensaio elétrico do transformador T_2.

(a) Ensaio de circuito aberto em T_2.



(b) Ensaio de curto-circuito em T_2.

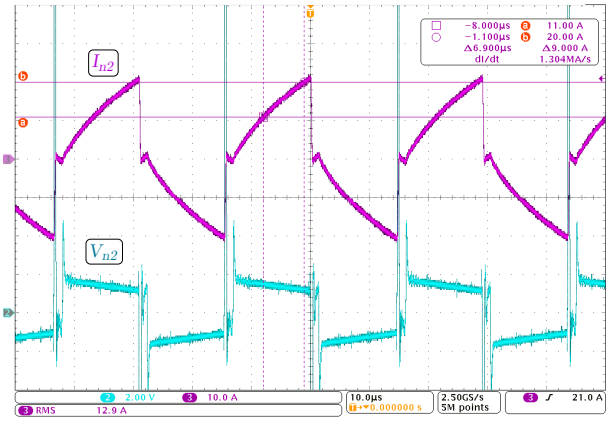


Tabela 16 – Parâmetros práticos obtidos para os transformadores.

Transformador	**T1**		**T2**	
Parâmetro	Ponte RLC	Ensaio	Ponte RLC	Ensaio
L_{p1}	$628\,\mu$H	–	$619,4\,\mu$H	–
L_{p2}	$2,9\,\mu$H	–	$2,823\,\mu$H	–
L_{s1}	$190\,\mu$H	$222,2\,\mu$H	$187,1\,\mu$H	$211.1\,\mu$H
L_{s2}	$1,33\,\mu$H	$0,992\,\mu$H	$1,129\,\mu$H	$1,043\,\mu$H
l_{kp}	$2,095\,\mu$H	–	$0,823\,\mu$H	–
l_{ks}	$0,664\,\mu$H	–	$0,03\,\mu$H	–
l_{mp}	$625,9\,$mH	–	$618,6\,\mu$H	–
l_{ms}	$189.33\,$mH	–	$187,12\,\mu$H	–
n_s/n_p	$0,55$	$0,55$	$0,55$	$0,55$
M	$344,25\,\mu$H	–	$340.22\,\mu$H	–
r_p	$16,3\,$mΩ	–	$19,2\,$mΩ	–
r_s	$8,1\,$mΩ	–	$8\,$mΩ	–

5.1.5 Cálculo das indutâncias L_1 e L_2

As indutâncias de filtro de saída no sentido *forward* são definidas nas expressões 5.71 e 5.72 em função das especificações listadas anteriormente.

$$L_1 = \frac{E_2}{\Delta I_{L1} \cdot f_s} \cdot \frac{(1-2\,D)}{2\,(n_{La}+1)} = \frac{200\,V}{2,31\,A \cdot 35\,\text{kHz}} \cdot \frac{(1-2\cdot 0,4)}{2\cdot(1,88+1)} = 85,9\,\mu\text{H} \tag{5.71}$$

$$L_2 = L_1 \cdot {n_{La}}^2 = 85,9\,\mu\text{H} \cdot 1,88^2 = 303,6\,\mu\text{H} \tag{5.72}$$

5.1.5.1 Esforços de corrente no indutor acoplado

O valor médio e eficaz da corrente no indutor acoplado L_1 é dado pelas equações 5.73 e 5.74, respectivamente.

$$I_{L1_{med}} = I_{R2} = 16,5\,A \tag{5.73}$$

$$\begin{aligned} I_{L1_{ef}} &= \frac{I_{R2} \cdot \sqrt{2\,D \cdot (n_{La}+1)^2 + 1 - 2\,D}}{2\,D \cdot n_{La} + 1} \\ &= \frac{16,5\,A \cdot \sqrt{2 \cdot 0,4 \cdot (1,88+1)^2 + 1 - 2 \cdot 0,4}}{2 \cdot 0,4 \cdot 1,88 + 1} = 17,3\,A \end{aligned} \tag{5.74}$$

O valor máximo da corrente do indutor L_1 é dado pela equação 5.19, onde a mesma corrente do indutor percorre o enrolamento secundário do transformador, fazendo $I_{L1_{max}} = I_{Ls_{pk}}$.

O valor médio e eficaz da corrente no indutor acoplado L_2 é dado pelas equações 5.75 e 5.76, respectivamente.

$$I_{L2_{med}} = \frac{I_{R2} \cdot (1-2\,D)}{2\,D \cdot n_{La} + 1} = \frac{16,5\,A \cdot (1 - 2 \cdot 0,4)}{2 \cdot 0,4 \cdot 1,88 + 1} = 1,32\,A \tag{5.75}$$

$$I_{L2_{ef}} = \frac{I_{R2} \cdot \sqrt{1-2\,D}}{2\,D \cdot n_{La} + 1} = \frac{16,5\,A \cdot \sqrt{1 - 2 \cdot 0,4}}{2 \cdot 0,4 \cdot 1,88 + 1} = 2,95\,A \tag{5.76}$$

A ondulação de corrente sobre o indutor acoplado L_2 é fornecida pela equação 5.77.

$$\Delta I_{L2} = \frac{\Delta I_{L1}}{n_{La} + 1} = \frac{2,31\,A}{1,88 + 1} = 0,81\,A \tag{5.77}$$

Para a operação no sentido *flyback*, os valores médio e eficaz da corrente que circula pelo indutor acoplado L_a é dado por:

$$I_{E2} = \frac{P_o}{E_2} = \frac{1\,\text{kW}}{200\,V} = 5\,A \tag{5.78}$$

$$I_{L1_{med}} = I_{L1_{ef}} = \frac{I_{E2}}{2\,D} = \frac{5\,A}{2 \cdot 0,45} = 5,56\,A \tag{5.79}$$

$$I_{L2_{med}} = I_{L2_{ef}} = 0\,A \tag{5.80}$$

A ondulação de corrente aproximada sobre o indutor acoplado L_1 no sentido *flyback* é fornecida pela equação 5.81.

$$\Delta I_{L1} = \frac{E_2 \cdot (1-2\,D) \cdot D}{L_1 \cdot f_s} = \frac{200\,V \cdot (1 - 2 \cdot 0,45) \cdot 0,45}{85,9\,\mu\text{H} \cdot 35\,\text{kHz}} \cong 2,80\,A \tag{5.81}$$

5.1.6 Especificação dos semicondutores do conversor

A especificação e os cálculos para a obtenção da corrente máxima, média, eficaz e a tensão máxima, bem como as perdas nos interruptores e diodos são apresentadas a seguir. Em função destas especificações e patamares é que os componentes comerciais são escolhidos para a primeira topologia proposta.

O valor da tensão máxima, da corrente máxima, da corrente mínima, da corrente média e da corrente eficaz dos interruptores do lado primário S_{p11}, S_{p12}, S_{p21} e S_{p22}, são calculadas por 5.82, 5.83, 5.84, 5.85 e 5.86, respectivamente.

$$V_{Sp_{max}} = E_1 = 400\,V \tag{5.82}$$

$$I_{Sp_{max}} = I_{Lp_{pk}} = 18,56\,A \tag{5.83}$$

$$I_{Sp_{min}} = \left[\frac{I_{R2}\,(n_{La}+1)}{2\,D\cdot n_{La}+1} - \frac{\Delta I_{L1}}{2}\right] n_T = \left[\frac{16,5\,A\cdot(1,88+1)}{2\cdot 0,4\cdot 1,88+1} - \frac{2,31\,A}{2}\right]\cdot 0,55 = 9,80\,A \tag{5.84}$$

$$\begin{aligned} I_{Sp_{med}} &= I_{R2}\cdot n_T\cdot(n_{La}+1)\cdot\frac{D}{2\,D\cdot n_{La}+1} + \frac{E_1\cdot D^2}{2\,L_p\cdot f_s} \\ &= \frac{16,5\,A\cdot 0,55\cdot(1,88+1)\cdot 0,4}{2\cdot 0,4\cdot 1,88+1} + \frac{400\,V\cdot 0,4^2}{2\cdot 595,1\,\mu\mathrm{H}\cdot 35\,\mathrm{kHz}} = 5,71\,A \end{aligned} \tag{5.85}$$

$$\begin{aligned} I_{Sp_{ef}} &= I_{R2}\cdot n_T\cdot(n_{La}+1)\cdot\frac{\sqrt{D}}{2\,D\cdot n_{La}+1} + \frac{E_1\cdot\sqrt{D^3}}{2\,L_p\cdot f_s} \\ &= \frac{16,5\,A\cdot 0,55\cdot(1,88+1)\cdot\sqrt{0,4}}{2\cdot 0,4\cdot 1,88+1} + \frac{400\,V\cdot\sqrt{0,4^3}}{2\cdot 595,1\,\mu\mathrm{H}\cdot 35\,\mathrm{kHz}} = 9,03\,A \end{aligned} \tag{5.86}$$

Todos os quatro interruptores são submetidos as mesmas grandezas elétricas estabelecidas acima.

Como ilustrado na Figura 147, os interruptores apresentam um diodo em série, indicando a utilização de RB - IGBTs que apresentam a mesma capacidade de bloqueio de tensão no sentido reverso. No entanto, optou-se por inserir estes diodos de forma externa e discreta para aumentar a capacidade de bloquear tensões reversas que podem levar a queima IGBTs convencionais. Estas tensões reversas sobre os interruptores surgem durante a operação no sentido *flyback*.

Os interruptores escolhidos são do tipo IGBT modelo APT100GT60JR da Microsemi® de $600\,V$ / $80\,A$ com encapsulamento SOT-227.

Já os diodos escolhidos que foram conectados em série com os interruptores do lado primário são do tipo SiC Schottky modelo IDW30G65C5 da Infineon® de $650\,V$ / $30\,A$ com encapsulamento TO-247.

O valor da tensão máxima, da corrente máxima, da corrente média e da corrente eficaz dos diodos de desmagnetização do lado primário dos transformadores D_{p11}, D_{p12}, D_{p21} e D_{p22}, são calculadas por 5.87, 5.88, 5.89 e 5.90, respectivamente.

$$V_{Dp_{max}} = E_1 = 400\,V \tag{5.87}$$

$$I_{Dp_{max}} = \frac{E_2}{2\,L_p\cdot f_s}\cdot\frac{(2\,D\cdot n_{La}+1)}{n_T\cdot(n_{La}+1)} = \frac{200\,V}{2\cdot 595,1\,\mu\mathrm{H}\cdot 35\,\mathrm{kHz}}\cdot\frac{(2\cdot 0,4\cdot 1,88+1)}{0,55\cdot(1,88+1)} = 7,59\,A \tag{5.88}$$

$$\begin{aligned} I_{Dp_{med}} &= \frac{E_2}{4\,L_p\cdot f_s}\cdot\frac{(2\,D\cdot n_{La}+1)\cdot D}{n_T\cdot(n_{La}+1)} \\ &= \frac{200\,V}{4\cdot 595,1\,\mu\mathrm{H}\cdot 35\,\mathrm{kHz}}\cdot\frac{(2\cdot 0,4\cdot 1,88+1)\cdot 0,4}{0,55\cdot(1,88+1)} = 1,52\,A \end{aligned} \tag{5.89}$$

$$\begin{aligned} I_{Dp_{ef}} &= \frac{E_2}{4\,L_p \cdot f_s} \cdot \frac{(2\,D \cdot n_{La} + 1) \cdot \sqrt{D}}{n_T \cdot (n_{La} + 1)} \\ &= \frac{200\,V}{4 \cdot 595,1\,\mu\text{H} \cdot 35\,\text{kHz}} \cdot \frac{(2 \cdot 0,4 \cdot 1,88 + 1) \cdot \sqrt{0,4}}{0,55 \cdot (1,88 + 1)} = 2,40\,A \end{aligned} \tag{5.90}$$

O valor da tensão máxima, da corrente máxima, da corrente média e da corrente eficaz dos diodos do lado secundário dos transformadores D_{s1}, D_{s2} e $D_{5...8}$, para o sentido *forward* são calculadas abaixo.

$$V_{Ds_{max}} = 2\,E_1 \cdot n_T = 2 \cdot 400\,V \cdot 0,55 = 440\,V \tag{5.91}$$

$$I_{Ds_{max}} = I_{Ls_{pk}} = 17,65\,A \tag{5.92}$$

$$I_{Ds_{med}} = I_{R2} \cdot \frac{(n_{La} + 1) \cdot D}{2\,D \cdot n_{La} + 1} = 16,5\,A \cdot \frac{(1,88 + 1) \cdot 0,4}{2 \cdot 0,4 \cdot 1,88 + 1} = 7,60\,A \tag{5.93}$$

$$I_{Ds_{ef}} = I_{R2} \cdot \frac{(n_{La} + 1) \cdot \sqrt{D}}{2\,D \cdot n_{La} + 1} = 16,5\,A \cdot \frac{(1,88 + 1) \cdot \sqrt{0,4}}{2 \cdot 0,4 \cdot 1,88 + 1} = 12,00\,A \tag{5.94}$$

$$V_{D5...8_{max}} = E_1 \cdot n_T + (E_1 \cdot n_T - E_2) \cdot n_{La} = 400\,V \cdot 0,55 + (400\,V \cdot 0,55 - 200\,V) \cdot 1,88 = 257,6\,V \tag{5.95}$$

$$I_{D5...8_{med}} = \frac{I_{L2_{med}}}{4} = \frac{1,32\,A}{4} = 0,33\,A \tag{5.96}$$

$$I_{D5...8_{ef}} = \frac{I_{L2_{ef}}}{4} = \frac{2,95\,A}{4} = 0,74\,A \tag{5.97}$$

Os diodos escolhidos para o lado secundário dos transformadores (D_{s1} e D_{s2}) são do tipo SiC Schottky modelo MSC020SDA120B da Microsemi® de $1200\,V$ / $20\,A$ com encapsulamento TO-247. Já os diodos $D_{5...8}$ são do tipo SiC Schottky modelo FFSP20120A da ON® de $1200\,V$ / $20\,A$ com encapsulamento TO-220.

O cálculo dos esforços nos semicondutores para a operação no sentido *flyback* é realizado a seguir para o MCD.

Já o valor da tensão máxima, da corrente máxima, da corrente média e da corrente eficaz dos interruptores do lado secundário S_{s1} e S_{s2}, são calculadas por 5.98, 5.99, 5.100 e 5.101, respectivamente.

$$V_{Ss_{max}} = \frac{E_1}{n_T{}'} + E_2 \cdot (1 + 2\,D) = \frac{400\,V}{1,818} + 200\,V \cdot (1 + 2 \cdot 0,45) = 600\,V \tag{5.98}$$

$$I_{Ss_{max}} = I_{Ls_{pk}} = 14,28\,A \tag{5.99}$$

$$I_{Ss_{med}} = I_{Ls_{med}} = 3,21\,A \tag{5.100}$$

$$I_{Ss_{ef}} = I_{Ls_{ef}} = 5,53\,A \tag{5.101}$$

Os interruptores S_{s1} e S_{s2} do lado secundário escolhidos são de tecnologia MOSFET de SiC modelo APT40SM120J da Microsemi® de $1200\,V$ / $23\,A$ com encapsulamento SOT-227.

A tensão máxima, a corrente média e a corrente eficaz nos diodos auxiliares D_{b1} e D_{b2} do lado secundário são obtidas abaixo.

$$V_{Db_{max}} = V_{Db1_{max}} = V_{Db2_{max}} = E_2 = 200\,V \tag{5.102}$$

$$I_{Db1_{med}} = I_{Db2_{med}} = \frac{I_{E2}}{2} \cdot \frac{1-2\,D}{D} = \frac{5\,A}{2} \cdot \frac{1-2\cdot 0,45}{0,45} = 0,56\,A \tag{5.103}$$

$$I_{Db1_{ef}} = \frac{I_{E2}}{2} \cdot \frac{\sqrt{1-2\,D}}{D} = \frac{5\,A}{2} \cdot \frac{\sqrt{1-2\cdot 0,45}}{0,45} = 1,76\,A \tag{5.104}$$

$$I_{Db2_{ef}} = \frac{I_{E2}}{4} \cdot \frac{(1-2\,D)\cdot\sqrt{2\,D}}{D^2} = \frac{5\,A}{4} \cdot \frac{(1-2\cdot 0,45)\cdot\sqrt{2\cdot 0,45}}{0,45^2} = 0,60\,A \tag{5.105}$$

Os diodos auxiliares D_{b1} e D_{b2} escolhidos são do tipo SiC Schottky modelo IDW30G65C5 da Infineon® de $650\,V$ / $30\,A$ com encapsulamento TO-247.

A tensão máxima, a corrente máxima, a corrente média e a corrente eficaz dos diodos do lado primário D_{p11}, D_{p12}, D_{p21} e D_{p22} para o sentido *flyback*, são calculadas por 5.106, 5.107, 5.108 e 5.109, respectivamente.

$$V_{Dp_{max}} = \frac{E_1}{2} + E_2 \cdot {n_T}' \cdot D = \frac{400\,V}{2} + 200\,V \cdot 1,818 \cdot 0,45 = 363,64\,V \tag{5.106}$$

$$I_{Dp_{max}} = I_{Lp_{pk}} = 7,86\,A \tag{5.107}$$

$$I_{Dp_{med}} = I_{Lp_{med}} = 1,45\,A \tag{5.108}$$

$$I_{Dp_{ef}} = I_{Lp_{ef}} = 2,75\,A \tag{5.109}$$

Os diodos escolhidos para o lado primário dos transformadores (D_{p11}, D_{p12}, D_{p21} e D_{p22}) são do tipo SiC Schottky modelo STPSC20H12D da ST® de $1200\,V$ / $20\,A$ com encapsulamento TO-220.

5.1.6.1 Cálculo das perdas nos semicondutores

Os interruptores do lado primário dos transformadores adotados são de tecnologos IGBT, onde as perdas neste elemento apresentam a parcela de condução e outra de comutação para a operação no sentido *forward*.

As perdas por condução no IGBT são determinadas pela corrente que flui através do interruptor, pela queda de tensão coletor emissor (u_{CE}) e pela resistência série equivalente (r_{CE}) da sua junção. As curvas que relacionam a tensão com a corrente de coletor em função da temperatura de junção são disponibilizadas pelo fabricante no catálogo APT100GT60JR.

$$P_{cond_{Sp}} = u_{CE} \cdot I_{Sp_{med}} + r_{CE} \cdot {I_{Sp_{ef}}}^2 = 1,2\,V \cdot 5,71\,A + 0,015\,\Omega \cdot 9,03\,A^2 = 8,08\,\mathrm{W} \tag{5.110}$$

Com o gráfico fornecido no catálogo do fabricante, que apresenta a energia dissipada na entrada em condução (E_{on}) e no bloqueio (E_{off}) em função da corrente de coletor, resistor de *Gate* e da temperatura de junção, foi possível estimar as perdas em comutação por meio da equação 5.111.

$$P_{com_{Sp}} = (E_{on} + E_{off}) \cdot f_s = (800\,\mu\text{J} + 600\,\mu\text{J}) \cdot 35\,\text{kHz} = 49\,\text{W} \tag{5.111}$$

As perdas totais do interruptor são então obtidas na expressão 5.112.

$$P_{Sp} = P_{cond_{Sp}} + P_{com_{Sp}} = 8,08\,\text{W} + 49\,\text{W} = 57,10\,\text{W} \tag{5.112}$$

Como os interruptores foram montados com diodos em série, perdas adicionais são inseridas no circuito. O procedimento para a estimação das perdas teóricas nos diodos segue a mesma metodologia da utilizada para os IGBTs.

Utilizando as curvas que relacionam a queda de tensão com a corrente do diodo em função da temperatura de junção que são disponibilizadas pelo fabricante no catálogo IDW30G65C5, é possível obter as perdas em condução na expressão 5.113.

$$P_{cond_{D\,Sp}} = u_D \cdot I_{Sp_{med}} + r_D \cdot {I_{Sp_{ef}}}^2 = 1,16\,V \cdot 5,71\,A + 0,026\,\Omega \cdot 9,03\,A^2 = 8,77\,\text{W} \tag{5.113}$$

As perdas em comutação no diodo de tecnologia SiC são estimadas na expressão 5.114, onde a corrente de recuperação reversa é bem reduzida.

$$P_{com_{D\,Sp}} = \frac{1}{2}\,Q_c \cdot V_D \cdot f_s = \frac{1}{2} \cdot 42\,\text{nC} \cdot 400\,V \cdot 35\,\text{kHz} = 0,30\,\text{W} \tag{5.114}$$

As perdas totais do diodo são então obtidas na expressão 5.115.

$$P_{D\,Sp} = P_{cond_{D\,Sp}} + P_{com_{D\,Sp}} = 8,77\,\text{W} + 0,30\,\text{W} = 9,10\,\text{W} \tag{5.115}$$

As perdas por condução nos diodos de desmagnetização do lado primário dos transformadores D_{p11}, D_{p12}, D_{p21} e D_{p22} quando o conversor opera no sentido *forward* em função dos parâmetros informados pelo fabricante no catálogo STPSC20H12D, são estimadas na expressão 5.116.

$$P_{cond_{Dp}} = u_D \cdot I_{Dp_{med}} + r_D \cdot {I_{Dp_{ef}}}^2 = 1\,V \cdot 1,52\,A + 0,045\,\Omega \cdot 2,40\,A^2 = 1,80\,\text{W} \tag{5.116}$$

E as perdas em comutação no diodo são estimadas na expressão 5.117.

$$P_{com_{Dp}} = \frac{1}{2}\,Q_c \cdot V_D \cdot f_s = \frac{1}{2} \cdot 88\,\text{nC} \cdot 400\,V \cdot 35\,\text{kHz} = 0,62\,\text{W} \tag{5.117}$$

Portanto, as perdas totais nos diodos de desmagnetização durante a opera no sentido *forward* são então obtidas na expressão 5.118.

$$P_{Dp} = P_{cond_{Dp}} + P_{com_{Dp}} = 1,80\,\text{W} + 0,62\,\text{W} = 2,40\,\text{W} \tag{5.118}$$

As perdas por condução nos diodos do lado secundário dos transformadores D_{s1} e D_{s2} em função dos parâmetros informados pelo fabricante no catálogo MSC020SDA120B, são estimadas na expressão 5.119.

$$P_{cond_{Ds}} = u_D \cdot I_{Ds_{med}} + r_D \cdot {I_{Ds_{ef}}}^2 = 1,2\,V \cdot 7,60\,A + 0,07\,\Omega \cdot 12,00\,A^2 = 19,20\,\mathrm{W} \quad (5.119)$$

E as perdas em comutação no diodo são estimadas na expressão 5.120.

$$P_{com_{Ds}} = \frac{1}{2}\,Q_c \cdot V_D \cdot f_s = \frac{1}{2} \cdot 95\,\mathrm{nC} \cdot 440\,V \cdot 35\,\mathrm{kHz} = 0,73\,\mathrm{W} \quad (5.120)$$

As perdas totais dos diodos D_{s1} e D_{s2} são então obtidas na expressão 5.121.

$$P_{Ds} = P_{cond_{Ds}} + P_{com_{Ds}} = 19,20\,\mathrm{W} + 0,73\,\mathrm{W} = 19,93\,\mathrm{W} \quad (5.121)$$

Em função da baixa circulação de corrente pelos diodos $D_{5\ldots8}$, as perdas neste componentes são praticamente nulas e desprezadas.

O cálculo das perdas nos semicondutores durante a operação no sentido *flyback* é realizado na sequência.

A determinação de perdas nos interruptores do lado secundário foi realizada utilizando o modelo simplificado aplicado ao conversor estático de um MOSFET, já que foi a tecnologia adotada para estes semicondutores. Logo, as perdas calculadas estão relacionadas à parcela em condução e a outra em comutação, utilizando os parâmetros do catálogo APT40SM120J.

O calculo de perdas em condução nos interruptores S_{s1} e S_{s2} é realizado e estimado na expressão 5.122.

$$P_{cond_{Ss}} = R_{DS(on)} \cdot {I_{Ss_{ef}}}^2 = 0,08\,\Omega \cdot 5,53\,A^2 = 2,45\,\mathrm{W} \quad (5.122)$$

Para o cálculo de perdas por comutação, é necessário o tempo de entrada e saída em condução. A equação 5.123 define a perda durante o bloqueio, pois a perda na entrada em condução é nula em função do conversor operar no MCD.

$$\begin{aligned} P_{com_{Ss}} &= \left[\frac{1}{2}\,V_{DS} \cdot I_{min} \cdot t_{d(on)} + Q_{rr} \cdot V_{DS} + \frac{1}{2}\,V_{DS} \cdot I_{max} \cdot (t_r + t_f)\right] \cdot f_s \\ &= \left[\tfrac{600\,V \cdot 0\,A}{2} \cdot 8\,\mathrm{ns} + 265\,\mathrm{nC} \cdot 600\,V + \tfrac{600\,V \cdot 14,28\,A}{2} \cdot (6\,\mathrm{ns} + 17\,\mathrm{ns})\right] \cdot 35\,\mathrm{kHz} = 9,02\,\mathrm{W} \end{aligned} \quad (5.123)$$

Assim, a perda total no MOSFET é definida pelo somatório das perdas produzidas durante a condução e a comutação, conforme equação 5.124.

$$P_{Ss} = P_{cond_{Ss}} + P_{com_{Ss}} = 2,45\,\mathrm{W} + 9,02\,\mathrm{W} = 11,47\,\mathrm{W} \quad (5.124)$$

O calculo de perdas em condução nos diodos auxiliares D_{b1} e D_{b2} do lado secundário é realizado nas expressões 5.125 e 5.126 considerando os parâmetros do catálogo IDW30G65C5.

$$P_{cond_{Db1}} = u_D \cdot I_{Db1_{med}} + r_D \cdot {I_{Db1_{ef}}}^2 = 1,16\,V \cdot 0,56\,A + 0,026\,\Omega \cdot 1,76\,A^2 = 0,73\,\mathrm{W} \quad (5.125)$$

$$P_{cond_{Db2}} = u_D \cdot I_{Db2_{med}} + r_D \cdot {I_{Db2_{ef}}}^2 = 1,16\,V \cdot 0,56\,A + 0,026\,\Omega \cdot 0,60\,A^2 = 0,66\,\mathrm{W} \quad (5.126)$$

E as perdas em comutação nos dois diodos são estimadas na expressão 5.127.

$$P_{com_{Db}} = P_{com_{Db1}} = P_{com_{Db2}} = \frac{1}{2}\,Q_c \cdot V_D \cdot f_s = \frac{1}{2} \cdot 42\,\mathrm{nC} \cdot 200\,V \cdot 35\,\mathrm{kHz} = 0,15\,\mathrm{W} \quad (5.127)$$

O somatório das perdas nos diodos D_{b1} e D_{b2} são estimadas nas expressões 5.128 e 5.129, respectivamente.

$$P_{Db1} = P_{cond_{Db1}} + P_{com_{Db1}} = 0,73\,\mathrm{W} + 0,15\,\mathrm{W} = 0,88\,\mathrm{W} \quad (5.128)$$

$$P_{Db2} = P_{cond_{Db2}} + P_{com_{Db2}} = 0,66\,\mathrm{W} + 0,15\,\mathrm{W} = 0,81\,\mathrm{W} \quad (5.129)$$

Para determinar as perdas em condução dos diodos D_{p11}, D_{p12}, D_{p21} e D_{p22} do lado primário no sentido de operação *flyback*, utiliza-se a equação 5.130 e os parâmetros do catálogo STPSC20H12D.

$$P_{cond_{Dp}} = u_D \cdot I_{Dp_{med}} + r_D \cdot {I_{Dp_{ef}}}^2 = 1\,V \cdot 1,45\,A + 0,045\,\Omega \cdot 2,75\,A^2 = 1,80\,\mathrm{W} \quad (5.130)$$

E as perdas em comutação nos diodos do lado primário e sentido *flyback* são estimadas na equação 5.131.

$$P_{com_{Dp}} = \frac{1}{2}\,Q_c \cdot V_D \cdot f_s = \frac{1}{2} \cdot 88\,\mathrm{nC} \cdot 400\,V \cdot 35\,\mathrm{kHz} = 0,62\,\mathrm{W} \quad (5.131)$$

As perdas totais dos diodos D_{p11}, D_{p12}, D_{p21} e D_{p22} são então obtidas na expressão 5.132.

$$P_{Dp} = P_{cond_{Dp}} + P_{com_{Dp}} = 1,80\,\mathrm{W} + 0,62\,\mathrm{W} = 2,41\,\mathrm{W} \quad (5.132)$$

5.1.7 Especificação dos capacitores do conversor

O valor da capacitância C_2 necessária para garantir a ondulação de tensão especificada para o sentido *forward* é obtida por meio da equação 5.134.

$$\Delta E_2 = 0,5\,\% \cdot E_2 = 0,005 \cdot 200\,V = 1\,V \quad (5.133)$$

$$C_2 = \frac{I_{R2} \cdot n_{La}}{\Delta E_2 \cdot f_s} \cdot \frac{(1 - 2\,D)\,D}{2\,D \cdot n_{La} + 1} = \frac{16,5\,A \cdot 1,88}{1\,V \cdot 35\,\mathrm{kHz}} \cdot \frac{(1 - 2 \cdot 0,4) \cdot 0,4}{2 \cdot 0,4 \cdot 1,88 + 1} = 28,32\,\mu\mathrm{F} \quad (5.134)$$

O valor eficaz da corrente que circula pelo capacitância C_2 é determinado em 5.135.

$$I_{C2_{ef}} = \frac{I_{R2} \cdot n_{La}\sqrt{2\,D \cdot (1 - 2\,D)}}{2\,D \cdot n_{La} + 1} = \frac{16,5\,A \cdot 1,88 \cdot \sqrt{2 \cdot 0,4 \cdot (1 - 2 \cdot 0,4)}}{2 \cdot 0,4 \cdot 1,88 + 1} = 4,96\,A \quad (5.135)$$

Com base nos dados calculados anteriormente, é realizada a escolha de um capacitor com valores comercias. Para essa aplicação foi utilizada um capacitor de Polipropileno modelo MKP1848650084Y5 da VISHAY® de 50 μF / 800 V.

O valor da capacitância C_1 necessária para garantir a ondulação de tensão especificada para o sentido *flyback* é obtida por meio da equação 5.137.

$$\Delta E_1 = 0,1\,\% \cdot E_1 = 0,001 \cdot 400\,V = 0,4\,V \tag{5.136}$$

$$C_1 = \frac{I_{R1} \cdot D_{max}}{2\,\Delta E_1 \cdot f_s} = \frac{2,5\,A \cdot 0,45}{2 \cdot 0,4\,V \cdot 35\,\text{kHz}} = 40,18\,\mu\text{F} \tag{5.137}$$

O valor eficaz da corrente que circula pelo capacitância C_1 é determinado em 5.138.

$$I_{C1_{ef}} = I_{R1} \cdot \sqrt{\frac{{q_2}^2 - 12 \cdot (n_T{}')^2 \cdot D^4}{4\,q_2 \cdot n_T{}' \cdot D^2}} = 2,5\,A \cdot \sqrt{\frac{2^2 - 12 \cdot 1,818^2 \cdot 0,45^4}{4 \cdot 2 \cdot 1,818 \cdot 0,45^2}} = 2,25\,A \tag{5.138}$$

Da mesma forma que se deu a escolha do capacitor comercial para C_2 , adota-se o mesmo capacitor para C_1 , de valor 50 μF / 800 V.

O valor da capacitância C_{b1} deve ser escolhido de tal forma a garantir uma baixa ondulação de tensão na entrada do sentido *flyback*, conforme equação 5.140.

$$\Delta C_{b1} = 0,15\,\% \cdot E_2 = 0,0015 \cdot 200\,V = 0,3\,V \tag{5.139}$$

$$C_{b1} = \frac{I_{R1} \cdot q_2\,(1 - 2\,D)}{4\,D \cdot \Delta C_{b1} \cdot f_s} = \frac{2,5\,A \cdot 2 \cdot (1 - 2 \cdot 0,45)}{4 \cdot 0,45 \cdot 0,3\,V \cdot 35\,\text{kHz}} = 26,46\,\mu\text{F} \tag{5.140}$$

O valor eficaz da corrente que circula pelo capacitância C_{b1} é determinado em 5.141 e considera a corrente de entrada do sentido *flyback* que é afetada pelo rendimento do conversor.

$$\begin{aligned} I_{Cb1_{ef}} &= \sqrt{\frac{E_2 \cdot D^2\,(E_2 \cdot D^3 - 2\,I_{E2} \cdot L_s \cdot f_s)}{2\,{L_s}^2 \cdot {f_s}^2} + \frac{{I_{E2}}^2}{4\,D^2}} \\ &= \sqrt{\frac{200\,V \cdot 0,45^2 \cdot (200\,V \cdot 0,45^3 - 2 \cdot 5\,A \cdot 180\,\mu H \cdot 35\,kHz)}{2 \cdot 180\,\mu H^2 \cdot 35\,kHz^2} + \frac{5\,A^2}{4 \cdot 0,45^2}} = 2,83\,A \end{aligned} \tag{5.141}$$

Com base nos dados calculados para o capacitor C_{b1} , é realizada a escolha de um capacitor com valores comercias. Para essa aplicação foi utilizada um de Polipropileno modelo B32678G4356K da Epcos® de 35 μF / 450 V.

5.1.7.1 Cálculo das perdas nos capacitores

Conhecendo os dados dos capacitores escolhidos, é então possível calcular suas perdas pelo efeito da corrente eficaz que os percorre.

As perdas produzidas pela resistência série equivalente (ESR) dos capacitores C_2 , C_1 e C_{b1} são estimadas nas expressões 5.142, 5.143 e 5.144, respectivamente.

$$P_{C2} = ESR_{C2} \cdot {I_{C2_{ef}}}^2 = 4,5\,m\Omega \cdot 4,96\,A^2 = 111\,m\text{W} \tag{5.142}$$

$$P_{C1} = ESR_{C1} \cdot {I_{C1_{ef}}}^2 = 4,5\,m\Omega \cdot 2,25\,A^2 = 23\,m\mathrm{W} \tag{5.143}$$

$$P_{Cb1} = ESR_{Cb1} \cdot {I_{Cb1_{ef}}}^2 = 1,7\,m\Omega \cdot 2,83\,A^2 = 14\,m\mathrm{W} \tag{5.144}$$

5.1.8 Circuito auxiliar à comutação

Circuitos grampeadores são muito utilizados para manter as tensões dentro de níveis aceitáveis sobre os semicondutores, provocadas por fluxos dispersos no circuito oriundos da dispersão do enrolamento de um transformador por exemplo. E circuitos dissipativos e semi-regenerativos são os mais empregados para limitar as sobretensões devido a sua simplicidade de projeto e por não interferir nas etapas de operação do conversor, porem, são circuitos dissipativos que provocam a redução da eficiência do conversor.

A aplicação de grampeamento ativo, introduz mais complexidade ao circuito de controle e insere um maior número de interruptores ativos e *drivers* ao conversor. Portanto, um circuito auxiliar de grampeamento do tipo *RCD* (resistor-capacitor-diodo) foi escolhido e empregado para suprimir os picos de tensão sobre os interruptores do sentido *flyback* ocasionados pela indutância de dispersão dos transformadores.

Este circuito tem como característica ser do tipo parcialmente regenerativo, ou seja, parte da energia armazenada na indutância de dispersão do elemento magnético é drenada e dissipada no resistor. O circuito grampeador ou *snubber*, é composto pelo diodo D_g, o capacitor C_g e o resistor R_g, conforme pode ser visualizado na Figura 147, onde cada interruptor do lado secundário possui o seu circuito de grampeamento.

Os cálculos preliminares são baseados nas referências [387–389] e possuem o auxílio da simulação para o ajuste empírico dos componentes adotados no circuito.

O capacitor C_g do *snubber* é estimado a partir da expressão 5.145.

$$C_g = \frac{l_k \cdot {I_{Ss_{pk}}}^2}{{V_{Ss_{pk}}}^2 - {V_{Ss_{max}}}^2} = \frac{2\,\mu\mathrm{H} \cdot 15\,A^2}{650\,V^2 - 600\,V^2} = 7,2 \cdot 10^{-9}\,\mathrm{F} \quad \therefore \quad 0,1\,\mu\mathrm{F} \,/\, 1,2\,\mathrm{kV} \tag{5.145}$$

onde l_k é a indutância de dispersão do secundário considerada, $I_{Ss_{pk}}$ é a corrente de pico, $V_{Ss_{pk}}$ a tensão de pico permitida e $V_{Ss_{max}}$ é a máxima tensão de bloqueio teórica sobre o interruptor.

A capacitância C_g escolhida para o *snubber* é de $0,1\,\mu\mathrm{F} \,/\, 1,2\,\mathrm{kV}$ e polipropileno. A escolha da capacitância deve ser suficiente para garantir uma baixa ondulação durante o processo de grampeamento, porem a escolha de uma grande capacitância pode afetar a comutação e produzir uma elevação das perdas no conversor.

A sobretensão provocada pela dispersão do enrolamento sobre o interruptor apresta os componentes $V_{S_{spike}} = V_{S_{max}} + l_k \cdot dI_S/dt$, portanto, se não for limitada vai provocar a queima do semicondutor.

A resistência R_g do *snubber* é estimada em função da potência aproximada processada na dispersão do enrolamento secundário, assim, a expressão 5.146 nos fornece o resistor base.

$$R_g = \frac{2\,(V_{Ss_{pk}} - V_{Ss_{max}}) \cdot V_{Ss_{pk}}}{l_k \cdot {I_{Ss_{pk}}}^2 \cdot f_s} = \frac{2 \cdot (650\,V - 600\,V) \cdot 650\,V}{2\,\mu\mathrm{H} \cdot 15\,A^2 \cdot 35\,\mathrm{kHz}} = 4,13 \cdot 10^3\,\Omega \;\therefore\; 30\,\mathrm{k}\Omega \tag{5.146}$$

O valor de resistência R_g adotado no projeto foi consideravelmente aumentado para evitar perdas excessivas no circuito.

A potência aproximada dissipada no resistor do circuito *snubber* é estimada na equação 5.147.

$$P_{Rg} \approx \frac{{V_{Ss_{max}}}^2}{R_g} = \frac{600\,V^2}{30\,\mathrm{k\Omega}} = 12\,\mathrm{W} \tag{5.147}$$

A resistência escolhida para a montagem do *snubber* é de $15\,\mathrm{k\Omega}\,/\,10\,\mathrm{W}$.

O diodo escolhido para o grampeamento é o modelo STTH15S12 da ST® de $1200\,V\,/\,15\,A$ de encapsulamento do tipo TO-247 discreto.

E a potência total dissipada por cada circuito *snubber* durante a operação do conversor no sentido *flyback* é estimada na equação 5.148.

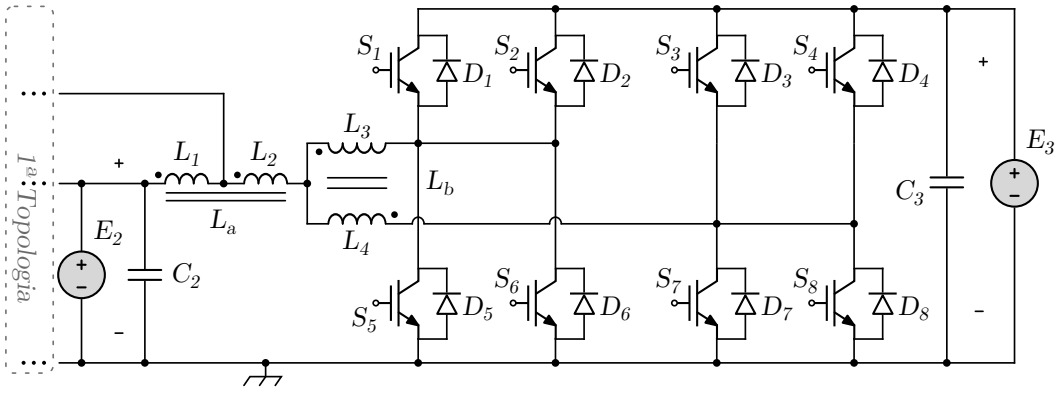
$$P_{RCD} \approx \frac{1,4 \cdot {V_{Ss_{max}}}^2}{R_g} \cong 17\,\mathrm{W} \tag{5.148}$$

Com os componentes escolhidos e as não idealidades inseridas na simulação, as perdas teóricas no grampeamento podem ser então estimadas e consideradas com cálculo do rendimento.

5.2 DIMENSIONAMENTO E PROCEDIMENTOS DE PROJETO DO CONVERSOR INTERCALADO COM INDUTOR ACOPLADO

Na Figura 152, é ilustrado o circuito elétrico de potência do conversor CC−CC bidirecional intercalado com indutor acoplado utilizado como referência para os projetos dos diversos componentes.

Figura 152 – Circuito de potência da 2 ª topologia implementada.



As especificações para o dimensionamento e construção da 2 ª topologia estão listadas na Tabela 17.

Definiu-se esses valores de potência em função da necessária adequação às instalações, instrumentos de medição e fonte disponíveis no laboratório. Portanto, julgou-se essas especificações adequadas para a comprovação experimental do conversor proposto dentro da aplicação abordada.

5.2.1 Cálculos preliminares

O projeto e dimensionamento do conversor é realizado para a operação no MCC em ambos os sentidos de operação.

Tabela 17 – Especificações da 2ª topologia implementada em regime permanente.

Sentido *boost* e *buck*	
Potência nominal bidirecional:	$4,5\,\text{kW}$
Tensões:	E_2=200 V / E_3=550 V
Ondulação de corrente:	$\Delta I_{La} = 4,5\,\%$
Ondulação de tensão E_2:	$\Delta E_2 = 0,05\,\%$
Ondulação de tensão E_3:	$\Delta E_3 = 0,5\,\%$
Relação indutor acoplado L_a:	$n_{La} = 1,88$
Relação indutor acoplado L_b:	$n_{Lb} = 1$
Frequência de comutação:	$f_s = 20\,\text{kHz}$

A partir as especificações do projeto na Tabela 17, o período de comutação é calculado pela expressão 5.149.

$$T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{1}{20\,\text{kHz}} = 50\,\mu\text{s} \tag{5.149}$$

A partir das especificações do projeto no sentido de operação *boost*, o ganho estático, a razão cíclica nominal, a corrente de saída e a resistência equivalente de carga são calculados pelas expressões 5.150, 5.151, 5.152 e 5.153, respectivamente.

$$q_3 = \frac{E_3}{E_2} = \frac{550\,V}{200\,V} = 2,75 \tag{5.150}$$

$$D = \frac{q_3 - 1}{2 \cdot q_3} = \frac{2,75 - 1}{2 \cdot 2,75} = 0,318 \tag{5.151}$$

$$I_{R3} = \frac{P_o}{E_3} = \frac{4,5\,\text{kW}}{550\,V} = 8,18\,A \tag{5.152}$$

$$R_3 = \frac{E_3}{I_{R3}} = \frac{550\,V}{8,18\,A} = 67,22\,\Omega \tag{5.153}$$

Para a operação no sentido *buck*, o ganho estático, a razão cíclica nominal, a corrente de saída e a resistência equivalente de carga são calculados pelas expressões 5.154, 5.155, 5.156 e 5.157, respectivamente.

$$q_4 = \frac{E_2}{E_3} = \frac{200\,V}{550\,V} = 0,364 \tag{5.154}$$

$$D = \frac{q_4}{2} = \frac{0,364}{2} = 0,182 \tag{5.155}$$

$$I_{R2} = \frac{P_o}{E_2} = \frac{4,5\,\text{kW}}{200\,V} = 22,5\,A \tag{5.156}$$

$$R_2 = \frac{E_2}{I_{R2}} = \frac{200\,V}{22,5\,A} = 8,89\,\Omega \tag{5.157}$$

5.2.2 Projeto físico do indutor L_a

O projeto físico do indutor será apresentado na sequência, após a determinação dos esforços no mesmo. A seguir, será apresentada a definição do número de espiras do indutor, assim como, a definição do produto das áreas, que possibilita e especificação do núcleo magnético mais adequado para a operação no MCC.

5.2.2.1 Esforços de corrente no indutor acoplado L_a

O valor médio e eficaz da corrente no indutor L_a é dado pelas equações 5.158 e 5.160, respectivamente.

$$I_{La_{med}} = \frac{I_{R3}}{1-2\,D} = \frac{8,18\,A}{1-2\cdot 0,318} = 22,5\,A \tag{5.158}$$

$$\Delta I_{La} = 4,5\,\% \cdot I_{La_{med}} = 0,045 \cdot 22,5\,A = 1,01\,A \tag{5.159}$$

$$I_{La_{ef}} = I_{La_{med}} \cdot \sqrt{1+\frac{1}{12}\left(\frac{\Delta I_{La}}{I_{La_{med}}}\right)^2} = 22,5\,A \cdot \sqrt{1+\frac{1}{12}\cdot\left(\frac{1,01\,A}{22,5\,A}\right)^2} = 22,51\,A \tag{5.160}$$

Já a corrente de pico ou máxima no indutor L_a é obtida na equação 5.161.

$$I_{La_{pk}} = I_{La_{med}} + \frac{\Delta I_{La}}{2} = 22,5\,A + \frac{1,01\,A}{2} = 23,00\,A \tag{5.161}$$

5.2.2.2 Cálculo da indutância

O valor de indutância necessária para garantir a ondulação de corrente desejada pode ser estimada para ambos os sentidos de operação, *buck* ou *boost*. Portanto, a indutância é escolhida utilizando o sentido *boost* na região R2 e calculada por meio das expressões abaixo.

$$\begin{aligned} L_1 &= \frac{E_3}{4\,\Delta I_{La}\cdot f_s}\cdot\frac{n_{La}\cdot(1-2\,D)\cdot(4\,D-1)}{(1+n_{La})\cdot(1+{n_{La}}^2)} \\ &= \frac{550\,V}{4\cdot 1,01\,A\cdot 20\,\mathrm{kHz}}\cdot\frac{1,88\cdot(1-2\cdot 0,318)\cdot(4\cdot 0,318-1)}{(1+1,88)\cdot(1+1,88^2)} = 96,95\,\mu\mathrm{H} \end{aligned} \tag{5.162}$$

$$L_2 = L_1\cdot {n_{La}}^2 = 96,95\,\mu\mathrm{H}\cdot 1,88^2 = 342,61\,\mu\mathrm{H} \tag{5.163}$$

$$L_a = \frac{E_3\,(1-2\,D)\,(4\,D-1)}{4\,\Delta I_{La}\cdot f_s} = \frac{550\,V\cdot(1-2\cdot 0,318)\cdot(4\cdot 0,318-1)}{4\cdot 1,01\,A\cdot 20\,\mathrm{kHz}} = 673,40\,\mu\mathrm{H} \tag{5.164}$$

5.2.2.3 Área efetiva do núcleo

A obtenção da área transversal efetiva do núcleo do indutor ou área da seção transversal do núcleo magnético A_e, é encontrada aplicando a Lei de indução de Faraday, através da qual se pode expressar a tensão em uma bobina com N espiras, e a tensão sobre uma indutância L qualquer, conforme expressões 5.26 e 5.165.

$$v_L(t) = L\,\frac{di(t)}{dt} = L\,\frac{\Delta i}{\Delta t} \tag{5.165}$$

Igualando-se as equações 5.26 e 5.165, onde sabe-se que o fluxo magnético através de uma área é dado por $\phi = B \cdot A_e$, e sua variação é $\Delta\phi = \Delta B \cdot A_e$, se obtêm a seção transversal do núcleo magnético na equação 5.166.

$$A_e = \frac{L \cdot \Delta i}{N \cdot \Delta B} \tag{5.166}$$

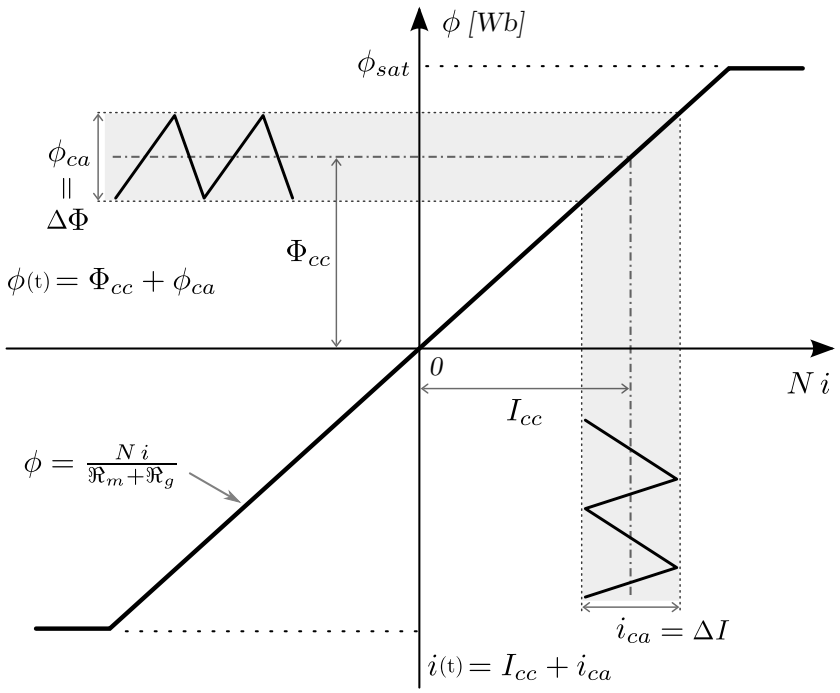
Em aplicações de eletrônica de potência, os indutores utilizados na filtragem de certa corrente com valor médio contínuo, devem muitas vezes, ser construídos com material magnético que possua um *gap* de ar, ou entreferro. A introdução deste entreferro no núcleo, proporciona que elevadas correntes possam ser aplicada ao indutor sem provocar a saturação do material magnético e torna o valor de indutância praticamente insensível às variações na permeabilidade do núcleo, conforme demostrado na Figura 153 e quação 5.167.

$$L = \frac{N^2}{\Re_m + \Re_g} \tag{5.167}$$

Este entreferro provoca o aumento da relutância magnética do núcleo ($\Re_m = l_e/\mu \cdot A_e$), tornando a curva de saturação magnética do material utilizado mais linear e mais dependente da relutância do *gap* de ar ($\Re_g = l_g/\mu_o \cdot A_e$), onde na maioria das aplicações, o *gap* possui alguns milímetros de comprimento, e produz uma relutância do ar muito maior do que a do núcleo $\Re_g \gg \Re_m$.

Na Figura 153, é possível verificar que a ondulação de corrente, ou corrente CA (i_{ca}), produz a excursão do fluxo magnético (ϕ_{ca}), e este pode levar o material a saturação magnética (ϕ_{sat}).

Figura 153 – Fluxo magnético *versus* amperes-espira.



Conforme demostrado na Figura 153, a corrente de pico (I_{pk}) ou corrente máxima sobre o indutor, é proporcional ao valor máximo da densidade de fluxo magnético (B_{max}). Em função

disto, a equação 5.166 pode ser reescrita conforme expressão 5.168, válida para especificar núcleos magnéticos com geometria do tipo E.

$$A_e = \frac{L \cdot I_{pk}}{N \cdot B_{max}} \tag{5.168}$$

Para núcleos magnéticos de geometria do tipo toroidal, aplica-se a expressão 5.38, ou mesmo a expressão 5.169, onde definem o número de espiras do elemento com base na escolha prévia das dimensões do toroide.

$$N = \sqrt{\frac{L \cdot l_e \cdot 10^2}{0,4 \cdot \pi \cdot \mu \cdot A_e}} \tag{5.169}$$

onde o valor de indutância L deve estar na unidade de μH, o comprimento magnético l_e em cm, a área A_e em cm^2, e μ é a permeabilidade do material escolhido.

5.2.2.4 Área da janela do núcleo

A obtenção da área da janela do núcleo, ou área do carretel A_w, é definida pela aplicação da Lei de Ampère e da derivada de corrente da qual utiliza-se a relação 5.30 para uma bobina com N espiras.

A partir da expressão 5.30, é possível definir a máxima densidade de corrente em uma bobina na equação 5.170.

$$J_{max} \cdot A_c = N \cdot I_{ef} \tag{5.170}$$

Na equação 5.170, A_c representa a área de cobre ocupada pelos enrolamento na janela do carretel e pode ser expressa em função do fator de ocupação do cobre dentro do carretel k_w, e da área da janela do carretel A_w para um indutor, ou seja, $A_c = k_w \cdot A_w$.

A equação 5.171, expressa então a área da janela do núcleo magnético.

$$A_w = \frac{N \cdot I_{ef}}{k_w \cdot J_{max}} \tag{5.171}$$

5.2.2.5 Determinação do produto de áreas

Isolando o número de espira N da equação 5.168 e da equação 5.171, define-se o produto ideal de áreas $A_e\,A_w$ para um indutor com núcleo magnético do tipo E na expressão 5.172.

$$A_e\,A_w = \frac{L \cdot I_{ef} \cdot I_{pk}}{k_w \cdot J_{max} \cdot B_{max}} \cdot 10^4 \qquad [\text{cm}^4] \tag{5.172}$$

Determinando os valores correspondentes dos parâmetros envolvidos, o produto de áreas estimado para o indutor pode agora ser calculado na expressão 5.173 considerando uma densidade de corrente máxima nos condutores de $J_{max} = 380\,A/cm^2$, um fator de ocupação da janela do núcleo de $k_w = 0,4$ e a densidade de fluxo magnético máxima no núcleo do transformador de $B_{max} = 0,25\,T$.

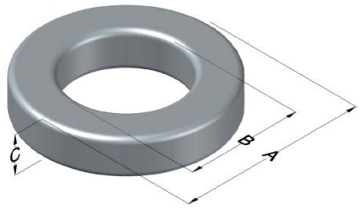
$$A_p = \frac{L_a \cdot I_{ef} \cdot I_{pk}}{k_w \cdot J_{max} \cdot B_{max}} = \frac{673,40\,\mu\text{H} \cdot 22,51\,A \cdot 23,00\,A}{0,4 \cdot 380\,\text{A/cm}^2 \cdot 0,25\,\text{T}} = 91,74\,\text{cm}^4 \tag{5.173}$$

Por meio dos resultados obtidos, adota-se o material MMTS60T7713 do fabricante Magmattec® de geometria toroidal "◯" com quatro conjuntos em paralelo. Os principais dados fornecidos pelo fabricante desse núcleo encontram-se na Figura 154.

Figura 154 – Dados do núcleo MMTS60T7713 da Magmattec.

MAGMATTEC

MMTS60T7713



Características Gerais do Núcleo Toroidal:

1) Permeabilidade Relativa: 60
2) Material Sendust de baixas perdas
3) Grande resistência mecânica
4) B_{sat} = 1, 05 T

Produto	A_L [nH/T²]	A [mm]	B [mm]	C [mm]	L_e [mm]	A_e [mm²]	V_e [mm³]	A_s [mm²]	Massa [g]
MMTS60T7713	68	77,8	49,2	12,7	197	173	35.500	12.700	242

A área efetiva transversal do núcleo do indutor A_e é agora determinada por:

$$A_e = 0,95 \left(\frac{A-B}{2} \cdot 4 \cdot C\right) = 0,95 \cdot \left(\frac{7,78\,\text{cm} - 4,92\,\text{cm}}{2} \cdot 4 \cdot 1,27\,\text{cm}\right) = 6,90\,\text{cm}^2 \quad (5.174)$$

E a obtenção da área da janela do núcleo é dada pela equação 5.175.

$$A_w = \pi \cdot \left(\frac{B}{2}\right)^2 = \pi \cdot \left(\frac{4,92\,\text{cm}}{2}\right)^2 = 19,01\,\text{cm}^2 \quad (5.175)$$

O comprimento magnético médio do núcleo de geometria "◯" é obtido aplicando a equação 5.176.

$$l_e = \pi \cdot \frac{(A-B)}{ln\left(\frac{A}{B}\right)} = \pi \cdot \frac{(7,78\,\text{cm} - 4,92\,\text{cm})}{ln\left(\frac{7,78\,\text{cm}}{4,92\,\text{cm}}\right)} = 19,61\,\text{cm} \quad (5.176)$$

A permeabilidade do material é obtida pela expressão 5.177 em função dos dados do material magnético.

$$\mu = \frac{A_L\,[\text{nH/T}^2] \cdot l_e}{\mu_o \cdot A_e} = \frac{4 \cdot 68 \cdot 0,196\,\text{m}}{4\,\pi \cdot 10^{-7}\,\text{H/m} \cdot 6,9 \cdot 10^{-4}\,\text{m}^2} \cong 60 \quad (5.177)$$

5.2.2.6 Determinação do número de espiras do indutor

A partir do núcleo adotado e utilizando seus parâmetros, o número de espiras do indutor acoplado L_a é determinado abaixo a partir da equação 5.169 e utilizando a indutância já pré definida anteriormente.

$$N_1 = \sqrt{\frac{L_1 \cdot l_e \cdot 10^2}{0,4 \cdot \pi \cdot \mu \cdot A_e}} = \sqrt{\frac{96,95 \cdot 19,61 \cdot 10^2}{0,4 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 6,90}} \approx 18\,\text{espiras} \quad (5.178)$$

$$N_2 = \sqrt{\frac{L_2 \cdot l_e \cdot 10^2}{0,4 \cdot \pi \cdot \mu \cdot A_e}} = \sqrt{\frac{342,61 \cdot 19,61 \cdot 10^2}{0,4 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 6,90}} \approx 34\,\text{espiras} \tag{5.179}$$

$$N_{La} = N_1 + N_2 = 52\,\text{espiras} \tag{5.180}$$

Os enrolamentos serão montados com fio de cobre e a determinação da resistência do mesmo para a temperatura de operação máxima já foi realizada na equação 5.40.

A profundidade de penetração devido ao feito pelicular, o diâmetro máximo do condutor e o condutor elementar em AWG são calculados pelas equações 5.181, 5.182 e 5.183, respectivamente.

$$\phi_{max_{CU}} = 2\sqrt{\frac{\rho_{CU}}{\pi \cdot \mu_o \cdot \mu_c \cdot (4 \cdot f_s)}} = 2\sqrt{\frac{2,246 \cdot 10^{-8}\,\Omega\text{m}}{\pi \cdot 4\,\pi \cdot 10^{-7}\,\text{H/m} \cdot 1 \cdot (4 \cdot 20\,\text{kHz})}} = 0,533\,\text{mm} \tag{5.181}$$

$$S_{max_{CU}} = \pi \left(\frac{\phi_{max_{CU}}}{2}\right)^2 = \pi \cdot \left(\frac{0,533\,\text{mm}}{2}\right)^2 = 2,234 \cdot 10^{-3}\,\text{cm}^2 \tag{5.182}$$

$$\text{AWG}_{max} = -20\,log \cdot \left(\frac{\pi \cdot \phi_{max_{CU}}}{2,54 \cdot 10^{-2}\,\text{m}}\right) = -20\,log \cdot \left(\frac{\pi \cdot 5,334 \cdot 10^{-4}\,\text{m}}{2,54 \cdot 10^{-2}\,\text{m}}\right) \cong 24 \tag{5.183}$$

Os enrolamentos do indutor acoplado L_a serão dimensionados para a segunda topologia, já que é nela que os maiores esforços de corrente ocorrem.

Serão utilizados condutores em paralelo para atender a densidade de corrente desejada e o condutor escolhido é um arranjo de fios do tipo Litz.

Neste arranjo, é utilizado 84 condutores elementares do 38 AWG em um cabo de fio Litz, onde as especificações o fio estão listadas em 5.44.

A área de cobre total ou seção dos condutores para o enrolamento é dada por 5.184.

$$S_{La} = \frac{I_{La_{ef}}}{J_{max}} = \frac{22,51\,A}{380\,\text{A/cm}^2} = 0,059\,\text{cm}^2 \tag{5.184}$$

O número de condutores em paralelo nos enrolamentos do indutor L_a fica definido pelas equações 5.185.

$$n_{pp\,La_{Litz}} = \frac{S_{La}}{84 \cdot S_{38AWG}} = \frac{0,059\,\text{cm}^2}{84 \cdot 8 \cdot 10^{-5}\,\text{cm}^2} \approx 10\,\text{cabos} \tag{5.185}$$

5.2.2.7 Montagem dos enrolamentos

O comprimento de uma espira é calculado pela expressão 5.186, onde é dependente da geometria toroidal do núcleo escolhido para a construção do indutor.

$$MLT_{La} = 0,9\,(A + 2\,[4 \cdot C]) = 0,9 \cdot (77,8\,\text{mm} + 2 \cdot [4 \cdot 12,7\,\text{mm}]) = 161,5\,\text{mm} \tag{5.186}$$

O fator de agrupamento e encordoamento do cabo Litz total precisa ser estimado para o enrolamento do indutor L_a, conforme segue:

$$\phi_{_{La}Litz} = \phi_{38AWGisol} \cdot D_{x_{84}} \cdot D_{x_n} \cdot \phi_{Litz} = 0,013\,\text{cm} \cdot 9,5 \cdot 4 \cdot 1,25 = 0,617\,\text{cm} \tag{5.187}$$

onde $D_{x_{84}} = 9,5$ representa o fator de agrupamento de 84 condutores Litz, $\phi_{Litz} = 1,25$ o fator de incremento de 25 % no diâmetro total do encordoamento pelo isolamento de poliéster do cabo e, D_{x_n} o fator de agrupamento de 4 do encordoamento dos cabos do enrolamento primário e secundário, respectivamente. Todos parâmetros obtidos empiricamente.

A área total do agrupamento de condutores no indutor L_a é obtida pela expressão 5.188.

$$S_{_T La} = N_{La} \cdot \pi \left(\frac{\phi_{_{La}Litz}}{2}\right)^2 = 52 \cdot \pi \cdot \left(\frac{0,617\,\text{cm}}{2}\right)^2 = 15,58\,\text{cm}^2 \tag{5.188}$$

O comprimento total do encordoamento de fios Litz do enrolamento no indutor L_a é estimado a seguir.

$$l_{N1} = N_1 \cdot MLT_{La} = 18 \cdot 16,15\,\text{cm} = 290,7\,\text{cm} \tag{5.189}$$

$$l_{N2} = N_2 \cdot MLT_{La} = 34 \cdot 16,15\,\text{cm} = 549,1\,\text{cm} \tag{5.190}$$

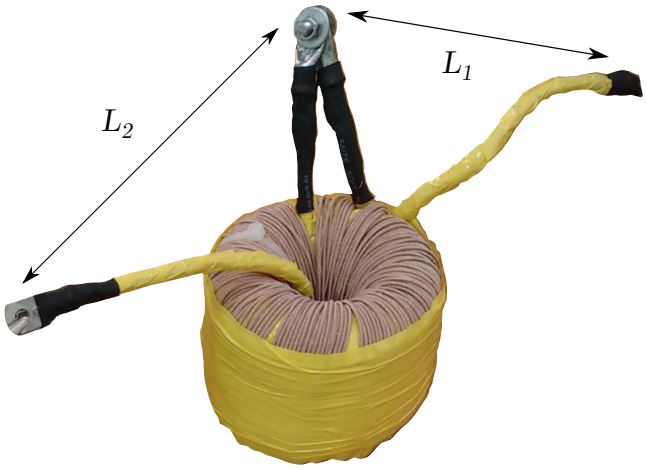
$$l_{NLa} = N_{La} \cdot MLT_{La} = 52 \cdot 16,15\,\text{cm} = 839,8\,\text{cm} \tag{5.191}$$

Para verificar se é possível construir o indutor L_a, é aplicada a equação 5.192 que indica o fator de utilização da área A_w do núcleo.

$$k_u = \frac{S_{_T La}}{A_w} = \frac{15,58\,\text{cm}^2}{19,01\,\text{cm}^2} \cong 0,81 \tag{5.192}$$

A Figura 155 apresenta a foto do indutor L_a montado com a indicação das indutâncias L_1 e L_2.

Figura 155 – Fotografia do indutor acoplado L_a montado para as topologias.



5.2.3 Cálculo das perdas no indutor L_a

As perdas no indutor também são separadas em duas parcelas, as perdas no núcleo magnético e as perdas nos condutores.

Primeiramente obtêm-se as perdas nos enrolamentos de cobre do indutor. As resistências dos enrolamentos são obtidas nas expressões 5.193, 5.194 e 5.195, respectivamente.

$$r_{L1} = \frac{4\,\rho_{CU} \cdot MLT_{La} \cdot N_1}{\pi \cdot 84 \cdot n_{pp\,La_{Litz}} \cdot {\phi_{38AWG}}^2} = \frac{4 \cdot 2,246 \cdot 10^{-8}\,\Omega\text{m} \cdot 0,1615\,\text{m} \cdot 18}{\pi \cdot 84 \cdot 10 \cdot (1 \cdot 10^{-4}\,\text{m})^2} = 9,90\,\text{m}\Omega \tag{5.193}$$

$$r_{L2} = \frac{4\,\rho_{CU} \cdot MLT_{La} \cdot N_2}{\pi \cdot 84 \cdot n_{pp\,La_{Litz}} \cdot {\phi_{38AWG}}^2} = \frac{4 \cdot 2,246 \cdot 10^{-8}\,\Omega\text{m} \cdot 0,1615\,\text{m} \cdot 34}{\pi \cdot 84 \cdot 10 \cdot (1 \cdot 10^{-4}\,\text{m})^2} = 19,0\,\text{m}\Omega \tag{5.194}$$

$$r_{La} = r_{L1} + r_{L2} = 9,90\,\text{m}\Omega + 19,0\,\text{m}\Omega = 29,0\,\text{m}\Omega \tag{5.195}$$

As perdas no cobre agora podem ser estimadas para a primeira topologia nas expressões 5.196 e 5.197 para os sentidos *forward* e *flyback*, respectivamente.

$$P1_{_{CU\,La}} = r_{L1} \cdot {I_{L1_{ef}}}^2 + r_{L2} \cdot {I_{L2_{ef}}}^2 = 9,90\,\text{m}\Omega \cdot 17,3\,A^2 + 19,0\,\text{m}\Omega \cdot 2,95\,A^2 = 3,13\,\text{W} \tag{5.196}$$

$$P2_{_{CU\,La}} = r_{L1} \cdot {I_{L1_{ef}}}^2 + r_{L2} \cdot {I_{L2_{ef}}}^2 = 9,90\,\text{m}\Omega \cdot 5,56\,A^2 + 0 = 0,31\,\text{W} \tag{5.197}$$

E as perdas no cobre para a operação nos sentidos *buck* ou *boost* são estimadas na equação 5.198.

$$P3_{_{CU\,La}} = r_{La} \cdot {I_{La_{ef}}}^2 = 29,0\,\text{m}\Omega \cdot 22,51\,A^2 = 14,45\,\text{W} \tag{5.198}$$

A perda do núcleo ou no ferro é gerada pela variação do fluxo magnético dentro do material, uma vez que nenhum material magnético exibe uma resposta magnética perfeitamente eficiente. A densidade de perda no núcleo (P_{Ve}) é uma função do fluxo CA e da frequência, e pode ser aproximadamente definida pela expressão empírica de Steinmetz, em 5.199.

$$P_{Ve} = k \cdot f^{\alpha} \cdot B^{\beta} \quad [\text{mW/cm}^3] \tag{5.199}$$

Como o núcleo magnético adotado para o indutor L_a é de liga tipo *Sendust*, o fabricante Magnetics® apresenta uma metodologia para o cálculo das perdas magnéticas neste material. Este método bem como os parâmetros desta liga magnética são utilizados para estimar as perdas no indutor.

Para a obtenção das perdas magnéticas do indutor, os parâmetros listados em 5.200 são fornecidos e extraidos do catálogo *Magnetics 2017 Powder Core Catalog*.

$$\begin{aligned} &k = 62,65\,; && \alpha = 1,36\,; && \beta = 1,781\,; \\ &a = 5,214 \cdot 10^{-2}\,; && b = 2,299 \cdot 10^{-2}\,; && c = 8,537 \cdot 10^{-4}\,; \\ &d = 7,029 \cdot 10^{-2}\,; && e = 8,183 \cdot 10^{-4}\,; && x = 1,658\,. \end{aligned} \tag{5.200}$$

O fabricante fornece os dados da curva de magnetização ou curva B-H do material adotado. Esta curva ilustra no eixo da abscissa o campo magnético H e, no eixo da ordenada a indução magnética B.

Primeiramente o campo magnético H máximo e mínimo precisam ser obtidos utilizando as expressões 5.201 e 5.202. Este campo magnético é função do número de espiras, da corrente e do comprimento magnético médio do material.

$$H_{_{CA}max} = \frac{N_{La}}{l_e}\left(I_{La_{med}} + \frac{\Delta I_{La}}{2}\right) = \frac{52}{19,61\,\text{cm}} \cdot \left(22,5\,A + \frac{1,01\,A}{2}\right) = 61,015\,\frac{A \cdot \text{esp}}{\text{cm}} \quad (5.201)$$

$$H_{_{CA}min} = \frac{N_{La}}{l_e}\left(I_{La_{med}} - \frac{\Delta I_{La}}{2}\right) = \frac{52}{19,61\,\text{cm}} \cdot \left(22,5\,A - \frac{1,01\,A}{2}\right) = 58,329\,\frac{A \cdot \text{esp}}{\text{cm}} \quad (5.202)$$

Com os valores de campo magnético obtidos, eles são utilizados na equação que descreve a curva de magnetização do material fornecida pelo fabricante, que é uma função não linear do campo magnético.

A indução magnética B máxima e mínima, são agora obtidas por meio das equações 5.203 e 5.204.

$$\begin{aligned} B_{_{CA}max} &= \left[\frac{a + b \cdot H_{_{CA}max} + c \cdot {H_{_{CA}max}}^2}{1 + d \cdot H_{_{CA}max} + e \cdot {H_{_{CA}max}}^2}\right]^x \text{T} \\ &= \left[\frac{5{,}214{\cdot}10^{-2}{+}2{,}299{\cdot}10^{-2}{\cdot}61{,}015{+}8{,}537{\cdot}10^{-4}{\cdot}61{,}015^2}{1{+}7{,}029{\cdot}10^{-2}{\cdot}61{,}015{+}8{,}183{\cdot}10^{-4}{\cdot}61{,}015^2}\right]^{1{,}658} = 0,378\,\text{T} \end{aligned} \quad (5.203)$$

$$\begin{aligned} B_{_{CA}min} &= \left[\frac{a + b \cdot H_{_{CA}min} + c \cdot {H_{_{CA}min}}^2}{1 + d \cdot H_{_{CA}min} + e \cdot {H_{_{CA}min}}^2}\right]^x \text{T} \\ &= \left[\frac{5{,}214{\cdot}10^{-2}{+}2{,}299{\cdot}10^{-2}{\cdot}58{,}329{+}8{,}537{\cdot}10^{-4}{\cdot}58{,}329^2}{1{+}7{,}029{\cdot}10^{-2}{\cdot}58{,}329{+}8{,}183{\cdot}10^{-4}{\cdot}58{,}329^2}\right]^{1{,}658} = 0,366\,\text{T} \end{aligned} \quad (5.204)$$

A excursão da densidade de fluxo magnético é definida pela expressão 5.205 com os valores de indução magnética obtidos anteriormente.

$$B_{pk} = \frac{B_{_{CA}max} - B_{_{CA}min}}{2} = \frac{0,378\,\text{T} - 0,366\,\text{T}}{2} = 0,006\,\text{T} \quad (5.205)$$

A perda volumétrica no núcleo é agora estimada na equação 5.206, sendo que o valor da frequência deve estar em kilohertz e o fluxo magnético em Tesla.

$$P_{_{Ve}La} = k \cdot (4\,f_s)^{\alpha} \cdot B^{\beta} = 62,65 \cdot (4 \cdot 20)^{1,36} \cdot 0,006^{1,781} = 2,686\,\frac{\text{mW}}{\text{cm}^3} \quad (5.206)$$

Finalmente, a perda do núcleo magnético do indutor L_a é dada pela equação 5.207.

$$P_{fe} = P_{_{Ve}La} \cdot l_e \cdot A_e = 2,686\,\frac{\text{mW}}{\text{cm}^3} \cdot 19,61\,\text{cm} \cdot 6,90\,\text{cm}^2 = 363,463\,\text{mW} \quad (5.207)$$

A perda total no indutor L_a quando opera na segunda topologia (operação nos sentidos *buck* ou *boost*) é a soma das perdas no cobre com as perdas no núcleo, como apresentado na equação 5.208.

$$P3_{_{Total}La} = P3_{_{CU}La} + P_{fe} = 14,45\,\mathrm{W} + 0,364\,\mathrm{W} \cong 15\,\mathrm{W} \tag{5.208}$$

Aplicando o mesmo método para a obtenção das perdas no elemento magnético L_a operando na primeira topologia, obtém-se as perdas no ferro para o indutor L_1 em 5.209 e 5.210, representando a operação no sentido *forward* e no sentido *flyback*, respectivamente. As perdas no núcleo em L_2 para a operação no sentido *forward* são praticamente nulas e são desconsideradas.

$$P1_{_{fe}L1} \cong 500\,\mathrm{mW} \tag{5.209}$$

$$P2_{_{fe}L1} \cong 2,1\,\mathrm{W} \tag{5.210}$$

As perdas totais no indutor L_a para a operação no sentido *forward* e no sentido *flyback* (primeira topologia), podem agora ser obtidas também por meio das expressões 5.211 e 5.212, respectivamente.

$$P1_{_{Total}La} = P1_{_{CU}La} + P1_{_{fe}L1} = 3,13\,\mathrm{W} + 0,50\,\mathrm{W} \cong 3,63\,\mathrm{W} \tag{5.211}$$

$$P2_{_{Total}La} = P2_{_{CU}La} + P2_{_{fe}L1} = 0,31\,\mathrm{W} + 2,1\,\mathrm{W} \cong 2,41\,\mathrm{W} \tag{5.212}$$

O mesmo método empírica utilizando para a obtenção da elevação de temperatura dos transformadores é empregado aqui no indutor L_a para a operação da segunda topologia, que é o pior caso.

A área de superfície do material magnético adotado é calculada na equação 5.213 considerando os quatro núcleos em paralelo e representando um cilindro oco.

$$\begin{aligned} A_{_s La} &= \pi \cdot \left[4\,C \cdot (A+B) + \frac{1}{2} \cdot \left(A^2 - B^2\right)\right] \\ &= \pi \cdot \left[4 \cdot 1,27 \cdot (7,78 + 4,92) + \frac{1}{2} \cdot \left(7,78^2 - 4,92^2\right)\right] = 259,74\,\mathrm{cm}^2 \end{aligned} \tag{5.213}$$

A determinação da máxima elevação de temperatura desse elemento magnético é realizada pela equação empírica 5.214 já conhecendo suas perdas e a área de superfície.

$$\Delta T_{La} = \left(\frac{\Sigma P_{La}\ [\mathrm{mW}]}{A_{_s La}\ [\mathrm{cm}^2]}\right)^{0,833} = \left(\frac{15000}{259,74}\right)^{0,833} \cong 29,4\,^{\circ}\mathrm{C} \tag{5.214}$$

5.2.4 Projeto físico do indutor L_b

O projeto físico do indutor será apresentado na sequência, após a determinação dos esforços no mesmo. A seguir, será apresentada a definição do produto das áreas, que possibilita e especificação do núcleo magnético mais adequado para o conversor, assim como o número de espiras e a montagem do componente.

5.2.4.1 Esforços de corrente no indutor acoplado L_b

O valor médio e eficaz da corrente no indutor L_b é dado pelas equações 5.215 e 5.216, respectivamente.

$$I_{Lb_{med}} = I_{L3_{med}} = I_{L4_{med}} = \frac{I_{R3}}{2\,(1-2\,D)} = \frac{8,18\,A}{2\cdot(1-2\cdot 0,318)} = 11,25\,A \tag{5.215}$$

$$\begin{aligned} I_{Lb_{ef}} = I_{L3_{ef}} = I_{L4_{ef}} &= \frac{I_{R3}}{2\,(1-2\,D)}\cdot\sqrt{1+\frac{4}{3}\left(\frac{\Delta I_{La}\cdot(1-2\,D)}{I_{R3}}\right)^2} \\ &= \frac{8,18\,A}{2\cdot(1-2\cdot 0,318)}\cdot\sqrt{1+\frac{4}{3}\left(\frac{1,01\,A\cdot(1-2\cdot 0,318)}{8,18\,A}\right)^2} = 11,27\,A \end{aligned} \tag{5.216}$$

Já a corrente de pico ou máxima no indutor L_b é obtida na equação 5.218.

$$\Delta I_{Lb} = 18\,\%\cdot I_{Lb_{med}} = 0,18\cdot 11,25\,A = 2,03\,A \tag{5.217}$$

$$I_{Lb_{pk}} = I_{Lb_{med}} + \frac{\Delta I_{Lb}}{2} = 11,25\,A + \frac{2,03\,A}{2} = 12,30\,A \tag{5.218}$$

5.2.4.2 Cálculo da indutância

O valor de indutância necessária para garantir a ondulação de corrente desejada pode ser estimada para ambos os sentidos de operação, *buck* ou *boost*. Portanto, a indutância é escolhida utilizando o sentido *boost* na região R2 e calculada por meio da expressão 5.219.

$$L_b = \frac{E_3\,(1-2\,D)}{4\,(2\,\Delta I_{Lb} - \Delta I_{La})\cdot f_s} = \frac{550\,V\cdot(1-2\cdot 0,318)}{4\cdot(2\cdot 2,03\,A - 1,01\,A)\cdot 20\,\mathrm{kHz}} = 823,05\,\mu\mathrm{H} \tag{5.219}$$

Em função da relação do indutor acoplado L_b ser unitária, as indutâncias L_3 e L_4 assumem os mesmos valores, conforme 5.220.

$$L_3 = L_4 = L_b = 823,05\,\mu\mathrm{H} \tag{5.220}$$

5.2.4.3 Determinação do produto de áreas

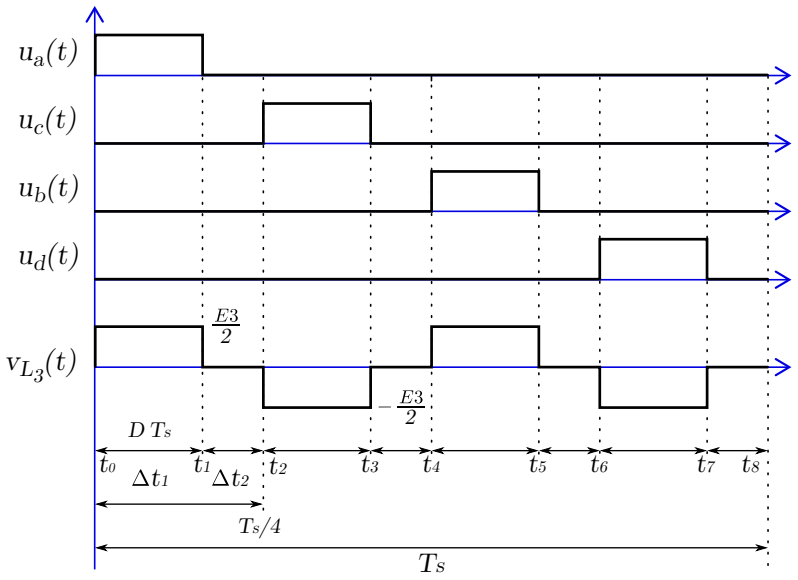
A determinação do produto de áreas para a construção do indutor acoplado é apresentada nesta seção, e segue a mesma metodologia já abordada anteriormente para o transformador.

A área efetiva é obtida para a região R1 e sentidos *boost* e *buck*, calculando-se primeiramente a tensão magnetizante para a forma de onda de $v_{L3}(t)$ apresentada na Figura 156.

A tensão magnetizante na região R1 para um semiciclo da tensão instantânea aplicada sobre o elemento durante o intervalo Δt_1 mais Δt_2 é obtida como 5.221.

$$V_{m_{R1}} = \frac{4}{T_s}\left[\int_0^{\Delta t_1}\frac{E_3}{2}\,dt + \int_0^{\Delta t_2} 0\,dt\right] = 2\,D\cdot E_3 \tag{5.221}$$

Figura 156 – Sinais de comando e tensão sobre o enrolamento L_3 para região R1.

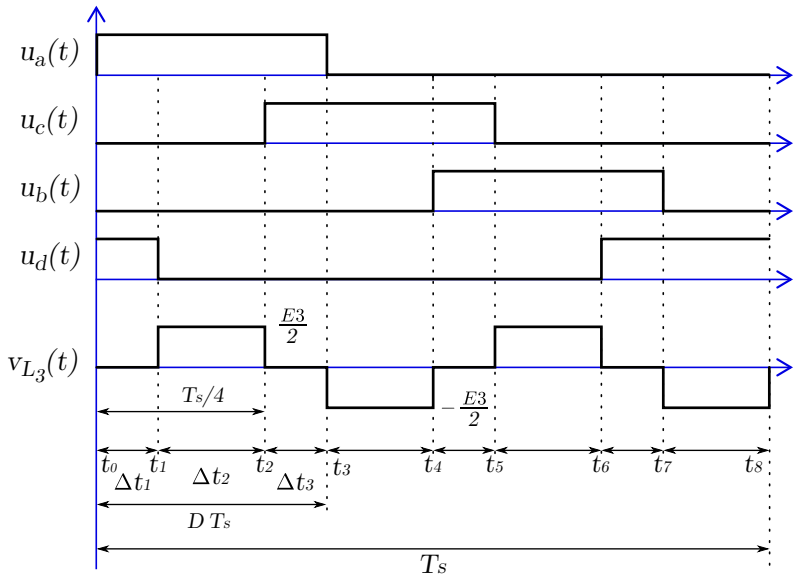


Substituindo a tensão magnetizante da região R1 5.221 na equação 5.27 e considerando o intervalo de tempo Δt_1 mais Δt_2 da parte positiva da tensão $v_{L3}(t)$ sobre uma bobina de n_{L3} espiras, obtém-se a seção transversal do núcleo magnético na equação 5.222.

$$A_{e_{R1}} = \frac{E_3}{2\,n_{L3}\cdot\Delta B\cdot f_s}\cdot D \tag{5.222}$$

E a área efetiva para a região R2 e sentidos *boost* e *buck* é obtida calculando-se primeiramente a tensão magnetizante para a forma de onda de $v_{L3}(t)$ apresentada na Figura 157.

Figura 157 – Sinais de comando e tensão sobre o enrolamento L_3 para região R2.



A tensão magnetizante na região R2 para um semiciclo da tensão instantânea aplicada sobre o elemento durante o intervalo Δt_1 mais Δt_2 é obtida como 5.223.

$$V_{m_{R2}} = \frac{4}{T_s}\left[\int_0^{\Delta t_1} 0\,dt + \int_0^{\Delta t_2}\frac{E_3}{2}\,dt\right] = (1-2\,D)\cdot E_3 \tag{5.223}$$

Substituindo agora a tensão magnetizante da região R2 5.223 na equação 5.27 e considerando o intervalo de tempo Δt_1 mais Δt_2 da parte positiva da tensão $v_{L3}(t)$, obtém-se a seção transversal do núcleo magnético na equação 5.224.

$$A_{e_{R2}} = \frac{E_3}{4\, n_{L3} \cdot \Delta B \cdot f_s} \cdot (1 - 2\, D) \tag{5.224}$$

Para estas duas regiões de operação, tem-se o pior caso, do ponto de vista de saturação do núcleo, quando a razão cíclica é igual a um quarto, e desse modo:

$$A_e = \frac{E_3}{8\, n_{L3} \cdot \Delta B \cdot f_s} \tag{5.225}$$

Então, a área da janela do núcleo magnético será dada pela equação 5.32, já definida anteriormente. Portanto, multiplicando as expressões 5.225 e 5.32, obtém-se o produto ideal de áreas na equação 5.226 que orienta o projetista na escolha do núcleo que atende a potência processada pelo conversor.

$$A_p = A_e \cdot A_w = \frac{E_3 \cdot I_{Lb_{ef}}}{8\, k_w \cdot k_p \cdot J_{max} \cdot \Delta B_{max} \cdot f_s} \cdot 10^4 \qquad [\mathrm{cm}^4] \tag{5.226}$$

O produto de áreas estimado para o indutor acoplado L_b pode agora ser calculado na expressão 5.227 considerando uma densidade de corrente máxima nos condutores de $J_{max} = 300\, A/cm^2$, um fator de ocupação da janela do núcleo de $k_w = 0,45$, o fator de ocupação do cobre dentro do carretel de $k_p = 0,50$ e a densidade de fluxo magnético máxima no núcleo $\Delta B_{max} = 0,25\, T$ para o material ferrite.

$$\begin{aligned} A_p &= \frac{E_3 \cdot I_{Lb_{ef}}}{8\, k_w \cdot k_p \cdot J_{max} \cdot \Delta B_{max} \cdot f_s} \\ &= \frac{550\, V \cdot 11,27\, A}{8 \cdot 0,45 \cdot 0,50 \cdot 300\, \mathrm{A/cm^2} \cdot 0,25\, \mathrm{T} \cdot 20\, \mathrm{kHz}} \cong 23\, \mathrm{cm}^4 \end{aligned} \tag{5.227}$$

Por meio dos resultados obtidos, adotasse os materiais NC-100/57/25 mais o NI-100/24/25 do fabricante Thornton® de geometria "**C I**" com dois conjuntos em paralelo. Os principais dados fornecidos pelo fabricante desse núcleo encontram-se na Figura 158.

A área efetiva transversal do núcleo do indutor L_b é agora determinada pela equação 5.228.

$$A_e = 2\, C \cdot L = 2 \cdot 2,54\, \mathrm{cm} \cdot 2,54\, \mathrm{cm} = 12,90\, \mathrm{cm}^2 \tag{5.228}$$

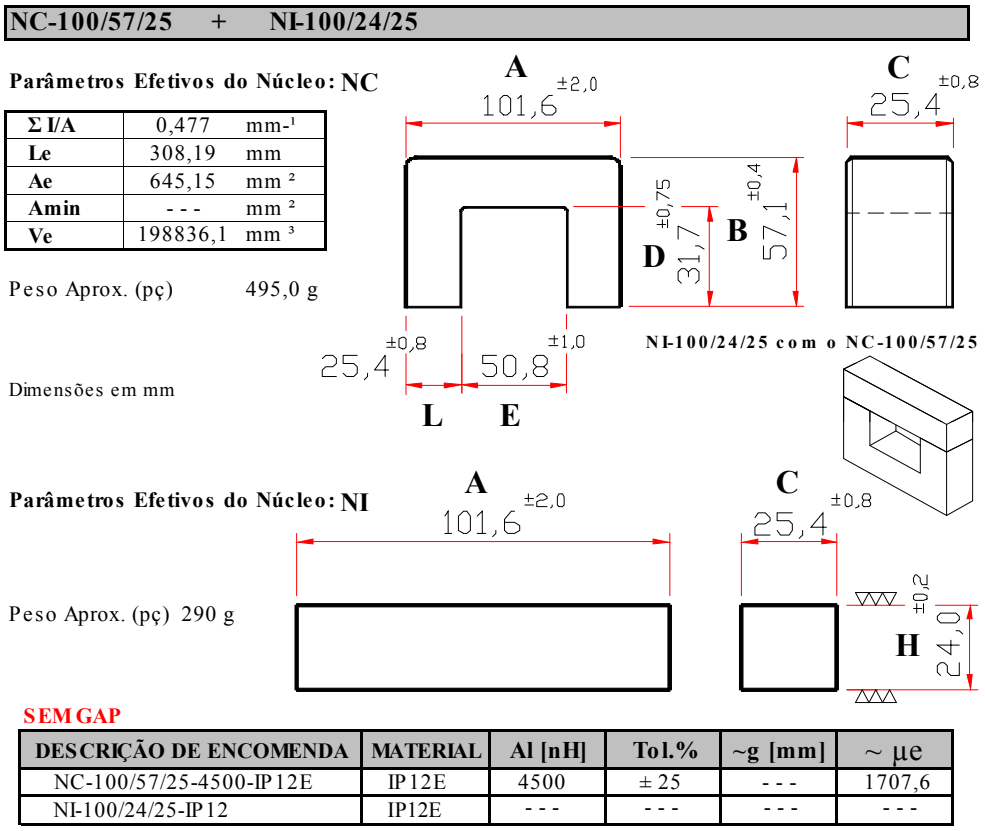
E a obtenção da área da janela do núcleo "**C I**" é dada pela equação 5.229. Na área A_w, já esta sendo descontado a espessura do carretel ($h_{bob} = 1,5\, \mathrm{mm}$) utilizado. Além disso, esta área é compartilhada entre os dois enrolamentos, L_3 e L_4 do indutor acoplado.

$$\begin{aligned} A_w &= (E - 2 \cdot h_{bob}) \cdot (D - 2 \cdot h_{bob}) \\ &= (5,08\, \mathrm{cm} - 2 \cdot 0,15\, \mathrm{cm}) \cdot (3,17\, \mathrm{cm} - 2 \cdot 0,15\, \mathrm{cm}) = 13,71\, \mathrm{cm}^2 \end{aligned} \tag{5.229}$$

O comprimento magnético médio do núcleo de geometria "**C I**" é obtido aplicando a equação 5.230.

$$l_e = 2\,(D + E) + \pi \cdot L = 2 \cdot (3,17\, \mathrm{cm} + 5,08\, \mathrm{cm}) + \pi \cdot 2,54\, \mathrm{cm} = 24,50\, \mathrm{cm} \tag{5.230}$$

Figura 158 – Dados dos núcleos NC-100/57/25 e NI-100/24/25 da Thornton.



DESCRIÇÃO DE ENCOMENDA	MATERIAL	Al [nH]	Tol.%	~g [mm]	~ µe
NC-100/57/25-4500-IP12E	IP12E	4500	± 25	- - -	1707,6
NI-100/24/25-IP12	IP12E	- - -	- - -	- - -	- - -

5.2.4.4 Determinação do número de espiras do indutor

A partir do núcleo adotado e utilizando seus parâmetros, o número de espiras do indutor acoplado L_b é determinado pela equação 5.231.

$$N_{Lb} = \frac{E_3}{8\,A_e \cdot B_{max} \cdot f_s} = \frac{550\,V}{8 \cdot 12,90\,\text{cm}^2 \cdot 0,25\,T \cdot 20\,\text{kHz}} \approx 12\,\text{espiras} \tag{5.231}$$

Portanto, o número de espiras dos indutores L_3 e L_4 serão iguais a N_{Lb}, conforme descrito abaixo:

$$N_{L3} = N_{L4} = 12\,\text{espiras} \tag{5.232}$$

Os dois enrolamentos serão montados de forma idêntica utilizando lamina de cobre, onde a determinação da resistência do cobre para a temperatura de operação máxima já foi realizada na equação 5.40.

A profundidade de penetração devido ao feito pelicular é calculado pela equação 5.234. Portanto, o diâmetro máximo do condutor elementar não deve ser maior que este valor.

$$\phi_{max_{CU}} = 2\sqrt{\frac{\rho_{CU}}{\pi \cdot \mu_o \cdot \mu_c \cdot (2 \cdot f_s)}} = 2\sqrt{\frac{2,246 \cdot 10^{-8}\,\Omega\text{m}}{\pi \cdot 4\,\pi \cdot 10^{-7}\,\text{H/m} \cdot 1 \cdot (2 \cdot 20\,\text{kHz})}} = 0,754\,\text{mm} \tag{5.233}$$

Em ambos os enrolamentos serão utilizados condutores laminares de cobre com as

seguintes especificações:

$$\begin{aligned} d_{fit} &= 0,025\,\text{cm}\,; & L_{fit} &= 1,50\,\text{cm}\,; \\ S_{fit} &= 0,0375\,\text{cm}^2\,; & S_{_{fit}isol} &= 0,090\,\text{cm}^2. \end{aligned} \tag{5.234}$$

onde d_{fit} é a espessura da lâmina de cobre, L_{fit} a largura da lâmina, S_{fit} é a secção da laminar elementar nú e $S_{_{fit}isol}$ a secção da laminar elementar com o isolamento.

A área de cobre total ou seção dos condutores para os enrolamentos é dada por 5.235.

$$S_{Lb} = \frac{I_{Lb_{ef}}}{J_{max}} = \frac{11,27\,A}{350\,\text{A/cm}^2} = 0,032\,\text{cm}^2 \tag{5.235}$$

O número de condutores em paralelo nos enrolamentos do indutor L_b fica definido pelas equações 5.236. Como pode ser verificado, não será necessário nenhuma lâmina de cobre em paralelo nos enrolamentos.

$$n_{pp\,Lb_{fit}} = \frac{S_{Lb}}{S_{fit}} = \frac{0,032\,\text{cm}^2}{0,0375\,\text{cm}^2} = 0,87 \tag{5.236}$$

5.2.4.5 Montagem dos enrolamentos do indutor

Com o núcleo magnético já definido e os condutores adotados, a montagem dos enrolamentos do indutor é então definida.

O comprimento de uma espira é calculado pela expressão 5.237, onde é dependente da geometria do núcleo escolhido para a construção do indutor. Os dois enrolamentos são montados de forma idêntica e sobre a área de comprimento "A" das peças "**C I**".

$$\begin{aligned} MLT_{Lb} &= 2\,(2 \cdot C + L) + \frac{\pi \cdot D}{2} \\ &= 2 \cdot (2 \cdot 25,4\,\text{mm} + 25,4\,\text{mm}) + \frac{\pi \cdot 31,7\,\text{mm}}{2} = 202,2\,\text{mm} \end{aligned} \tag{5.237}$$

O comprimento aproximado do entreferro do material magnético que deve garantir a indutância desejada para L_b é determinado na equação 5.238.

$$l_g = \frac{{N_{Lb}}^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{2\,L_b} = \frac{12^2 \cdot 4\,\pi \cdot 10^{-7}\,\text{H/m} \cdot 1,29 \cdot 10^{-3}\,\text{m}^2}{2 \cdot 823,05\,\mu\text{H}} = 0,142\,\text{mm} \tag{5.238}$$

O comprimento total da lâmina por enrolamento é estimada na equação 5.239.

$$l_{Lb} = N_{Lb} \cdot MLT_{Lb} = 12 \cdot 20,22\,\text{cm} \cong 243\,\text{cm} \tag{5.239}$$

Para verificar se é possível construir o indutor L_b, é aplicada a equação 5.240 que indica o fator de utilização da área A_w do núcleo pelos dois enrolamento, L_3 e L_4. Onde $k_{fit} = 0,50$ é o fator de agrupamento das camadas de lâmina de cobre dos enrolamentos.

$$k_u = \frac{2 \cdot (N_{Lb} \cdot S_{_{fit}isol})}{k_{fit} \cdot A_w} = \frac{2 \cdot (12 \cdot 0,090\,\text{cm}^2)}{0,50 \cdot 13,71\,\text{cm}^2} \approx 0,32 \tag{5.240}$$

A Figura 159 apresenta a foto do indutor L_b montado para a segunda topologia. Seu ponto comum de conexão está na parte inferior da montagem e as extremidade de L_3 e L_4 estão na parte superior da foto.

Figura 159 – Fotografia do indutor acoplado L_b montado.



5.2.5 Cálculo das perdas no indutor L_b

As perdas no indutor também são separadas em duas parcelas, as perdas no núcleo magnético e as perdas nos condutores de cobre.

Primeiramente obtêm-se as perdas nos enrolamentos de cobre do indutor. A resistência dos enrolamentos são iguais e estimadas pela equação 5.241

$$r_{Lb} = \frac{\rho_{CU} \cdot MLT_{Lb} \cdot N_{Lb}}{S_{fit}} = \frac{2,246 \cdot 10^{-8}\,\Omega\text{m} \cdot 0,202\,\text{m} \cdot 12}{3,75 \cdot 10^{-6}\,\text{m}^2} = 15,0\,\text{m}\Omega \tag{5.241}$$

As perdas no cobre agora podem ser estimadas nos dois enrolamentos para a operação nos sentidos *boost* e *buck* na expressão 5.242.

$$P_{_{CU}Lb} = 2 \cdot (r_{Lb} \cdot {I_{Lb_{ef}}}^2) = 2 \cdot (15,0\,\text{m}\Omega \cdot 11,27\,A^2) = 3,71\,\text{W} \tag{5.242}$$

Como o material magnético adotado para a construção do indutor acoplado L_b é o mesmo do utilizado nos transformadores, o procedimento e metodologia para a estimação das perda do núcleo são as mesmas.

Primeiramente o volume total do material magnético adotado precisam ser determinado, conforme expressão 5.243. O fator multiplicador dois indica o número de peças em paralelo utilizadas no projeto do indutor.

$$\begin{aligned} V_{_eLb} &= 2 \cdot C \cdot [(B - D) \cdot A + 2\,D \cdot L + A \cdot H] \\ &= 2 \cdot 2,54 \cdot [(5,71 - 3,17) \cdot 10,16 + 2 \cdot 3,17 \cdot 2,54 + 10,16 \cdot 2,40] = 336,78\,\text{cm}^3 \end{aligned} \tag{5.243}$$

Obtêm-se o fluxo magnético máximo de operação do material magnético adotado para o indutor na equação 5.244.

$$\Delta B_{Lb} = 1,05 \cdot \frac{B_{max} \cdot \Delta I_{Lb}}{I_{Lb_{pk}}} = 1,05 \cdot \frac{0,25\,\text{T} \cdot 2,03\,A}{12,30\,A} = 0,043\,\text{T} \tag{5.244}$$

Os parâmetros 5.66 são constantes determinadas pelo fabricante para a obtenção das perdas no núcleo de ferrite do material IP12. Portanto, a expressão empírica 5.245 permite

calcular com boa aproximação o valor das perdas no núcleo do fabricante. Já o fator multiplicador dois indica a perda no ferro provocada pelos dois enrolamentos L_3 e L_4 do indutor acoplado.

$$\begin{aligned} P_{fe} &= 2 \cdot [C_m \cdot (2 \cdot f_s)^x \cdot \Delta B_T{}^y \cdot V_{eT}] \\ &= 2 \cdot \left[7,9292 \cdot 10^{-3} \cdot (2 \cdot 20\,\text{kHz})^{1,4017} \cdot 0,043\,\text{T}^{2,3294} \cdot 0,337\,\text{L}\right] = 10,08\,\text{W} \end{aligned} \tag{5.245}$$

As perdas totais nos dois enrolamentos do indutor acoplado L_b são estimadas na expressão 5.246.

$$P_{_{Total}Lb} = P_{_{CU}Lb} + P_{fe} = 3,71\,\text{W} + 10,08\,\text{W} = 13,80\,\text{W} \tag{5.246}$$

Na determinação da elevação de temperatura do indutor, precisamos determinar primeiramente a sua área de superfície, conforme expressão 5.247. Onde o fator multiplicador dois indica o número de peças em paralelo utilizadas no projeto.

$$\begin{aligned} A_{_sLb} &= 2 \cdot (4\,[A\,(B - D) + D \cdot L] + 2\,C \cdot [A + B + H + E]) \\ &= 2 \cdot (4 \cdot [10,16 \cdot (5,71 - 3,17) + 3,17 \cdot 2,54] + 2 \cdot 2,54 \cdot [10,16 + 5,71 + 2,4 + 5,08]) = 508,1\,\text{cm}^2 \end{aligned} \tag{5.247}$$

A determinação da máxima elevação de temperatura desse elemento magnético é realizada pela equação empírica 5.248 já conhecendo suas perdas e a área de superfície do núcleo adotado.

$$\Delta T_{Lb} = \left(\frac{\Sigma P_{Lb}\ [\text{mW}]}{A_{_sLb}\ [\text{cm}^2]}\right)^{0,833} = \left(\frac{13800}{508,1}\right)^{0,833} \cong 16\,^{\circ}\text{C} \tag{5.248}$$

5.2.6 Especificação dos semicondutores do conversor

A especificação e os cálculos para a obtenção da corrente máxima, média, eficaz e a tensão máxima, bem como as perdas nos interruptores e diodos são apresentadas a seguir. Em função destas especificações e patamares é que os componentes comerciais são escolhidos para a segunda topologia proposta.

O valor da tensão máxima que todos os interruptores e diodos da segunda topologia devem suportar é dada pela expressão 5.249.

$$V_{S_{max}} = V_{D_{max}} = E_3 = 550\,V \tag{5.249}$$

O valor da corrente máxima, da corrente média e da corrente eficaz nos interruptores S_5, S_6, S_7 e S_8 para a operação no sentido *boost* são calculadas por 5.250, 5.251 e 5.252, respectivamente.

$$I_{S5_{max}} = I_{Lb_{pk}} = 12,30\,A \tag{5.250}$$

$$I_{S5_{med}} = \frac{I_{R3}}{2} \cdot \frac{D}{1 - 2\,D} = \frac{8,18\,A}{2} \cdot \frac{0,318}{1 - 2 \cdot 0,318} = 3,58\,A \tag{5.251}$$

$$I_{S5_{ef}} = \frac{I_{R3}}{2} \cdot \frac{\sqrt{D}}{1 - 2\,D} = \frac{8,18\,A}{2} \cdot \frac{\sqrt{0,318}}{1 - 2 \cdot 0,318} = 6,35\,A \tag{5.252}$$

E a corrente máxima, a corrente média e a corrente eficaz nos diodos D_1, D_2, D_3 e D_4 são calculadas por 5.253, 5.254 e 5.255, respectivamente.

$$I_{D1_{max}} = \frac{I_{Lb_{pk}}}{2} = \frac{12,30\,A}{2} = 6,15\,A \tag{5.253}$$

$$I_{D1_{med}} = \frac{I_{R3}}{4} = \frac{8,18\,A}{4} = 2,05\,A \tag{5.254}$$

$$I_{D1_{ef}} = \frac{I_{R3}}{4} \cdot \frac{1}{\sqrt{1-2\,D}} = \frac{8,18\,A}{4} \cdot \frac{1}{\sqrt{1-2\cdot 0,318}} = 3,40\,A \tag{5.255}$$

Para a operação no sentido *buck*, o valor da corrente máxima, da corrente média e da corrente eficaz nos interruptores S_1, S_2, S_3 e S_4 são calculadas por 5.256, 5.257 e 5.258, respectivamente.

$$I_{S1_{max}} = I_{Lb_{pk}} = 12,30\,A \tag{5.256}$$

$$I_{S1_{med}} = \frac{I_{R2}}{2} \cdot D = \frac{22,5\,A}{2} \cdot 0,182 = 2,05\,A \tag{5.257}$$

$$I_{S1_{ef}} = \frac{I_{R2}}{2} \cdot \sqrt{D} = \frac{22,5\,A}{2} \cdot \sqrt{0,182} = 4,80\,A \tag{5.258}$$

Já o valor da corrente máxima, da corrente média e da corrente eficaz nos diodos D_5, D_6, D_7 e D_8 são calculadas por 5.259, 5.260 e 5.261, respectivamente.

$$I_{D5_{max}} = \frac{I_{Lb_{pk}}}{2} = \frac{12,30\,A}{2} = 6,15\,A \tag{5.259}$$

$$I_{D5_{med}} = \frac{I_{R2}}{4} \cdot (1-2\,D) = \frac{22,5\,A}{4} \cdot (1-2\cdot 0,182) = 3,58\,A \tag{5.260}$$

$$I_{D5_{ef}} = \frac{I_{R2}}{4} \cdot \sqrt{1-2\,D} = \frac{22,5\,A}{4} \cdot \sqrt{1-2\cdot 0,182} = 4,50\,A \tag{5.261}$$

Partindo dos esforços estabelecido anteriormente, semicondutores comerciais são agora escolhidos para a construção da segunda topologia.

Finalmente, os interruptores $S_{1...8}$ escolhidos são do tipo IGBT modelo APT45GP120J da Microsemi® de $1200\,V$ / $30\,A$ com encapsulamento SOT-227. Já os diodos $D_{1...8}$ escolhidos são do tipo SiC Schottky modelo FFSP20120A da ON® de $1200\,V$ / $20\,A$ com encapsulamento TO-220.

5.2.6.1 Cálculo das perdas nos semicondutores

Conforma já foi demonstrado na primeira topologia, a metodologia adotada para determine-se as perdas nos IGBTs e nos diodos, será utilizada nesta seção para estabelecer as perdas teóricas durante a operação da segunda topologia.

Utilizando as curvas que relacionam a tensão com a corrente de coletor em função da temperatura de junção disponibilizadas pelo fabricante no catálogo APT45GP120J, obtem-se as

perdas por condução nos IGBTs nas expressões 5.262 e 5.263, relativas a operação no sentido *boost* e sentido *buck*, respectivamente.

$$P_{cond_{S5}} = u_{CE} \cdot I_{S5_{med}} + r_{CE} \cdot {I_{S5_{ef}}}^2 = 1,8\,V \cdot 3,58\,A + 0,036\,\Omega \cdot 6,35\,A^2 = 7,90\,\mathrm{W} \quad (5.262)$$

$$P_{cond_{S1}} = u_{CE} \cdot I_{S1_{med}} + r_{CE} \cdot {I_{S1_{ef}}}^2 = 1,8\,V \cdot 2,05\,A + 0,036\,\Omega \cdot 4,80\,A^2 = 4,52\,\mathrm{W} \quad (5.263)$$

Com o gráfico fornecido no catálogo do fabricante, que apresenta a energia dissipada na entrada em condução (E_{on}) e no bloqueio (E_{off}) em função da corrente de coletor, resistor de *Gate* e da temperatura de junção, foi possível estimar as perdas em comutação nos interruptores pela expressão 5.264.

$$P_{com_S} = P_{com_{S1\ldots8}} = (E_{on} + E_{off}) \cdot f_s = (900\,\mu\mathrm{J} + 600\,\mu\mathrm{J}) \cdot 20\,\mathrm{kHz} = 30\,\mathrm{W} \quad (5.264)$$

Desta forma, as perdas totais em cada interruptor do grupo inferior $S_{5\ldots8}$ (sentido do fluxo *boost*), são estimadas na expressão 5.265.

$$P_{S_{5\ldots8}} = P_{cond_{S1}} + P_{com_S} = 7,90\,\mathrm{W} + 30\,\mathrm{W} = 37,90\,\mathrm{W} \quad (5.265)$$

E as perdas totais em cada interruptor do grupo superior $S_{1\ldots4}$ (sentido do fluxo *buck*), são estimadas na expressão 5.266.

$$P_{S_{1\ldots4}} = P_{cond_{S5}} + P_{com_S} = 4,52\,\mathrm{W} + 30\,\mathrm{W} = 34,52\,\mathrm{W} \quad (5.266)$$

As perdas por condução nos diodos do conversor também são estimadas em função dos parâmetros informados pelo fabricante no catálogo FFSP20120A. Portanto, estas perdas por condução são calculadas em 5.267 e 5.268, relativas a operação no sentido *boost* e sentido *buck*, respectivamente.

$$P_{cond_{D1}} = u_D \cdot I_{D1_{med}} + r_D \cdot {I_{D1_{ef}}}^2 = 1,2\,V \cdot 2,05\,A + 0,02\,\Omega \cdot 3,40\,A^2 = 2,70\,\mathrm{W} \quad (5.267)$$

$$P_{cond_{D5}} = u_D \cdot I_{D5_{med}} + r_D \cdot {I_{D5_{ef}}}^2 = 1,2\,V \cdot 3,58\,A + 0,02\,\Omega \cdot 4,50\,A^2 = 4,70\,\mathrm{W} \quad (5.268)$$

Já as perdas em comutação em todos os diodos são estimadas na expressão 5.269.

$$P_{com_D} = P_{com_{D1\ldots8}} = \frac{1}{2}\,Q_c \cdot V_D \cdot (2 \cdot f_s) = \frac{1}{2} \cdot 120\,\mathrm{nC} \cdot 550\,V \cdot (2 \cdot 20\,\mathrm{kHz}) = 1,32\,\mathrm{W} \quad (5.269)$$

Portanto, as perdas totais em cada diodo do grupo superior $D_{1\ldots4}$ (sentido do fluxo *boost*), são então obtidas na expressão 5.270.

$$P_{D_{1\ldots4}} = P_{cond_{D1}} + P_{com_D} = 2,70\,\mathrm{W} + 1,32\,\mathrm{W} = 4,02\,\mathrm{W} \quad (5.270)$$

E as perdas totais em cada diodo do grupo inferior $D_{5\ldots8}$ (sentido do fluxo *buck*), são estimadas na expressão 5.271.

$$P_{D_{5\ldots8}} = P_{cond_{D5}} + P_{com_D} = 4,70\,\mathrm{W} + 1,32\,\mathrm{W} = 6,03\,\mathrm{W} \quad (5.271)$$

5.2.7 Especificação dos capacitores do conversor

Os capacitores para a filtragem da tensão de saída do segundo conversor serão escolhidos nesta seção.

O valor da capacitância C_3 necessária para garantir a ondulação de tensão especificada para o sentido *boost* é obtida por meio da equação 5.273.

$$\Delta E_3 = 0,5\,\% \cdot E_3 = 0,005 \cdot 550\,V = 2,75\,V \tag{5.272}$$

$$C_3 = \frac{I_{R3}}{\Delta E_3 \cdot f_s} \cdot \frac{4\,D - 1}{4} = \frac{8,18\,A}{2,75\,V \cdot 20\,\text{kHz}} \cdot \frac{4 \cdot 0,318 - 1}{4} = 10,15\,\mu\text{F} \tag{5.273}$$

O valor eficaz da corrente que circula pelo capacitância C_3 é determinado em 5.274.

$$I_{C3_{ef}} = \frac{I_{R3}}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2 \cdot (1 - 2\,D)}} = \frac{8,18\,A}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2 \cdot (1 - 2 \cdot 0,318)}} = 4,80\,A \tag{5.274}$$

Com base nos dados calculados anteriormente, é realizada a escolha de um capacitor com valores comercias. Para essa aplicação foi utilizada o capacitor de Polipropileno modelo MKP1848622454P4 da VISHAY® de 22 μF / 450 V. É utilizado dois capacitores ligados em série para atender ao critério de tensão máxima de operação, resultando um uma capacitância equivalente de 11 μF / 900 V.

A capacitância C_2 para o sentido*buck* é determinada por meio da equação 5.276.

$$\Delta E_2 = 0,05\,\% \cdot E_2 = 0,0005 \cdot 200\,V = 0,1\,V \tag{5.275}$$

$$C_2 = \frac{\Delta I_{La}}{32\,\Delta E_2 \cdot f_s} = \frac{1,01\,A}{32 \cdot 0,1\,V \cdot 20\,\text{kHz}} = 15,80\,\mu\text{F} \tag{5.276}$$

O valor eficaz da corrente que circula pelo capacitância C_2 o sentido *buck* é determinado em 5.277.

$$I_{C2_{ef}} = \frac{\Delta I_{La}}{4\sqrt{2}} = \frac{1,01\,A}{4 \cdot \sqrt{2}} = 0,18\,A \tag{5.277}$$

Em função das necessidades estabelecidas pela primeira topologia, a capacitância C_2 já havia sido definida, onde o componente adotado foi de Polipropileno modelo MKP1848650084Y5 da VISHAY® de 50 μF / 800 V. Portanto, este capacitor será compartilhado entre as duas topologias, atendendo com certa segurança a operação bidirecional dos conversores.

5.2.7.1 Cálculo das perdas nos capacitores

Conhecendo os dados dos capacitores escolhidos agora para a segunda topologia, é então possível calcular suas perdas pelo efeito da corrente eficaz que os percorre.

As perdas produzidas pela resistência série equivalente (ESR) do capacitor C_3 são estimadas na expressão 5.278 considerando a ligação de dois elementos em série.

$$P_{C3} = 2 \cdot \left(ESR_{C3} \cdot {I_{C3_{ef}}}^2\right) = 2 \cdot \left(6,5\,m\Omega \cdot 4,80\,A^2\right) = 300\,m\text{W} \tag{5.278}$$

Da mesma forma, as perdas geradas no capacitor C_2 são estimadas na expressão 5.279.

$$P_{C2} = ESR_{C2} \cdot {I_{C2_{ef}}}^2 = 4,5\,m\Omega \cdot 0,18\,A^2 \cong 0,2\,m\text{W} \tag{5.279}$$

5.3 DISTRIBUIÇÃO DE PERDAS NOS CONVERSORES

Conhecendo as perdas teóricas do circuito de potência dos conversores, pode-se então estimar a eficiência aplicando a equação 5.280.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \cdot 100\,\% = \frac{P_{out}}{P_{out} + \Sigma P_{perdas}} \cdot 100\,\% \tag{5.280}$$

Na sequência, o rendimento teórico do conversor CC−CC bidirecional Forward / Flyback intercalado com indutor acoplado (primeira topologia) e do conversor CC−CC bidirecional intercalado com indutor acoplado (segunda topologia) que foram propostos são calculados em função dos parâmetros determinados anteriormente.

5.3.1 Rendimento teórico da primeira topologia

O somatório de todas as perdas teóricas da primeira topologia operando no sentido *forward* é representado pela expressão 5.281.

$$\begin{aligned}\Sigma P_{forw} &= 2 \cdot P_{_{Total}T} + 4 \cdot P_{Sp} + 4 \cdot P_{D\,Sp} + 4 \cdot P_{Dp} + 2 \cdot P_{Ds} + P1_{_{Total}La} + P_{C2} \\ &= 2 \cdot 49,5 + 4 \cdot 57,10 + 4 \cdot 9,10 + 4 \cdot 2,40 + 2 \cdot 19,93 + 3,63 + 0,12 = 417\,\text{W}\end{aligned} \tag{5.281}$$

De posse dos cálculos das perdas nos componentes passivos e ativos, o rendimento teórico do conversor operando no sentido *forward* e em condições de potência nominal, encontra-se na equação 5.282.

$$\eta_{forw} = \frac{P_o}{P_o + \Sigma P_{forw}} \cdot 100\,\% = \frac{3,3\,\text{kW}}{3,3\,\text{kW} + 0,417\,\text{kW}} \cdot 100\,\% \quad \cong \quad 89\,\% \tag{5.282}$$

E o somatório de todas as perdas teóricas da primeira topologia operando no sentido *flyback* é representado pela expressão 5.283.

$$\begin{aligned}\Sigma P_{flyb} &= 2 \cdot P_{_{Total}T} + 2 \cdot P_{Ss} + P_{Db1} + P_{Db2} + 4 \cdot P_{Dp} + P_{C1} + P_{Cb1} + P2_{_{Total}La} + 2 \cdot P_{RCD} \\ &= 2 \cdot 30,67 + 2 \cdot 11,47 + 0,88 + 0,81 + 4 \cdot 2,41 + 0,023 + 0,014 + 2,41 + 2 \cdot 17 = 132\,\text{W}\end{aligned} \tag{5.283}$$

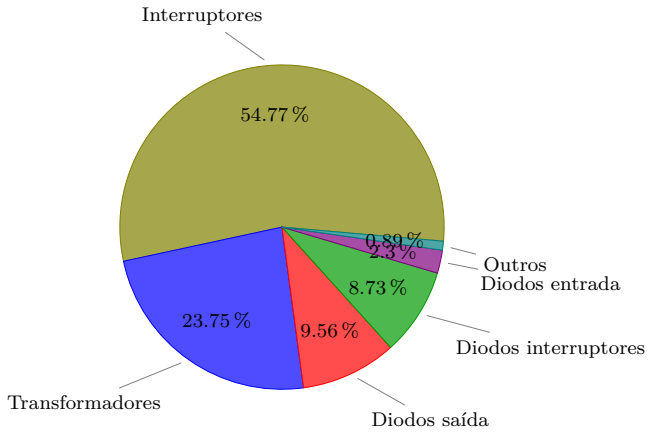
Desta forma, define-se o rendimento teórico do conversor operando no sentido *flyback* para as condições de potência nominal na equação 5.284.

$$\eta_{flyb} = \frac{P_o}{P_o + \Sigma P_{flyb}} \cdot 100\,\% = \frac{1\,\text{kW}}{1\,\text{kW} + 0,132\,\text{kW}} \cdot 100\,\% \quad \cong \quad 88,4\,\% \tag{5.284}$$

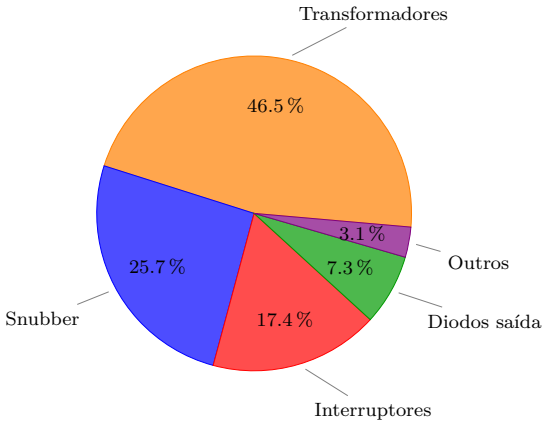
A partir da análise de perdas da primeira topologia, é possível ilustrar a distribuição delas nos gráficos da Figura 160 para os dois sentidos do fluxo de energia.

Figura 160 – Distribuição das perdas teóricas ΣP_{perdas} na 1 ª topologia.

(a) Para fluxo de potência no sentido *forward*.



(b) Para fluxo de potência no sentido *flyback*.



5.3.2 Rendimento teórico da segunda topologia

Para a segunda topologia operando no sentido *boost*, o somatório de todas as perdas teóricas é representado pela expressão 5.285.

$$\begin{aligned}\Sigma P_{boos} &= P3_{_{Total}La} + P_{_{Total}Lb} + 4 \cdot P_{S_{5\ldots8}} + 4 \cdot P_{D_{1\ldots4}} + P_{C3} \\ &= 15,0 + 13,80 + 4 \cdot 37,90 + 4 \cdot 4,02 + 0,30 = 196,5\,\text{W}\end{aligned} \tag{5.285}$$

De posse dos cálculos das perdas nos componentes, o rendimento teórico do conversor operando no sentido *boost* e em condições de potência nominal, encontra-se na equação 5.286.

$$\eta_{boos} = \frac{P_o}{P_o + \Sigma P_{boos}} \cdot 100\,\% = \frac{4,5\,\text{kW}}{4,5\,\text{kW} + 0,196\,\text{kW}} \cdot 100\,\% \quad \cong \quad 95,8\,\% \tag{5.286}$$

Já o somatório de todas as perdas teóricas da segunda topologia operando no sentido *buck* é representado pela expressão 5.287.

$$\begin{aligned}\Sigma P_{buck} &= P3_{_{Total}La} + P_{_{Total}Lb} + 4 \cdot P_{S_{1\ldots4}} + 4 \cdot P_{D_{5\ldots8}} + P_{C2} \\ &= 15 + 13,80 + 4 \cdot 34,52 + 4 \cdot 6,03 + 0,0002 = 191,0\,\text{W}\end{aligned} \tag{5.287}$$

Desta forma, define-se o rendimento teórico do conversor operando no sentido *buck* para as condições de potência nominal na equação 5.288.

$$\eta_{buck} = \frac{P_o}{P_o + \Sigma P_{buck}} \cdot 100\,\% = \frac{4,5\,\text{kW}}{4,5\,\text{kW} + 0,191\,\text{kW}} \cdot 100\,\% \quad \cong \quad 95,93\,\% \tag{5.288}$$

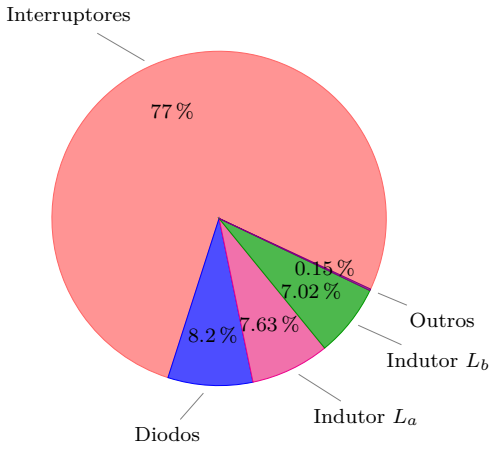
A partir da análise de perdas da segunda topologia, é possível ilustrar a distribuição delas nos gráficos da Figura 161 para os dois sentidos do fluxo de energia.

5.4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

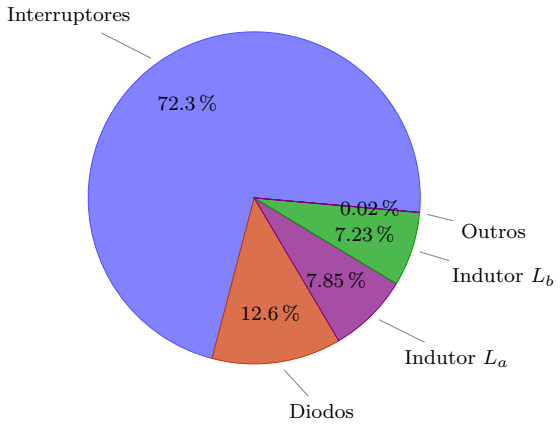
Neste capítulo, os procedimentos de projeto, montagem dos elementos magnéticos e a escolha dos componentes ativos e passivos foram apresentados para os diversos circuitos que compõem as duas estruturas dos conversores CC−CC bidirecionais.

Figura 161 – Distribuição das perdas teóricas ΣP_{perdas} na 2ª topologia.

(a) Para fluxo de potência no sentido *boost*.



(b) Para fluxo de potência no sentido *buck*.



Partindo das especificações e dos equacionamentos apresentados nos capítulos anteriores, executaram-se os procedimentos de dimensionamento dos semicondutores de potência, dos elementos magnéticos e dos circuitos de proteção, objetivando extrair o máximo rendimento durante a operação dos conversores.

No entanto, para uma aplicação prática embarcada ao veículo, a escolha de componentes e o *layout* dos conversores são de extrema importância, já que busca-se obter a maior densidade de potência possível sem comprometer as funcionalidades e confiabilidade do sistema elétrico destes veículos.

O projeto e a escolha das geometrias dos elementos magnéticos são uns dos passos mais importantes de um conversor aplicado a EVs, onde deve levar em conta seu desempenho (relativa à composição/liga do material), seu tamanho e seu custo para que se possa atingir o melhor custo benefício na aplicação. As limitações impostas por medidas como altura e volume máximo são muito significativas para esta aplicação, e o perfil de magnéticos planares satisfaz muito bem estas necessidades e proporciona um melhor desempenho em termos de resistência a vibrações mecânicas [390], [391].

Conforme demonstrado por meio do rendimento teórico, o desempenho dos semicondutores impactam significativamente na eficiência do sistema. Portanto, uma melhor otimização e escolha destes dispositivos pode elevar ainda mais a eficiência dos conversores.

No capítulo a seguir, apresentam-se os resultados experimentais para todos os circuitos que compõem os conversores CC−CC bidirecionais propostos e projetados neste estudo.

6 IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O presente capítulo tem por objetivo expor os resultados experimentais dos protótipos montados e propostos neste estudo. Os resultados apresentados demonstram a operação bidirecional da primeira topologia do conversor CC−CC bidirecional Forward / Flyback intercalado com indutor acoplado integrado à segunda topologia, ambas operando em malha aberta.

Os ensaios são divididos em duas etapas, onde na primeira são apresentados os resultados para a primeira topologia em ambos os sentidos do fluxo de potência, seguido dos resultados da segunda topologia, também operando nos dois sentidos do fluxo de potência.

Para ambas as topologias, apresentam-se as formas de onda dos principais elementos ativos e passivos, assim como, o rendimento experimental. Além disso, os resultados extraídos da implementação prática serão discutidos para comprovar a análise teórica apresentada anteriormente.

A montagem do protótipo foi realizada sobre uma base única, onde os semicondutores foram fixados sobre um dissipador de alumínio. Este dissipador tem a função de remover o calor gerado durante a operação destes componentes e servir de base para a montagem e conexões entre os elementos do circuito de potência.

As principais ligações elétricas entre os componentes de potência dos conversores foram realizadas com barramento de cobre para reduzir a influência de elementos parasitas no circuito, atender a capacidade de condução de corrente elétrica e proporcionar uma montagem robusta e mecanicamente mais estável para as quantidades de ensaios e testes elétricos realizados no protótipo.

Os principais componentes utilizados na montagem do protótipo estão listados na Tabela 18.

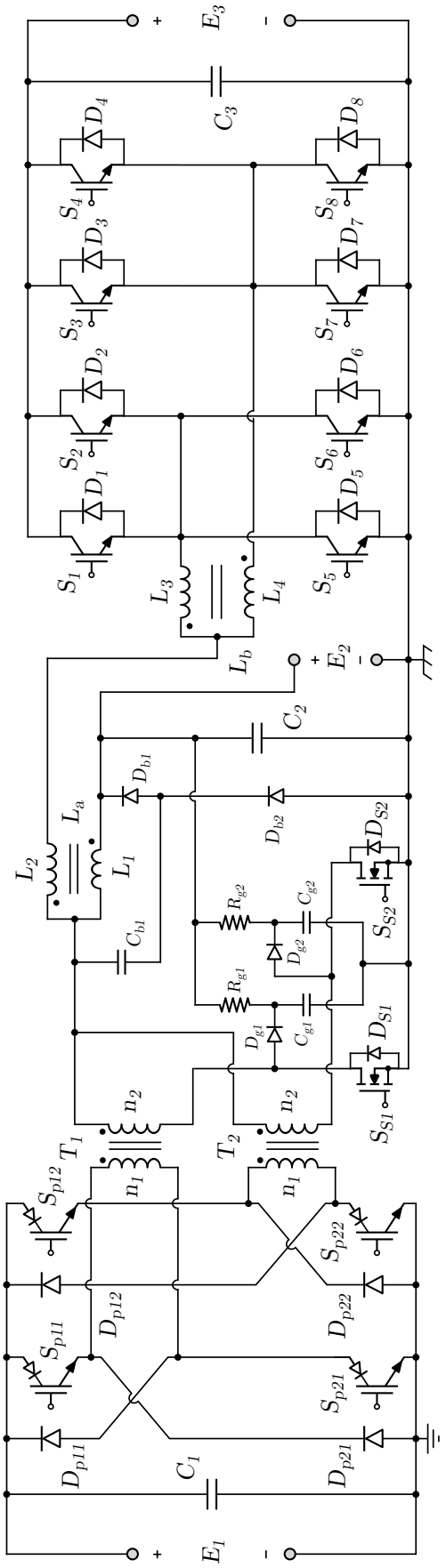
Tabela 18 – Lista de componentes utilizados na montagem do protótipo dos conversores.

Componente	Valor
Interruptores S_p (IGBT)	4 x APT100GT60JR (Microsemi, SOT-227)
Diodos D_{Sp} (SiC Schottky)	4 x IDW30G65C5 (Infineon, TO-247)
Diodos D_p (SiC Schottky)	4 x STPSC20H12D (ST, TO-220)
Diodos D_s (SiC Schottky)	2 x MSC020SDA120B (Microsemi, TO-247)
Interruptores S_s (MOSFET SiC)	2 x APT40SM120J (Microsemi, SOT-227)
Transformadores T_1 e T_2	2 x $n_T = 0,55$, Ferrite (Thornton, 2 x paralelo: NEE-80/38/20)
Diodos D_b (SiC Schottky)	2 x IDW30G65C5 (Infineon, TO-247)
Capacitores C_1 e C_2 (Film)	2 x MKP1848650084Y5 (VISHAY, 50 μF / 800 V)
Capacitor C_{b1} (Film)	1 x B32678G4356K (Epcos, 35 μF / 450 V)
Indutor L_a (740 μH / 25 A)	$n_{La} = 1,88$, liga Sendust (Magmattec, 4 x paralelo: MMTS60T7713)
Diodos D_g (Ultrafast)	2 x STTH15S12 (ST, TO-247)
Capacitor C_g (Film)	2 x B32654A1104J000 (Epcos/TDK, 0,1 μF / 1,2 kV)
Resistência R_g (snubber)	2 x 30 kΩ / 80 W (4 série conec. em paralelo com + 4 série de 15 kΩ / 10 W)
Interruptores $S_{1...8}$ (IGBT)	8 x APT45GP120J (Microsemi, SOT-227)
Diodos $D_{1...8}$ (SiC Schottky)	8 x FFSP20120A (ON, TO-220)
Capacitor C_3 (Film)	1 x 11 μF / 900 V, VISHAY (2 x série, MKP1848622454P4: 22 μF / 450 V)
Indutor L_b (850 μH / 15 A)	$n_{Lb} = 1$, Ferrite (Thornton, 2 x paralelo: NC-100/57/25 com NI-100/24/25)
Dissipador (liga 6063-T5)	1 x KM16A de 540 mm (TCT, 0,4 C °/ W vent. natural)
Modulo DSP	2 x TMS320F28335 (TI, Delfino experimenter kit)

O circuito elétrico de potência completo, ilustrado na Figura 162, representa os conversores que foram implementados e motados.

Os interruptores utilizados apresentam uma configuração mecânica que possibilita sua fácil fixação no dissipador, uma boa conexão com os elementos externos e permite que os circuitos de *driver* e fonte auxiliar para seu acionamento pudessem ser instalados e fixados diretamente

Figura 162 – Circuito de potência completo proposto montado.



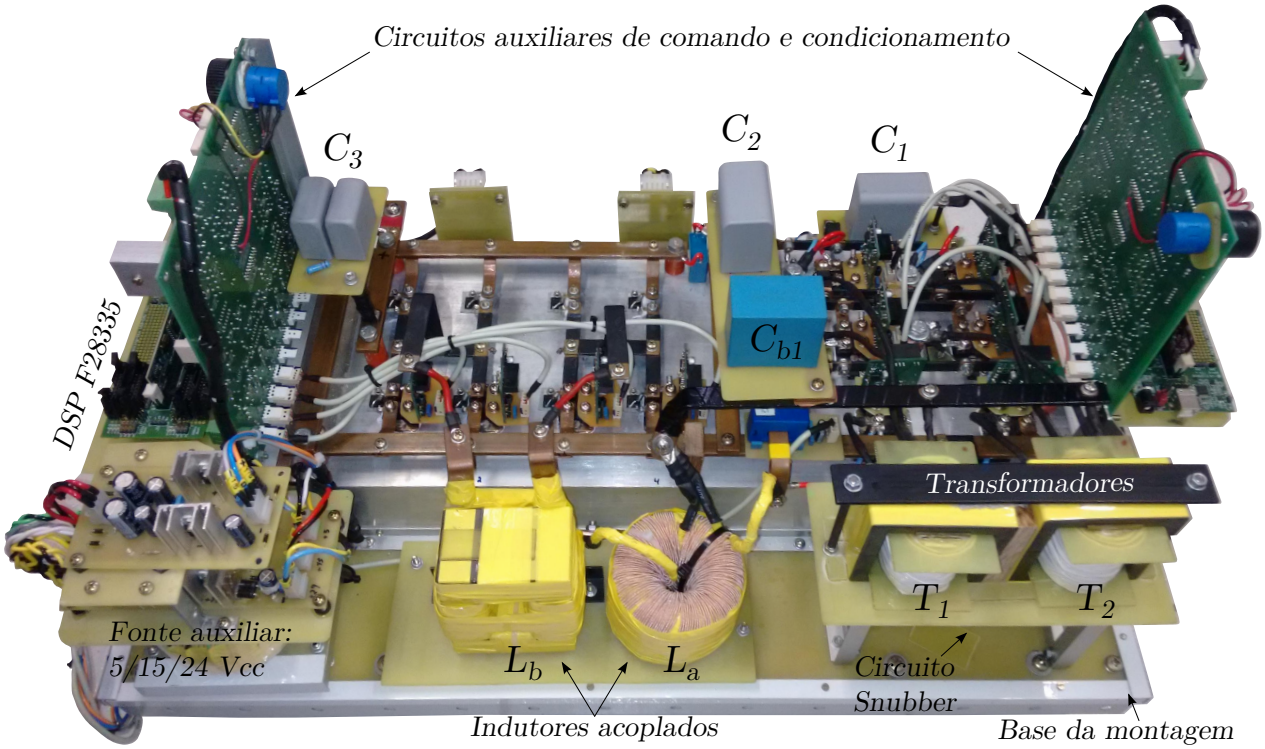
sobre seus terminais, evitando interferências e reduzindo elementos parasitas que podem afetar as comutações.

O circuito de *driver* foi montado sob medida para a fixação sobre os interruptores

utilizados, atendendo a tecnologias do tipo IGBT e MOSFET. Este *driver* recebe os comandos de acionamento e bloqueio do interruptor por meio de um circuito de condicionamento intermediário, mas gerado em uma plataforma microprocessada modelo TMS320F28335.

A Figura 163 mostra a vista lateral da montagem dos elementos magnéticos e circuitos auxiliares dos conversores. Visualiza-se também os capacitores de filtragem e a montagem dos semicondutores sobre o dissipador de alumínio.

Figura 163 – Imagem geral de todos os circuitos, auxiliares e de potência dos conversores propostos.



O detalhe das conexões externas de potência são visualizadas por meio da Figura 164, além dos principais barramentos de cobre e componentes que formam cada uma das topologias propostas.

Para a obtenção dos resultados apresentados abaixo, formam utilizados para a alimentação de entrada do estágio de potência dos conversor um fonte de alimentação estabilizada e regulada em corrente contínua e, como carga, resistores de fio representando a potência nominal de projeto para cada caso.

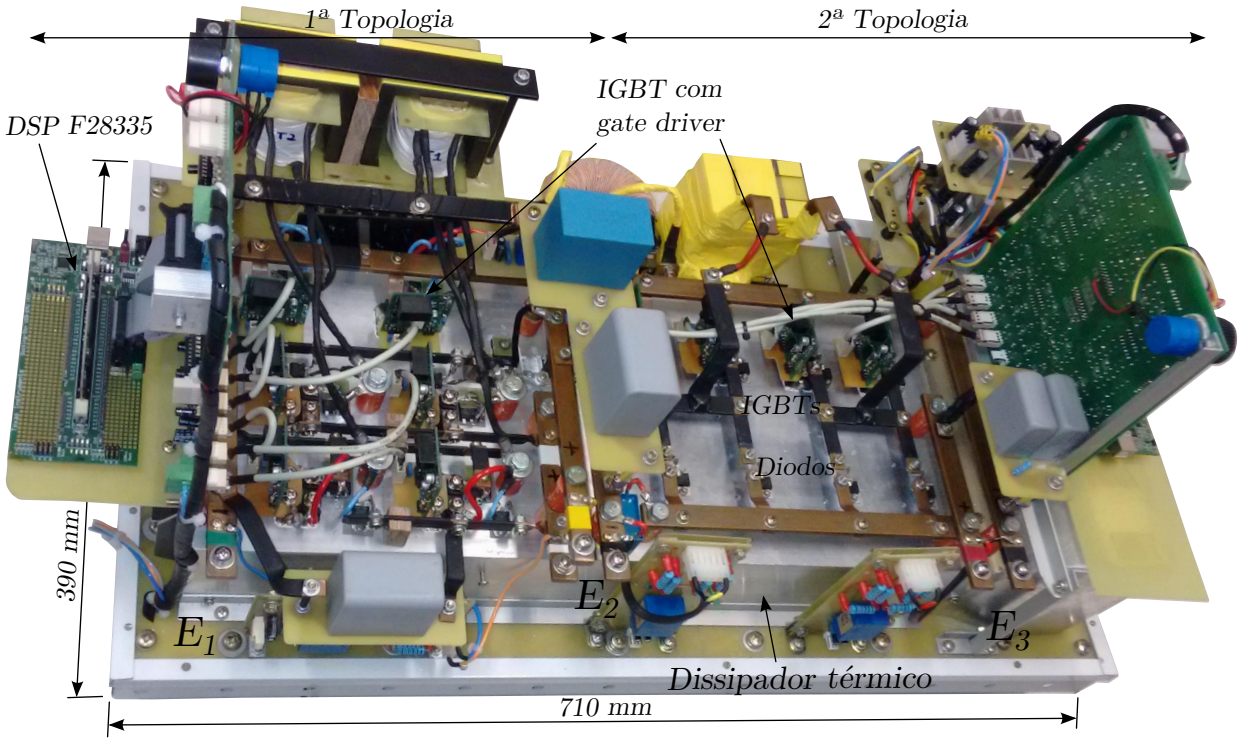
São apresentados primeiramente os resultados experimentais para a operação bidirecional da primeira topologia proposta, posteriormente, os resultados da segunda topologia para as duas regiões de operação e fluxo de energia bidirecional.

6.1 RESULTADOS DA OPERAÇÃO COM FLUXO DE ENERGIA NO SENTIDO FORWARD

Apresentam-se os resultados experimentais para o conversor CC−CC bidirecional Forward / Flyback intercalado com indutor acoplado operando no MCC e fluxo de energia no sentido *forward*.

Os resultados foram obtidos em regime permanente para as seguintes condições nominais de operação: tensão de alimentação $E_1 = 400\,V$, potência nominal de saída $P_o = 3,3\,\text{kW}$,

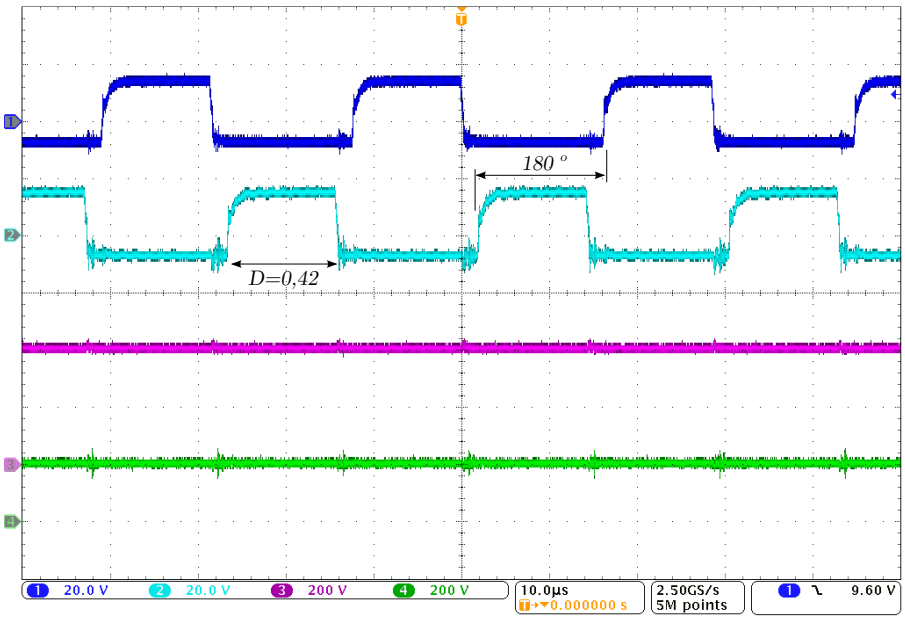
Figura 164 – Imagem frontal da estrutura de potência com detalhes da montagem e conexões externas.



tensão nominal de saída $E_2 = 200\,V$, frequência de comutação dos interruptores $f_s = 35\,\text{kHz}$ e, razão cíclica de $D = 0,40$.

As formas de onda de tensão entre o *gate* e *emitter* dos IGBTs (V_{GE}) do lado primário dos transformadores, juntamente com as tensões de entrada e de saída são mostradas na Figura 165 para a comprovação da modulação e do ganho estático do conversor.

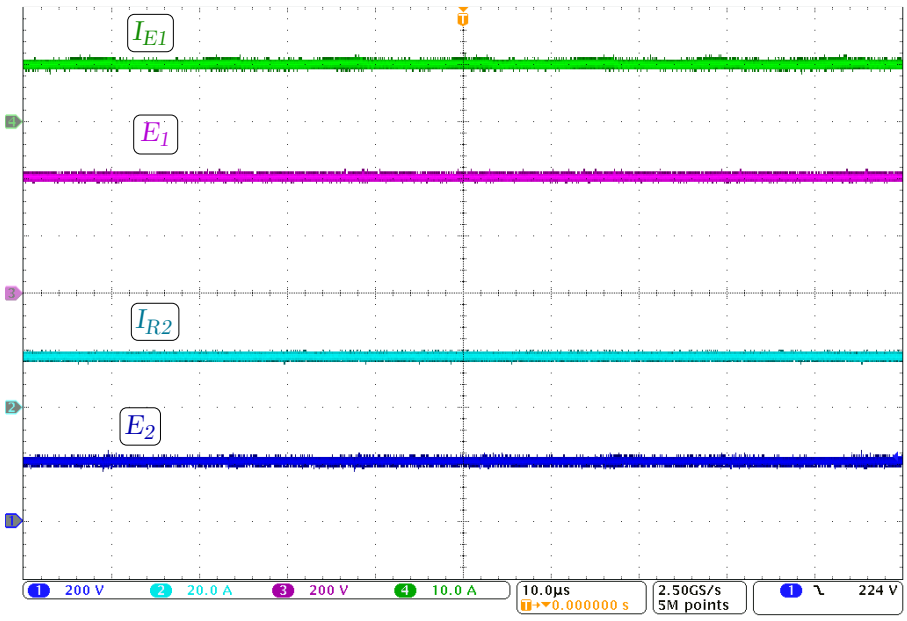
Figura 165 – Formas de onda do comando dos interruptores no lado primário com tensão na entrada e saída.



Na Figura 166, são apresentadas as tensões de entrada e saída, assim como, a corrente da fonte de alimentação e sobre a carga nas condições nominais de operação. Esta imagem apresenta

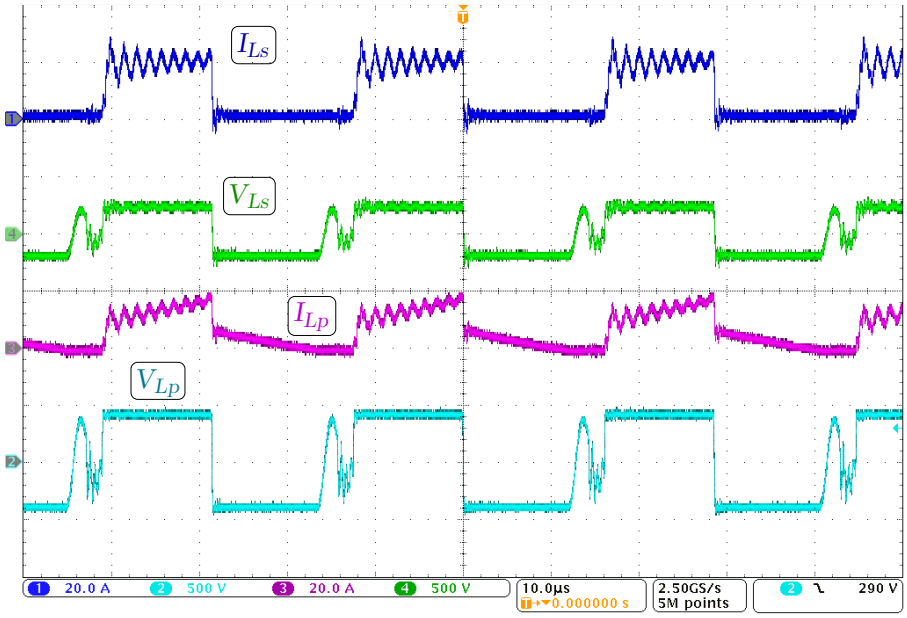
a potência instantânea na entrada e na saída do conversor, resultando em aproximadamente $3,5\,\text{kW}$ entregues à carga.

Figura 166 – Tensão e corrente na fonte de alimentação e sobre a carga.



Na Figura 167, apresenta-se a tensão e a corrente no enrolamento primário L_p e no enrolamento secundário L_s do transformador T_1. Destaca-se a transferência de energia entre os enrolamento e o intervalo de tempo da desmagnetização do enrolamento primário.

Figura 167 – Tensão e corrente no enrolamento primário L_p e secundário L_s de T_1 .

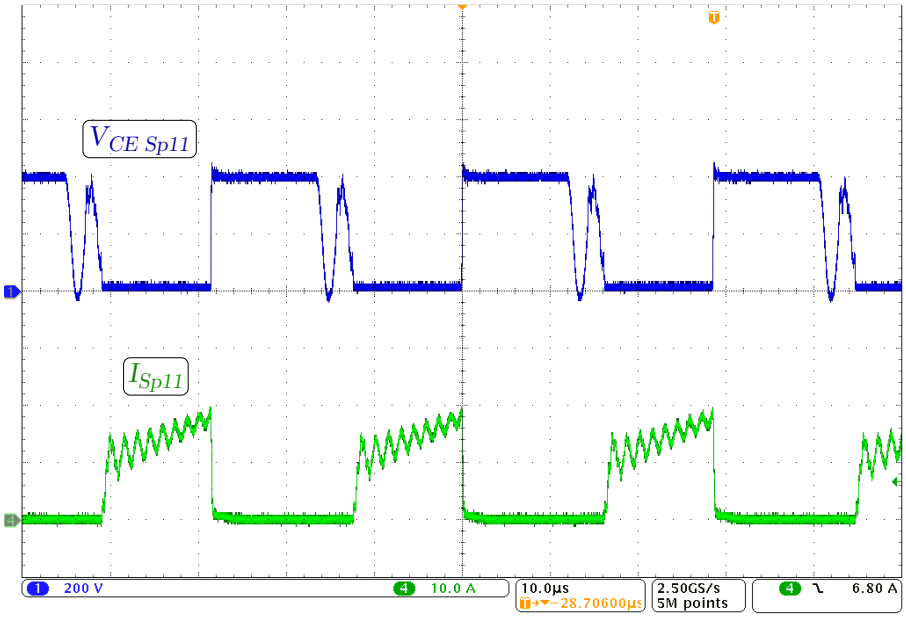


A tensão entre *collector* e *emitter* (V_{CE}) sobre o interruptor S_{p11}, assim como sua corrente em condução são apresentados na Figura 168.

É possível confirmar que a tensão de bloqueio sobre os interruptores primários não excede o valor de E_1, eliminando a necessidade de circuitos de grampeamento e a geração de sobretensões no circuito uma vez que os diodos de desmagnetização do lado primário reciclam parte da energia armazenada na indutância dos enrolamentos

A Figura 169 apresenta duas imagens que retratam instantaneamente a entrada em condução do interruptor S_{p11} e o seu bloqueio. Pela observação das condições e dos patamares

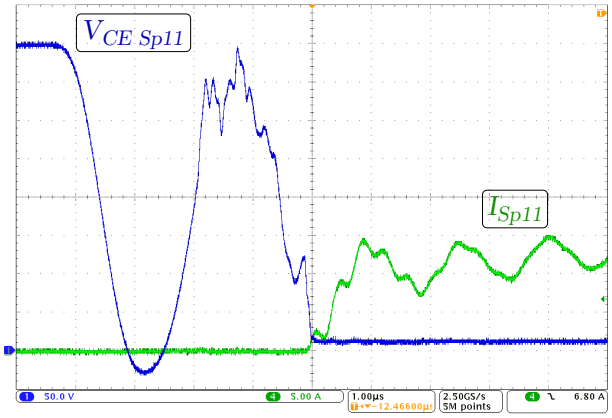
Figura 168 – Tensão e corrente no interruptor S_{p11} .



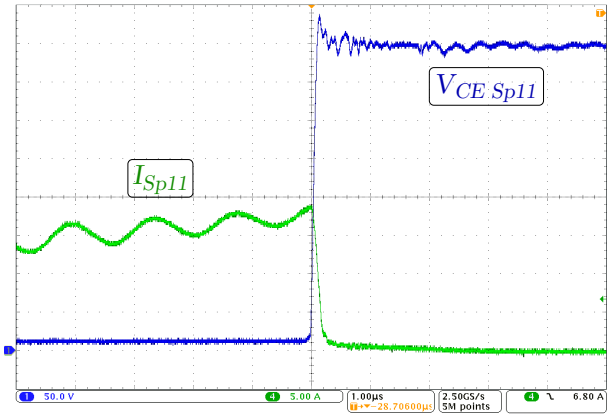
de corrente e de tensão durante a entrada em condução do interruptor, entende-se que esta comutação ocorre praticamente sem perdas. No entanto, no bloqueio e durante a condução ocorrem perdas no semicondutor.

Figura 169 – Detalhe da comutação do interruptor S_{p11} .

(a) Entrada em condução.



(b) Bloqueio do interruptor.



A tensão sobre e a corrente através dos diodos de desmagnetização do grupo superior D_{p11} e D_{p12} estão apresentadas na Figura 170. Observa-se que a tensão máxima de bloqueio dos diodos é igual a tensão de entrada E_1, da mesma forma que ocorre com os interruptores.

A corrente que circula pelo indutor acoplado L_a é apresentada na Figura 171, e destaca as ondulações nos enrolamentos L_1 e L_2 . Verifica-se que a frequência da ondulação de corrente no indutor é o dobro da frequência de comutação.

A Figura 172 apresenta a tensão e a corrente sobre os diodos D_{S1} e D_{S2} do lado secundário dos transformadores. Verifica-se que a tensão máxima de bloqueio dos diodos é de aproximadamente $450\,V$.

A Figura 173 apresenta duas imagens que retratam instantaneamente a entrada em condução do diodo D_{S1} e o seu bloqueio do lado secundário dos transformadores.

A Figura 174 ilustra a tensão e a corrente sobre o capacitor de filtro da saída C_2 .

Figura 170 – Tensão e corrente sobre os diodos de desmagnetização do primário.

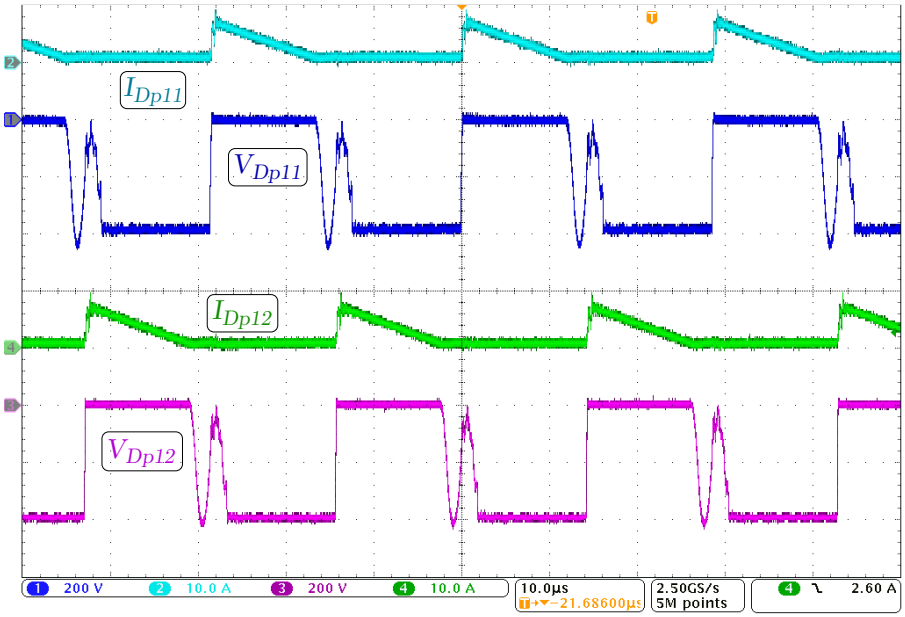
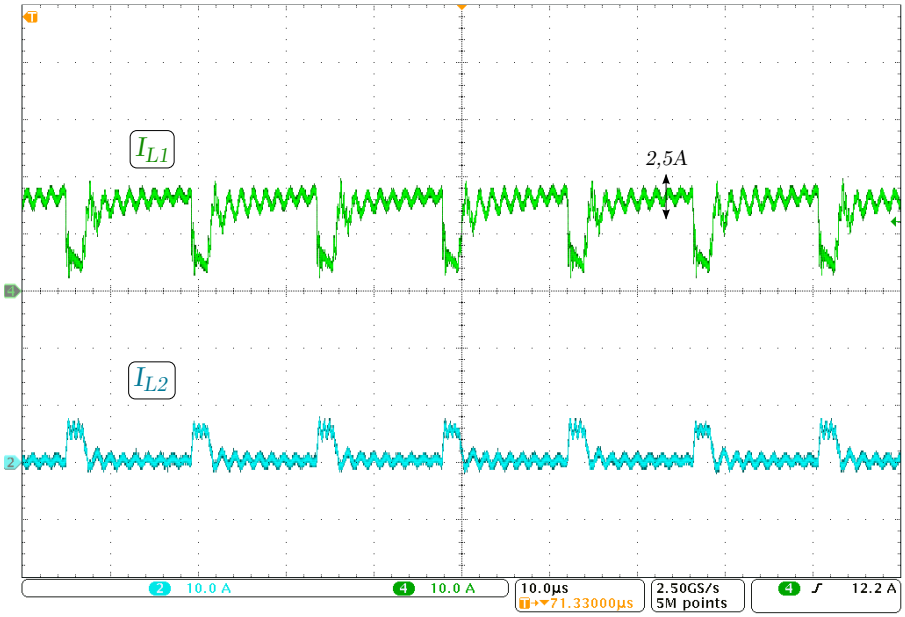


Figura 171 – Corrente no indutor acoplado L_a .



Verifica-se que a tensão do capacitor é igual a tensão de saída ($200\,V$) e a ondulação da corrente é o dobro da frequência de comutação, como esperado.

Uma câmera termográfica foi utilizada para verificar a temperatura máxima de operação dos transformadores durante a operação em regime permanente, atingindo os $59\,°C$, conforme Figura 175.

Por meio desta imagem é possível verificar sobreaquecimentos no elemento magnético, validar o cálculo térmico e confirmar a capacidade de processamento de potência do conversor pelo elemento magnético.

As principais formas de onda sobre os elemento ativos e passivos do circuito de potência para a operação como carregador de baterias desta topologia foram apresentadas. Na sequência, o rendimento para diversas condições de carga é apresentado.

Figura 172 – Tensão e corrente sobre os diodos do lado secundário dos transformadores.

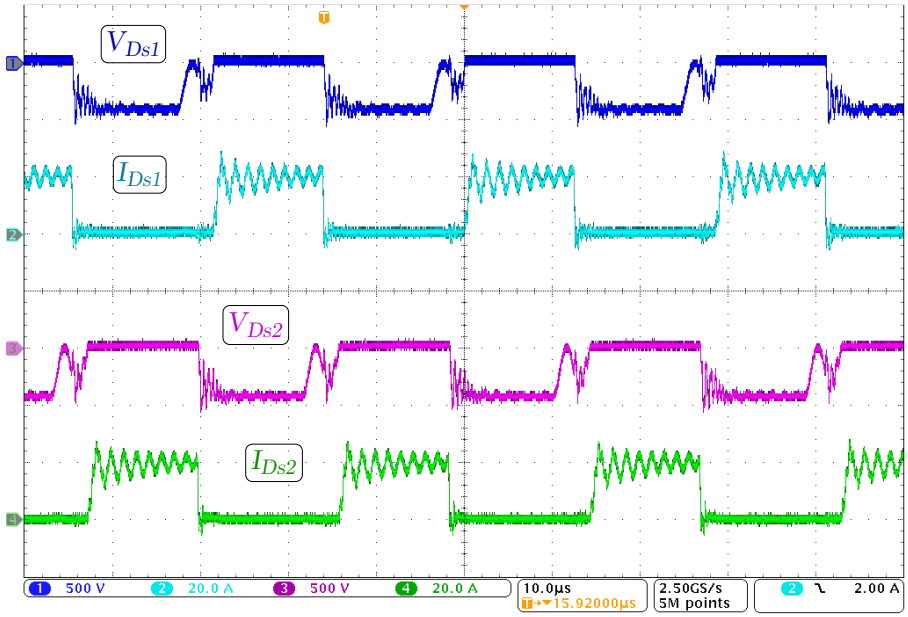
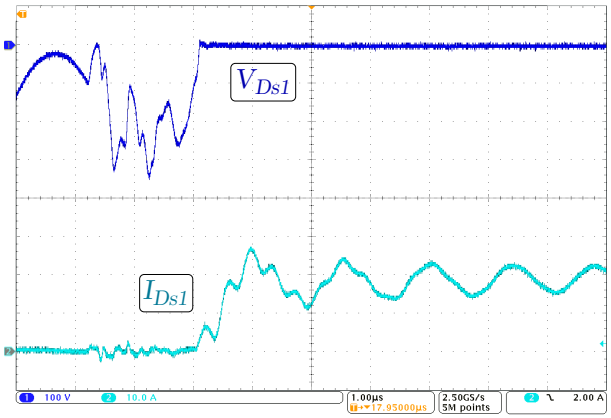
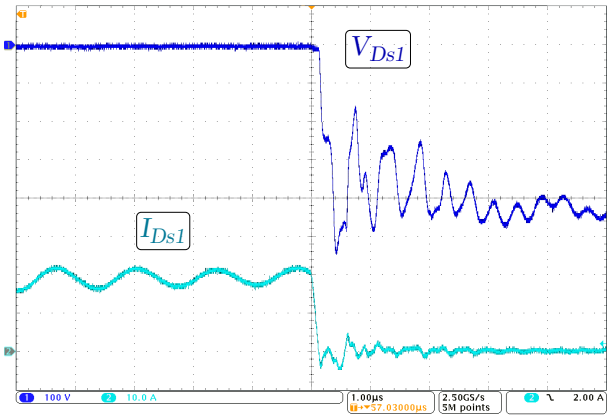


Figura 173 – Detalhe da entrada em condução e bloqueio do diodo D_{S1} .

(a) Entrada em condução do diodo.



(b) Bloqueio do diodo.



6.1.1 Curva de rendimento do sentido *forward*

A curva de rendimento da primeira topologia proposta operando no sentido do fluxo de potência *forward*, é apresentada na Figura 176, onde foi obtida para diferentes condições de carga, mantendo a tensão de saída fixa em $E_2 = 200\,V$ e a alimentação em $E_1 = 400\,V$. Esta curva foi obtida a partir dos dados extraídos do analisador de potência da Tektronix®, modelo PA4000.

O valor máximo de rendimento ocorreu para 100 % de carga, ou seja, para uma potência de $3,412\,\text{kW}$ que resulta em aproximadamente $92,66\,\%$ de eficiência do circuito de potência do conversor. À medida que a potência na carga é reduzida, as perdas nos elementos provocam a redução do rendimento.

6.2 RESULTADOS DA OPERAÇÃO COM FLUXO DE ENERGIA NO SENTIDO FLYBACK

Nesta seção, apresentam-se os resultados experimentais para o conversor CC−CC bidirecional Forward / Flyback intercalado com indutor acoplado operando no MCD e fluxo de energia

Figura 174 – Tensão e corrente sobre o capacitor de filtro C_2 da saída.

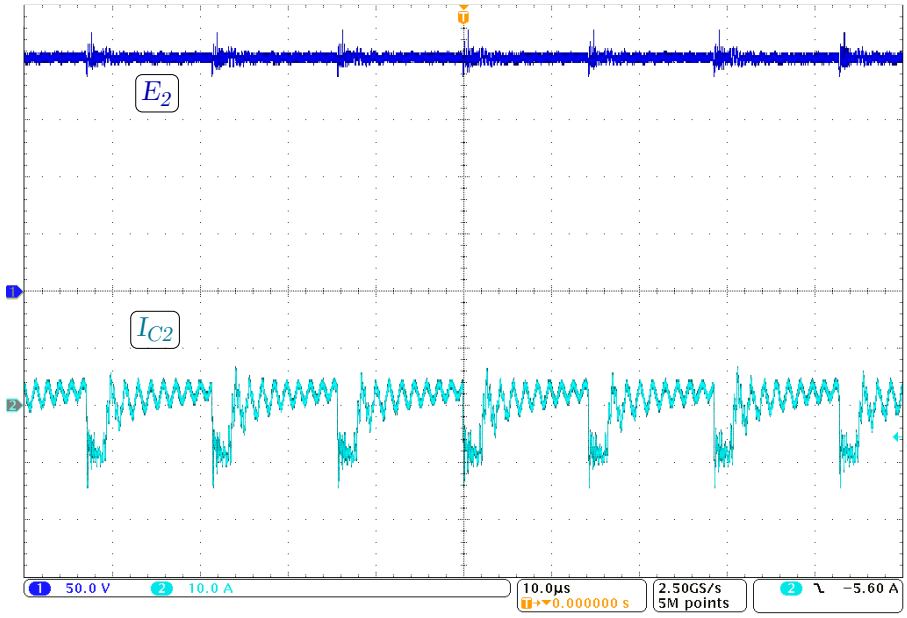


Figura 175 – Imagem termográfica dos transformadores processando a potência nominal em regime.



no sentido *flyback*.

Os resultados foram obtidos em regime permanente para as seguintes condições nominais de operação: tensão de alimentação $E_2 = 200\,V$, potência nominal de saída $P_o = 1,0\,\text{kW}$, tensão nominal de saída $E_1 = 400\,V$, frequência de comutação dos interruptores $f_s = 35\,\text{kHz}$ e, razão cíclica de $D = 0,45$.

As formas de onda de tensão entre o *gate* e *source* dos MOSFETs (V_{GS}) do lado secundário dos transformadores (S_{s1} e S_{s2}), juntamente com as tensões de entrada e de saída são mostradas na Figura 181a para a comprovação da modulação e do ganho estático do conversor.

Na Figura 181b, é apresentada as tensões de entrada e saída, assim como, a corrente da fonte de alimentação e sobre a carga nas condições nominais de operação. Esta imagem apresenta a potência instantânea na entrada e na saída do conversor, resultando em aproximadamente 1 kW entregues para a carga.

Na Figura 179, apresenta-se a tensão e a corrente no enrolamento primário L_p e no

Figura 176 – Curva de rendimento do conversor proposto para sentido do fluxo de potência *forward* ($E_1 \Rightarrow E_2$).

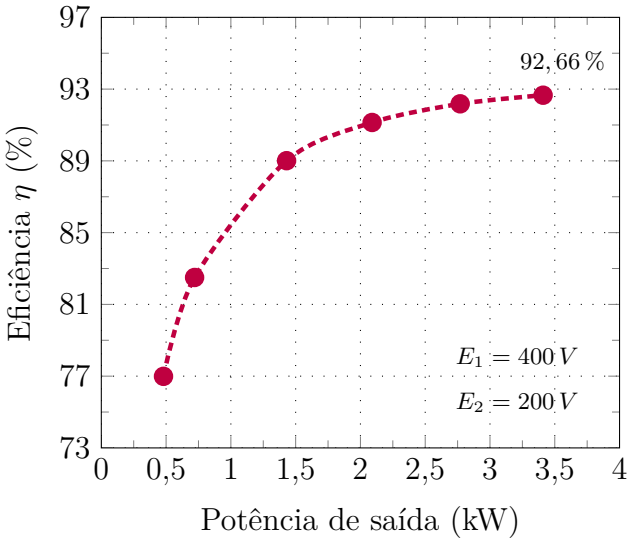
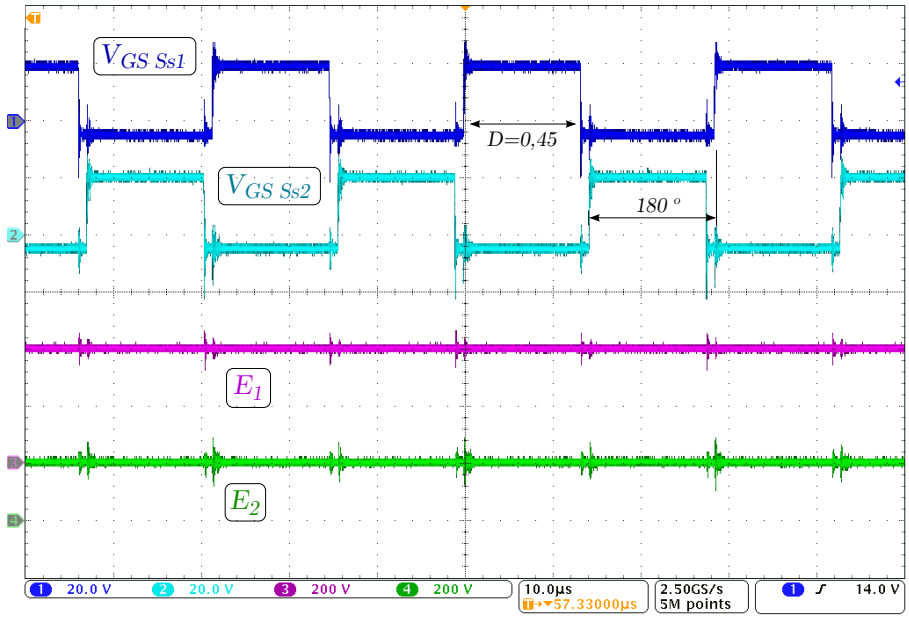


Figura 177 – Formas de onda do comando dos interruptores no lado secundário com tensão na entrada e saída.



enrolamento secundário L_s do transformador T_1. Destaca-se a transferência de energia entre os dois enrolamento, já que neste sentido de operação se comportam como indutores acoplados e os respectivos valores de pico atingidos pela corrente.

Observando o comportamento da corrente nos enrolamento do transformador na Figura 179, confirma-se a operação do conversor no MCD quando está no sentido *flyback*.

A tensão entre *drain* e *source* (V_{DS}) sobre o interruptor S_{s1}, assim como sua corrente em condução são apresentados na Figura 180.

É possível confirmar que a tensão de bloqueio máxima sobre os MOSFETs do lado secundário não excede o valor de $600\,V$, conforme já esperado e, que a sobretensão gerada durante a comutação é amortecida pelo circuito snubber projetado.

A Figura 181 apresenta duas imagens que retratam instantaneamente a entrada em condução do MOSFET S_{s1} e o seu bloqueio, no lado secundário dos transformadores. Confirma-

Figura 178 – Tensão e corrente na fonte de alimentação e sobre a carga.

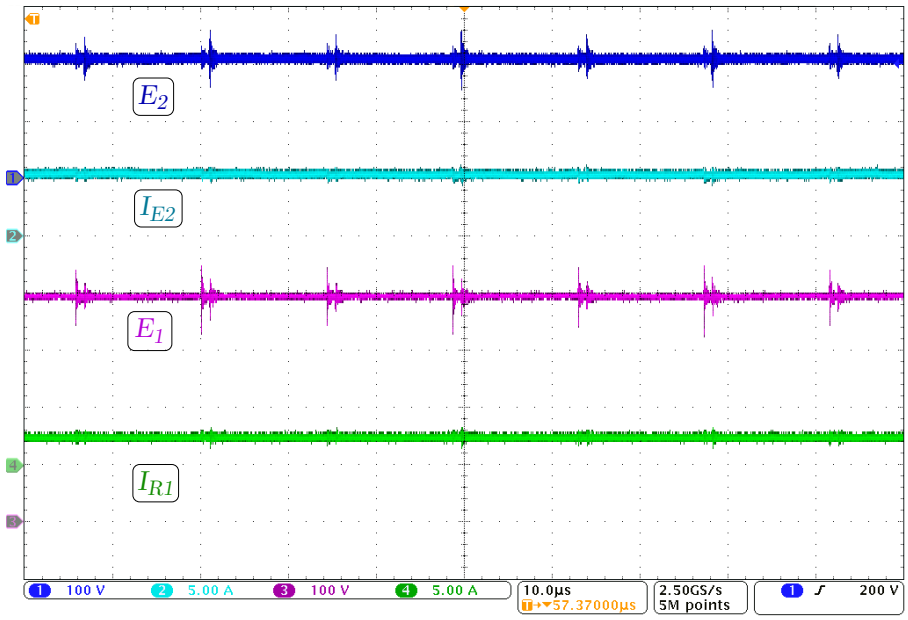
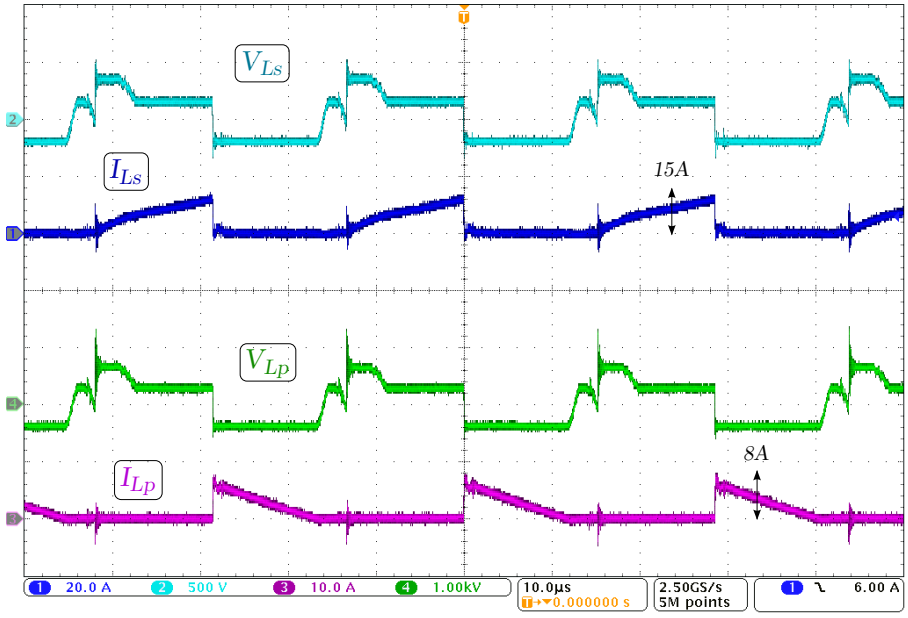


Figura 179 – Tensão e corrente no enrolamento primário L_p e secundário L_s de T_1.



se que a entrada em condução do interruptor ocorre sem perdas, já que o conversor opera no MCD.

A tensão e a corrente sobre os diodos de desmagnetização do grupo superior D_{p11} e D_{p12} estão apresentadas na Figura 182. Observa-se que a tensão máxima de bloqueio dos diodos é aproximadamente $500\,V$ e seu patamar mais inferior fica igual a $370\,V$.

Os níveis de tensão que surgem sobre os interruptores superiores e inferiores do mesmo braço são apresentados na Figura 183.

No interruptor superior S_{p11}, o nível de tensão reversa sobre o IGBT é de curta duração e não apresenta problemas ao componentes e nem força a sua entrada em condução. No entanto, para o IGBT inferior S_{p21}, o valor de tensão reversa é praticamente igual ao da tensão direta de bloqueio, necessitando assim de um dispositivo semicondutor capaz de suportar altos níveis de tensão reversa. Portanto, somente os interruptores do grupo inferior (S_{p21} e S_{p22}) necessitam ser do tipo RB - IGBT.

Figura 180 – Tensão e corrente no interruptor S_{s1}.

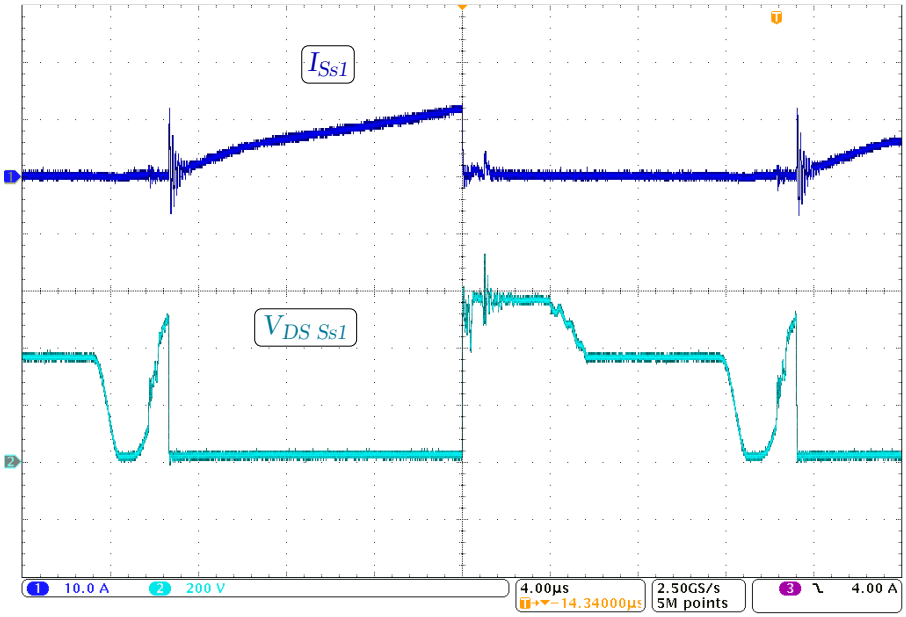
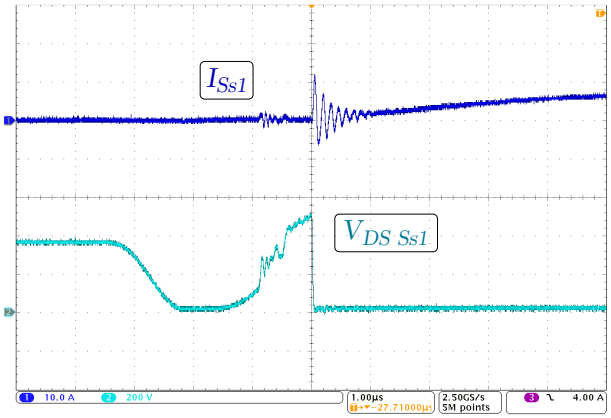
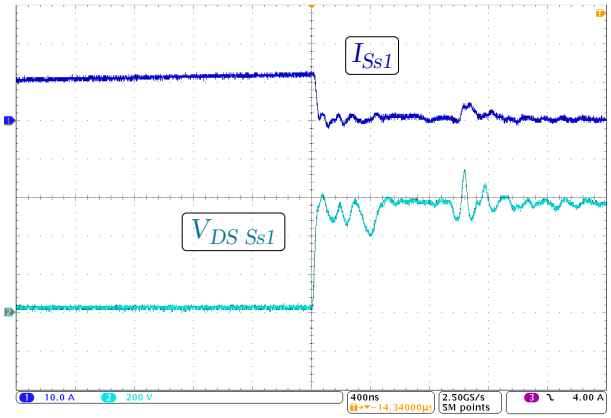


Figura 181 – Detalhe da comutação do interruptor S_{s1}.

(a) Entrada em condução.



(b) Bloqueio do interruptor.



Na Figura 184, apresenta-se a corrente no enrolamento L_1 e L_2 do indutor acoplado L_a. Verifica-se que a frequência da ondulação de corrente em L_1 é o dobro da frequência de comutação, e que em L_2 não circula corrente.

A forma de onda da tensão e da corrente sobre o circuito auxiliar composto por C_{b1}, D_{b1} e D_{b2} é apresentada na Figura 185. Destaca-se a corrente conduzida pelo diodo D_{b1} e a corrente do capacitor C_{b1}, que é composta no semiciclo positivo pela corrente de D_{b2} e no semiciclo negativo pela corrente de D_{b1}. Verifica-se que a frequência da corrente no capacitor oscila com o dobro da frequência de comutação.

A Figura 186 ilustra a tensão e a corrente sobre o capacitor de filtro da saída C_1. Verifica-se que a tensão do capacitor é igual a tensão de saída ($400\,V$) e a ondulação da corrente é o dobro da frequência de comutação, como esperado.

Na Figura 187 são apresentadas as tensões de entrada e saída, assim como, a corrente da fonte de alimentação e sobre a carga para potência de 1 kW quando a tensão da fonte é alterada para $E_2 = 300\,V$. Para manter a tensão de saída em seu valor nominal ($400\,V$), a razão cíclica de operação fica $D = 0,375$ e o ganho do conversor é reduzido para $1,33$.

Figura 182 – Tensão e corrente sobre os diodos retificadores do lado primário.

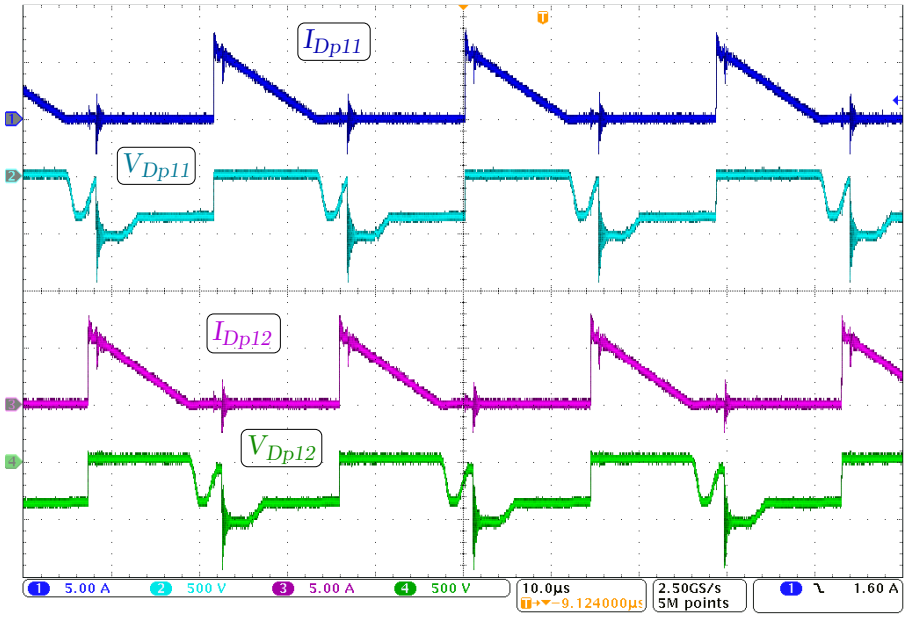
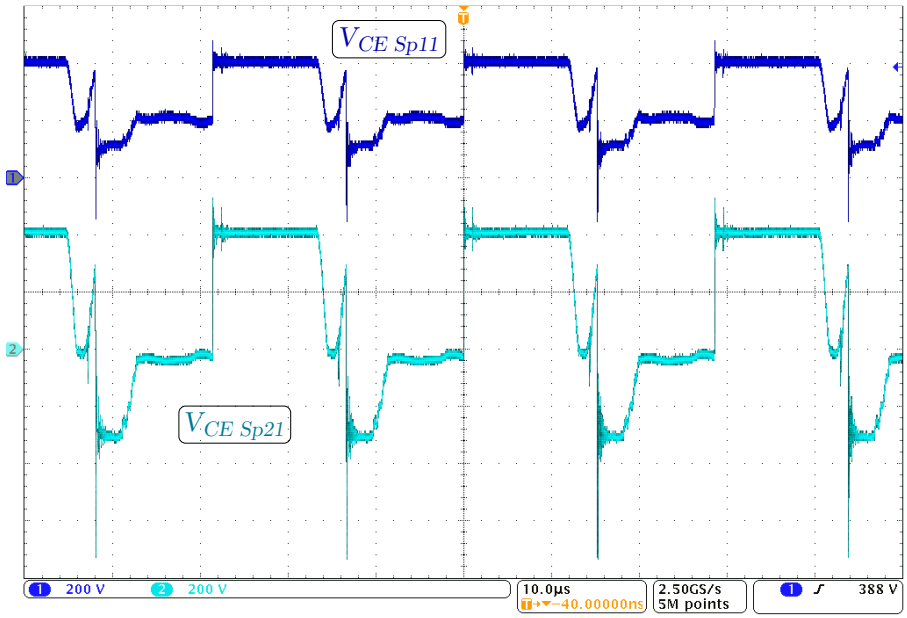


Figura 183 – Tensão sobre os interruptores do lado primário.



6.2.1 Curva de rendimento do sentido *flyback*

A curva de rendimento da primeira topologia proposta operando no sentido do fluxo de potência *flyback*, é apresentada na Figura 188, onde foi obtida para diferentes condições de carga, mantendo a tensão de saída fixa em $E_1 = 400\,V$ e a tensão de alimentação em $E_2 = 200\,V$.

Para o valor de carga de $874,4\,\mathrm{W}$ o maior rendimento foi atingido $(90,57\,\%)$. À medida que a potência aumenta ou diminui deste ponto, as perdas nos elementos provocam a redução da eficiência novamente. Já para a potência nominal, o rendimento obtido foi em torno de $90,34\,\%$.

Os mesmo procedimento de ensaio e equipamentos de medição utilizados durante os teste no sentido *forward*, foram empregados para a realização da curva de eficiência dos estágio de potência sentido *flyback*.

Finalmente, os principais ensaios elétricos da primeira topologia foram apresentados como comprovação da sua funcionalidade. Na próxima seção, serão conduzidos os ensaios da

Figura 184 – Corrente nos enrolamentos do indutor acoplado L_a.

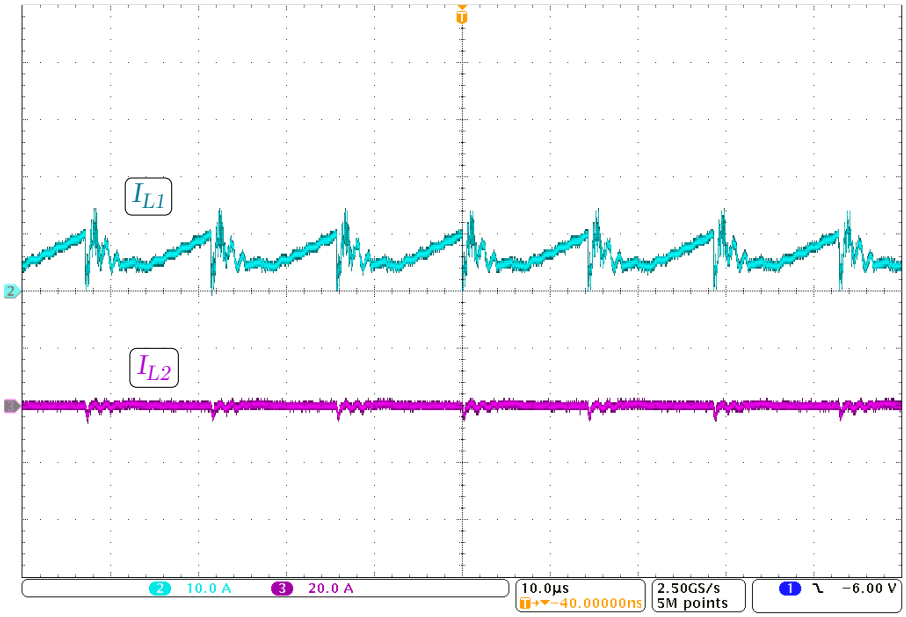
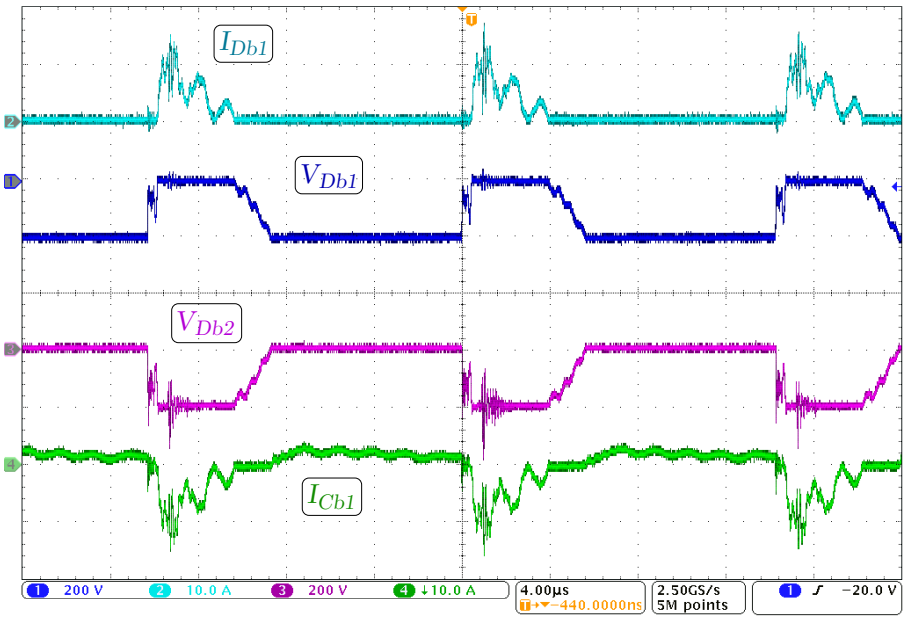


Figura 185 – Corrente e tensão nos diodo auxiliares D_{b1} e D_{b2}.



segunda topologia proposta, que está integrada a essa primeira topologia.

6.3 RESULTADOS DA OPERAÇÃO COM FLUXO DE ENERGIA NO SENTIDO BOOST

Nesta seção, os resultados experimentais para o conversor CC−CC bidirecional intercalado com indutor acoplado serão apresentados para a operação no MCC.

Esta segunda topologia apresenta duas regiões de operação denominadas de R1 e R2, onde serão demostradas por meio das formas de onda das grandezas elétricas obtidas durantes os teste do conversor.

Primeiramente, serão demonstrados os ensaios para o fluxo de potência no sentido *boost*, como elevador de tensão.

Figura 186 – Tensão e corrente sobre o capacitor de filtro C_1 da saída.

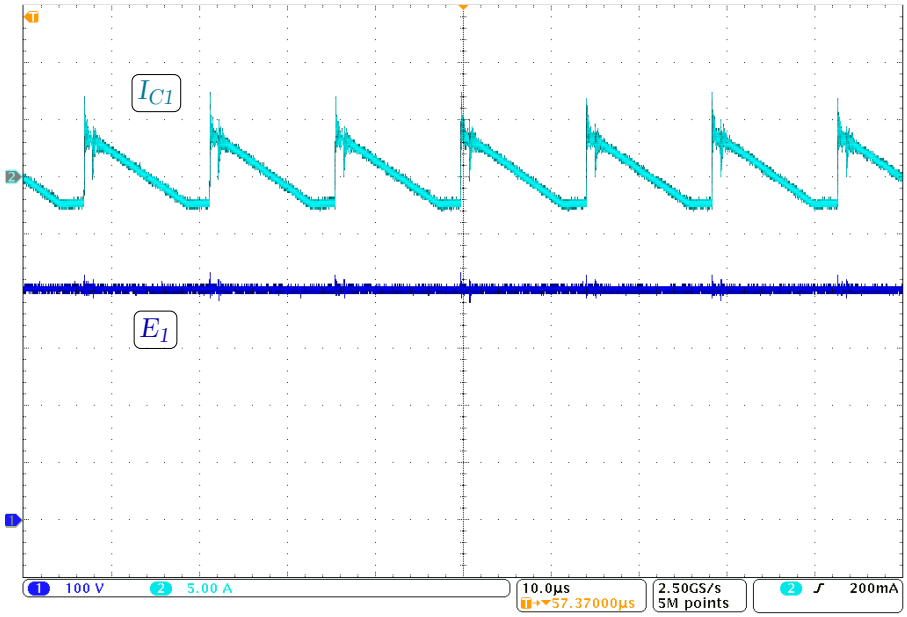
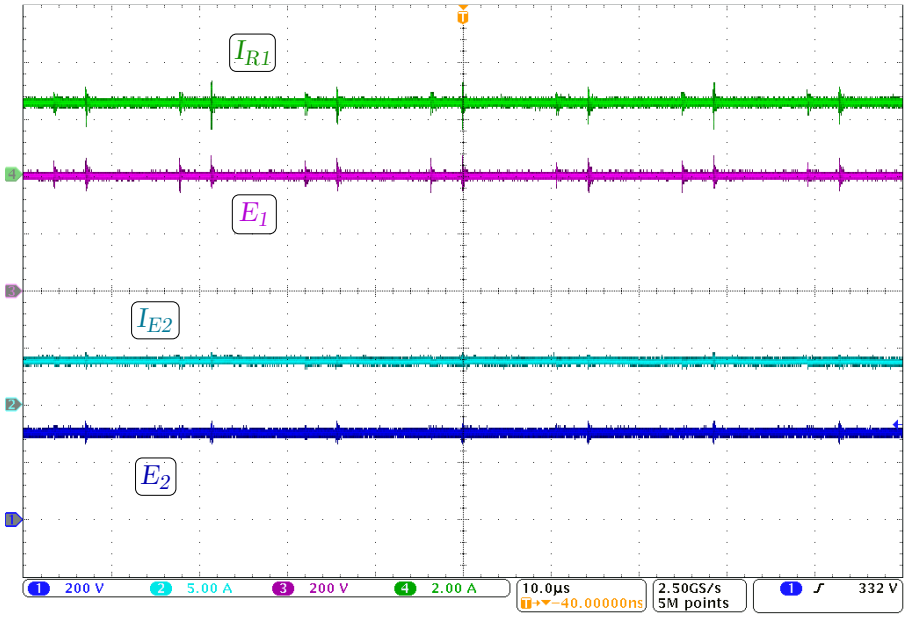


Figura 187 – Tensão e corrente na fonte de alimentação e sobre a carga para $E_2 = 300\,V$.



6.3.1 Conversor operando na região R2

As condições de ensaio para a região R2, seguiram os seguintes parâmetros: tensão de alimentação $E_2 = 200\,V$, potência nominal de saída $P_o = 4,5\,\text{kW}$, tensão nominal de saída $E_3 = 550\,V$, frequência de comutação dos interruptores $f_s = 20\,\text{kHz}$ e, razão cíclica de $D = 0,318$.

A Figura 189, apresenta as formas de onda de tensão entre o *gate* e *emitter* (V_{GE}) do IGBT inferior S_5, juntamente com as tensões de entrada, saída e a corrente na carga para a comprovação da modulação e do ganho estático do conversor boost.

Na Figura 190, é apresentada as tensões de entrada e saída, assim como, a corrente da fonte de alimentação e sobre a carga nas condições nominais de operação. Esta imagem apresenta a potência instantânea na entrada e na saída do conversor, resultando em aproximadamente $4,5\,\text{kW}$ entregues para a carga.

Figura 188 – Curva de rendimento do conversor proposto para sentido do fluxo de potência *flyback* ($E_1 \Leftarrow E_2$).

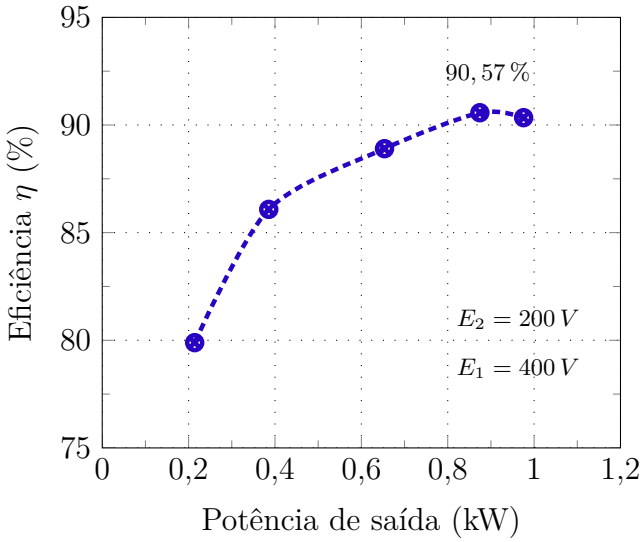
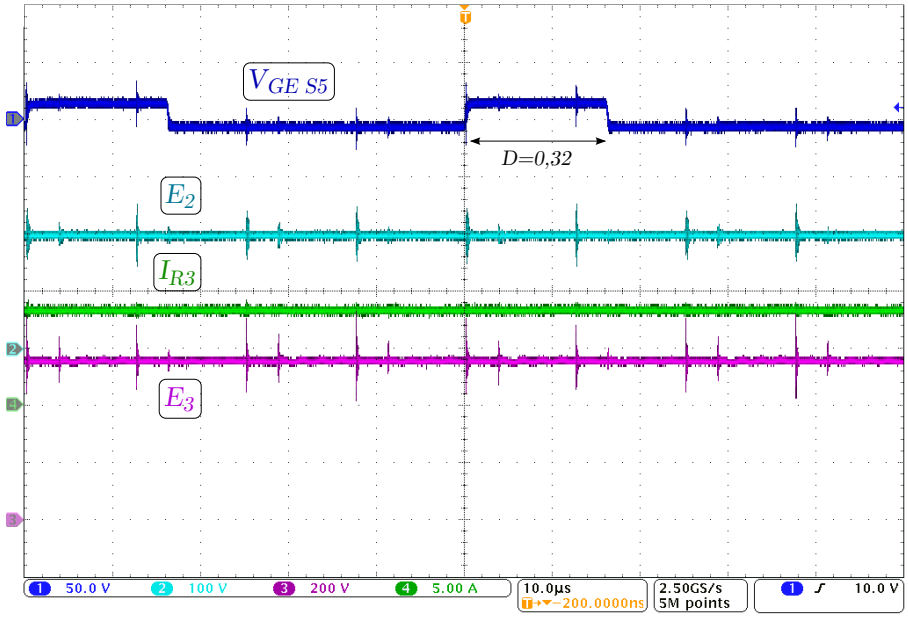


Figura 189 – Formas de onda do comando no interruptor S_5 com tensão na entrada e saída.



A tensão e a corrente presentes sobre o indutor acoplado L_a é apresentada na Figura 191, assim como a corrente que percorre o enrolamento L_3 e L_4 do indutor acoplado L_b. Destaca-se as ondulações de corrente registrada nestes elementos, onde apresentam valores similares aos projetados.

Em função das não idealidades e de ajustes na montagem prática dos indutores, os valores de ondulação obtidos apresentaram uma pequena discrepância em relação aos projetados na teoria, no entanto, não afetam o desempenho ou funcionalidade do projeto.

Verifica-se que a frequência da ondulação de corrente sobre L_a é o quádruplo da frequência de comutação e a ondulação de corrente sobre L_b é o dobro, conforme esperado.

A Figura 192, registra a tensão e a corrente aplicadas ao indutor acoplado L_b, sobre os seus enrolamentos L_3 e L_4.

Na Figura 193, a tensão entre *collector* e *emitter* (V_{CE}) do IGBT S_5 e a tensão do diodo D_1 são apresentadas, assim como, a corrente do respectivo indutor que estes semicondutores

Figura 190 – Tensão e corrente na fonte de alimentação e sobre a carga.

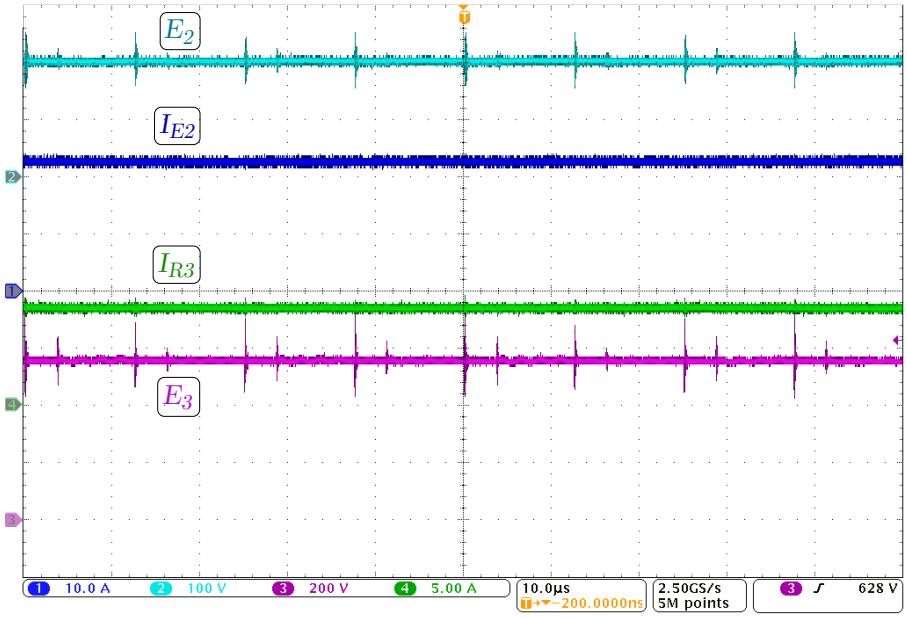
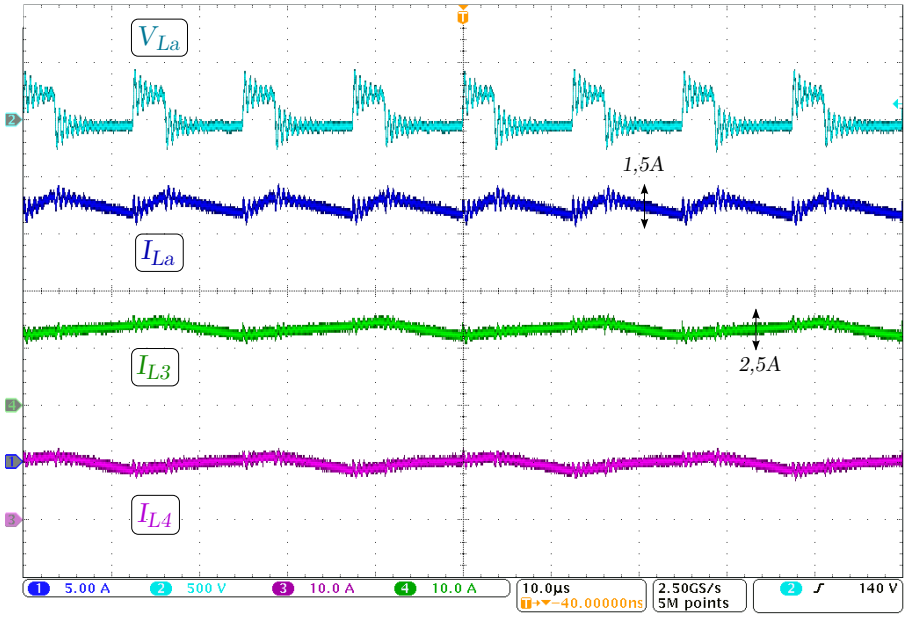


Figura 191 – Tensão e corrente nos indutores acoplados L_a e L_b.



conduzem. A parcela crescente da corrente em L_3 é conduzida pelo interruptor S_5, e a parcela decrescente é dividida igualmente entre os diodos D_1 e D_2 do grupo superior.

A Figura 194 ilustra a tensão e a corrente sobre o capacitor de filtro da saída C_3. Verifica-se que a tensão do capacitor é igual a tensão de saída ($550\,V$) e a ondulação da corrente é o quádruplo da frequência de comutação, como esperado.

Verifica-se que o valor eficaz da corrente que circula pelo capacitor é de $5,6\,A$ quando o conversor está a plena carga.

6.3.2 Conversor operando na região R1

As condições de ensaio para a região R1, seguiram os seguintes parâmetros: tensão de alimentação $E_2 = 300\,V$, potência nominal de saída $P_o = 4,5\,\text{kW}$, tensão nominal de saída $E_3 = 550\,V$, frequência de comutação dos interruptores $f_s = 20\,\text{kHz}$ e, razão cíclica de $D = 0,23$.

Figura 192 – Tensão e corrente no indutor acoplado L_b.

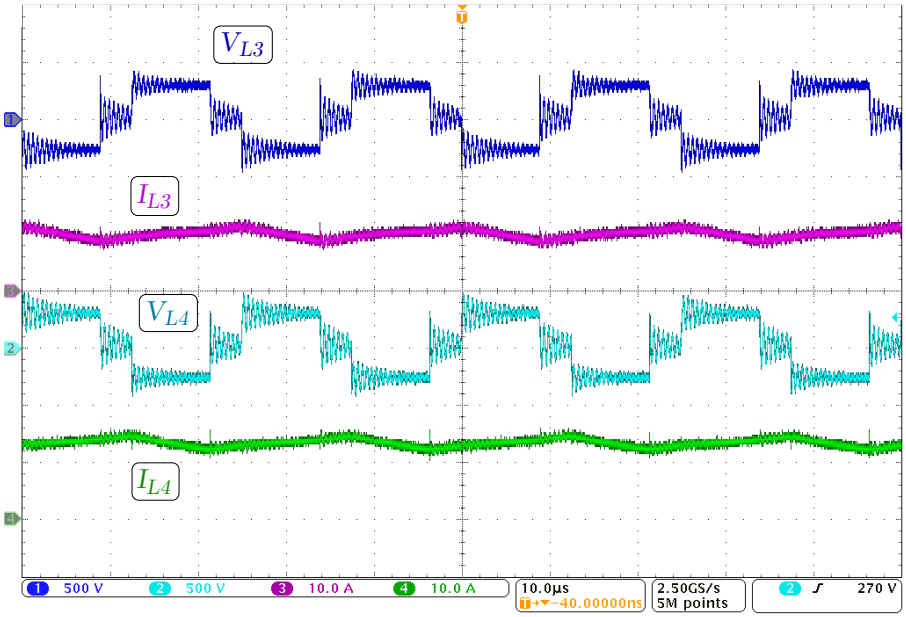
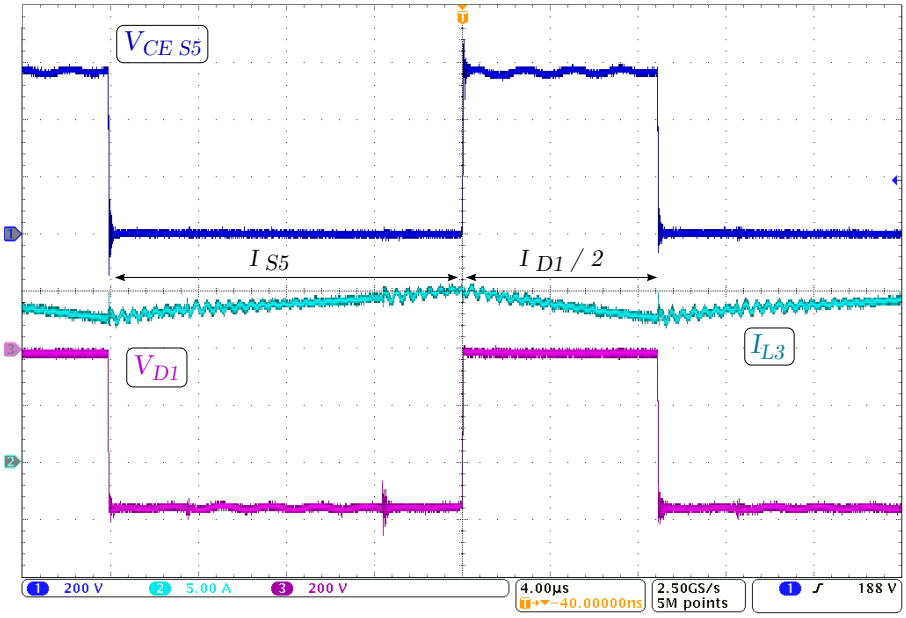


Figura 193 – Tensão sobre S_5 e D_1.



As formas de onda de tensão entre o *gate* e *emitter* (V_{GE}) dos IGBTs S_5 e S_6, juntamente com a tensão de entrada e a corrente no indutor L_a são mostradas na Figura 195 para a comprovação da modulação.

A Figura 196, apresenta as formas de onda de tensão entre o *gate* e *emitter* (V_{GE}) do IGBT inferior S_5, juntamente com as tensões de entrada, saída e a corrente na carga para a comprovação do ganho estático do conversor boost. Esta imagem também fornece a potência instantânea de saída, entregue para a carga.

A Figura 197 ilustra a tensão e a corrente sobre o capacitor de filtro da saída C_3 na região R1. Verifica-se que a tensão do capacitor é igual a tensão de saída ($550\,V$) e a ondulação da corrente é o quádruplo da frequência de comutação, como esperado.

Figura 194 – Tensão e corrente sobre o capacitor de filtro C_3 da saída.

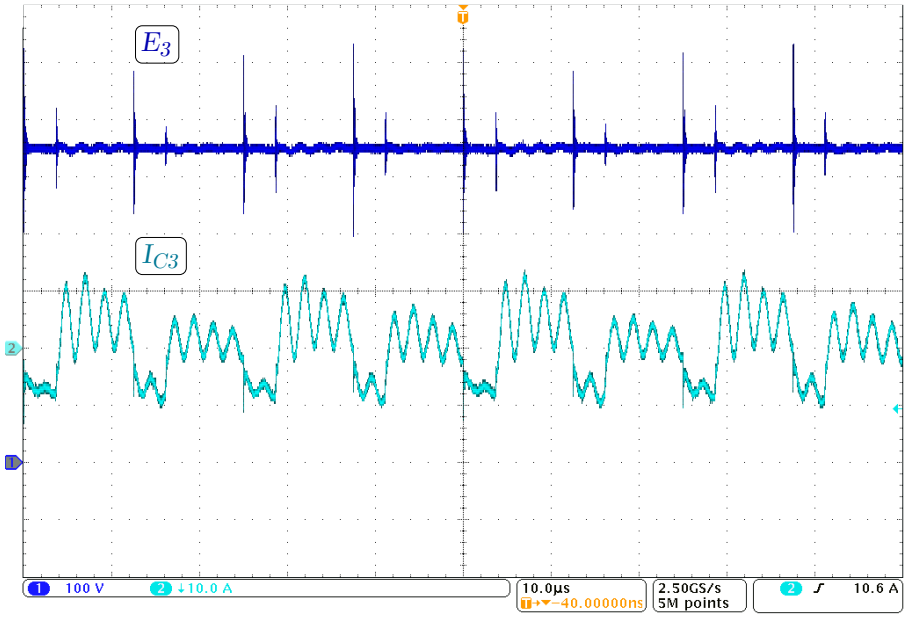
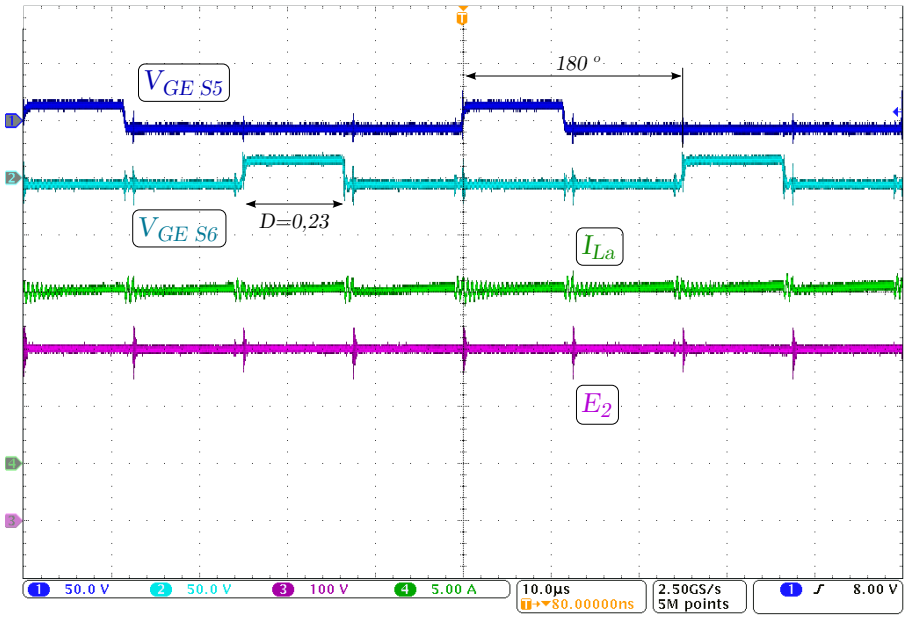


Figura 195 – Formas de onda do comando dos interruptores inferiores com tensão de entrada.



6.3.3 Operação na fronteira entre as regiões R1 e R2

As condições de ensaio para a região de fronteira entre as regiões R1 e R2 seguem os seguintes parâmetros: tensão de alimentação $E_2 = 200\,V$, potência de saída $P_o = 2,4\,\text{kW}$, tensão de saída $E_3 = 400\,V$, frequência de comutação dos interruptores $f_s = 20\,\text{kHz}$ e, razão cíclica de $D = 0,25$.

As formas de onda de tensão entre o *gate* e *emitter* (V_{GE}) dos IGBTs inferiores S_5 e S_7, juntamente com a tensão de saída e a corrente no indutor L_a são mostradas na Figura 198 para a comprovação da modulação e do ganho estático.

É possível confirmar que a ondulação de corrente na entrada do conversor apresenta ondulação praticamente nula, e que o indutor L_a é percorrido por uma corrente puramente contínua.

O cancelamento da ondulação de corrente sobre L_a é novamente registrado na Figura 199,

Figura 196 – Formas de onda do comando no interruptor S_5 com tensão na entrada e saída.

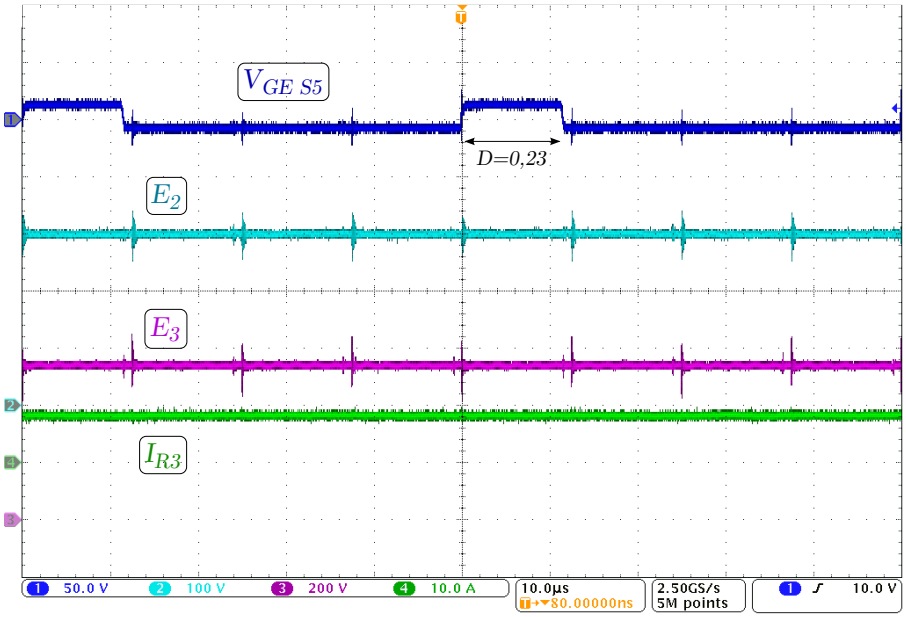
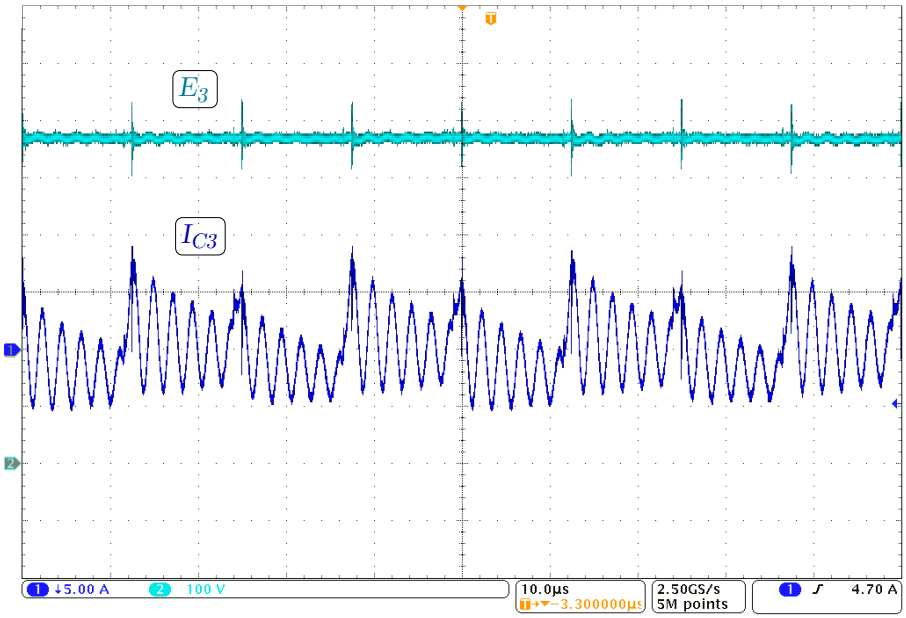


Figura 197 – Tensão e corrente sobre o capacitor de filtro C_3 da saída.



que detalha também a corrente nos enrolamentos L_3 e L_4 do indutor acoplado. Como o conversor opera com valor de razão cíclica em 1/4, a corrente nos enrolamentos do indutor acoplado L_b apresenta o mesmo tempo de magnetização e desmagnetização.

6.3.4 Curva de rendimento do sentido *boost*

A curva de rendimento da segunda topologia proposta operando no sentido do fluxo de potência *boost*, é apresentada na Figura 200, onde foi obtida para diferentes condições de carga, mantendo a tensão de saída fixa em $E_3 = 550\,V$ e a tensão de alimentação em $E_2 = 200\,V$, portanto, operando na região R2.

O valor máximo de rendimento ocorreu para 100 % de carga, ou seja, para uma potência de $4,374\,\text{kW}$ que resulta em aproximadamente $97,09\,\%$ de eficiência do circuito de potência do conversor. À medida que a potência na carga é reduzida, as perdas nos elementos provocam a redução do rendimento.

Figura 198 – Formas de onda do comando dos interruptores inferiores para região de fronteira.

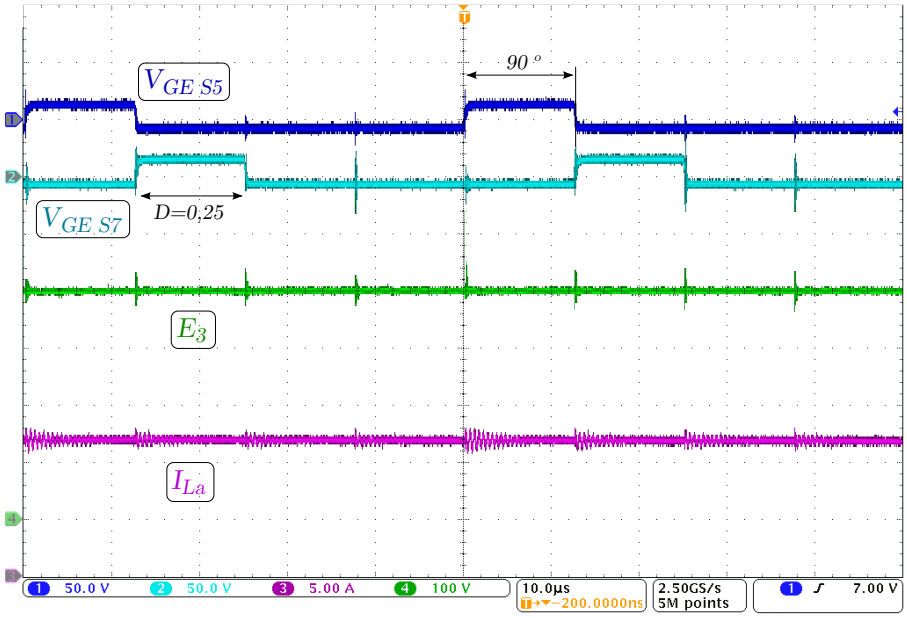
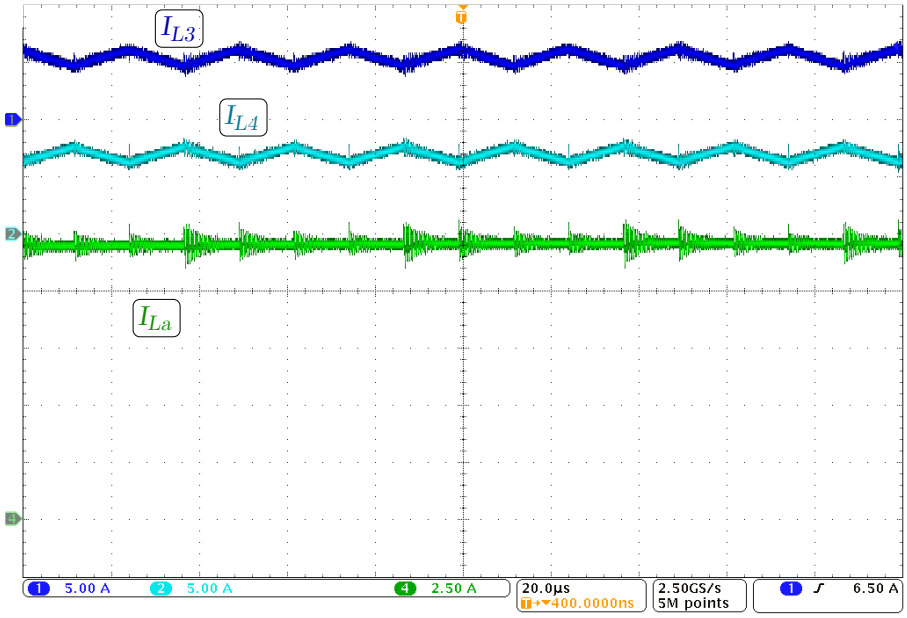


Figura 199 – Formas de onda das correntes nos indutores acoplados para região de fronteira.



Os mesmo procedimento de ensaio e equipamentos de medição utilizados durante os teste da primeira topologia, foram empregados para a realização da curva de eficiência da Figura 200.

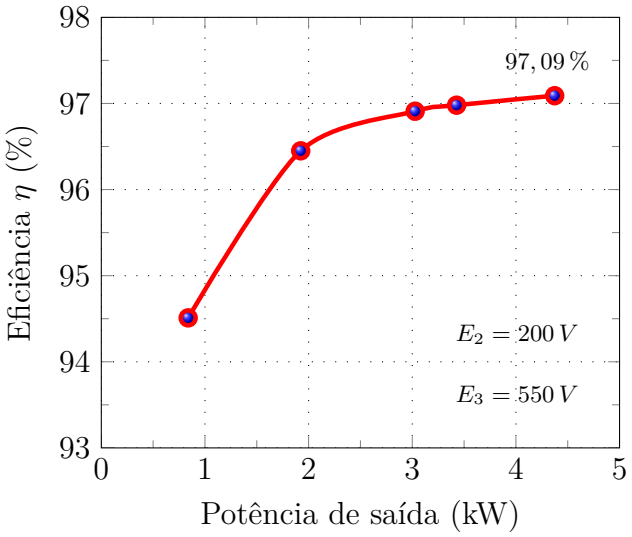
A seguir, segue os resultados para o sentido inversor, denominado de sentido *buck*.

6.4 RESULTADOS DA OPERAÇÃO COM FLUXO DE ENERGIA NO SENTIDO BUCK

Esta seção é dedicada a apresentar os resultados experimentais da segunda topologia operando agora com fluxo de potência no sentido *buck*, como abaixador de tensão.

As principais formas de onda dos componentes do circuito de potência são comentadas e obtidas para a condição de potência nominal.

Figura 200 – Curva de rendimento da 2ª topologia proposta para sentido do fluxo de potência *boost* ($E_2 \Rightarrow E_3$).

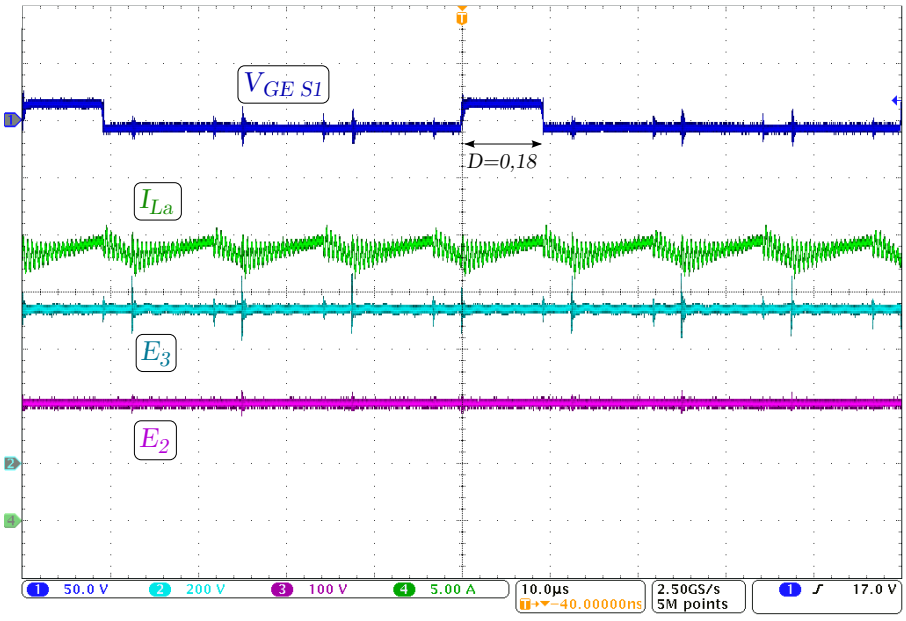


6.4.1 Conversor operando na região R1

As condições de ensaio para a região R1, seguiram os seguintes parâmetros: tensão de alimentação $E_3 = 550\,V$, potência nominal de saída $P_o = 4,5\,\text{kW}$, tensão nominal de saída $E_2 = 200\,V$, frequência de comutação dos interruptores $f_s = 20\,\text{kHz}$ e, razão cíclica de $D = 0,182$.

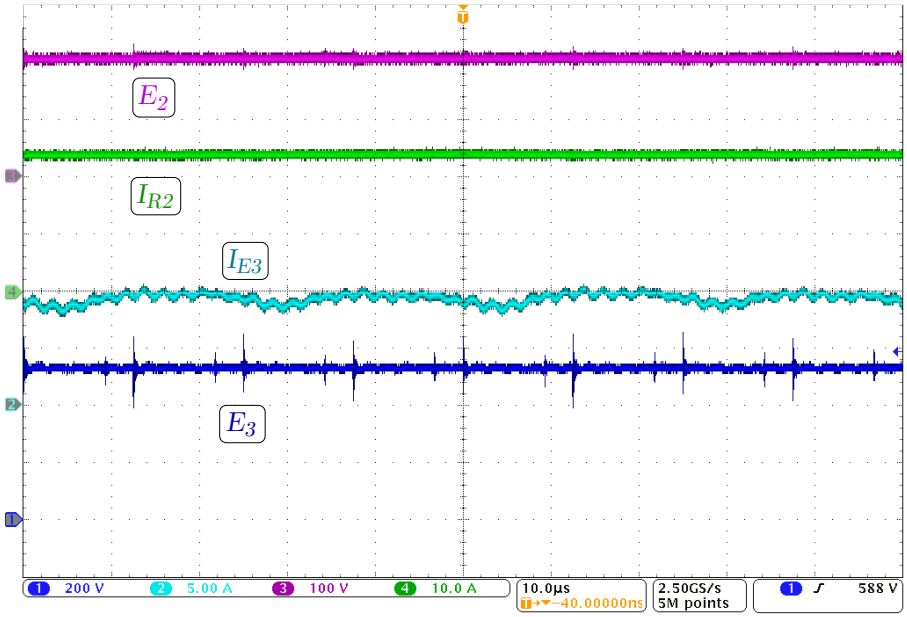
A Figura 201, apresenta as formas de onda de tensão entre o *gate* e *emitter* (V_{GE}) do IGBT superior S_1, juntamente com as tensões de entrada, saída e a corrente sobre o indutor L_a para a comprovação do ganho estático do conversor buck.

Figura 201 – Formas de onda do comando no interruptor S_1 com tensão na entrada e saída.



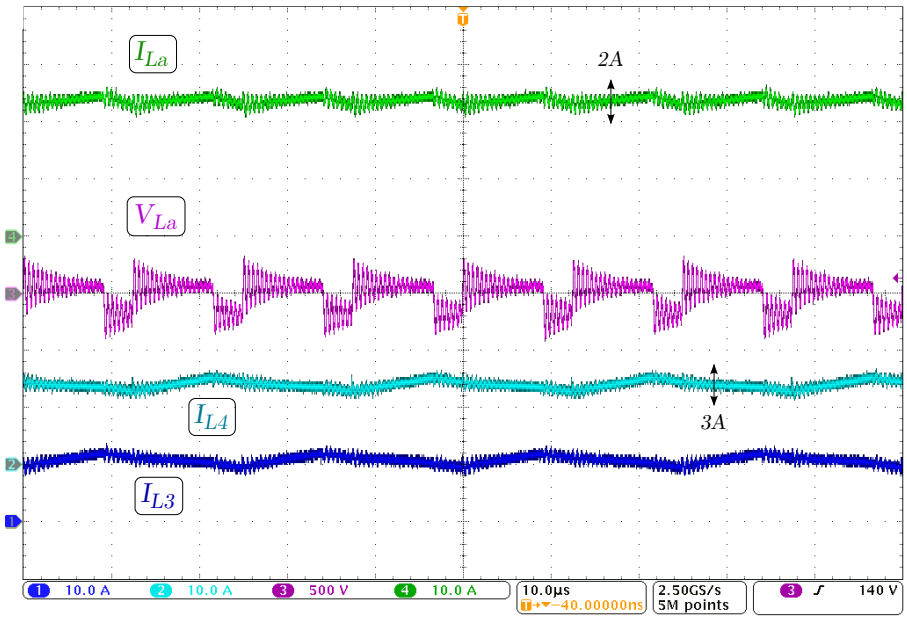
Na Figura 202, é apresentada as tensões de entrada e saída, assim como, a corrente da fonte de alimentação e sobre a carga nas condições nominais de operação. Esta imagem apresenta a potência instantânea na entrada e na saída do conversor, resultando em aproximadamente $4,8\,\text{kW}$ entregues para a carga.

Figura 202 – Tensão e corrente na fonte de alimentação e sobre a carga.



A tensão e a corrente aplicadas sobre o indutor acoplado L_a é apresentada na Figura 203, assim como a corrente que percorre o enrolamento L_3 e L_4 do indutor acoplado L_b. Destaca-se as ondulações de corrente registrada nestes elementos, onde apresentam valores similares aos projetados.

Figura 203 – Tensão e corrente nos indutores acoplados L_a e L_b.

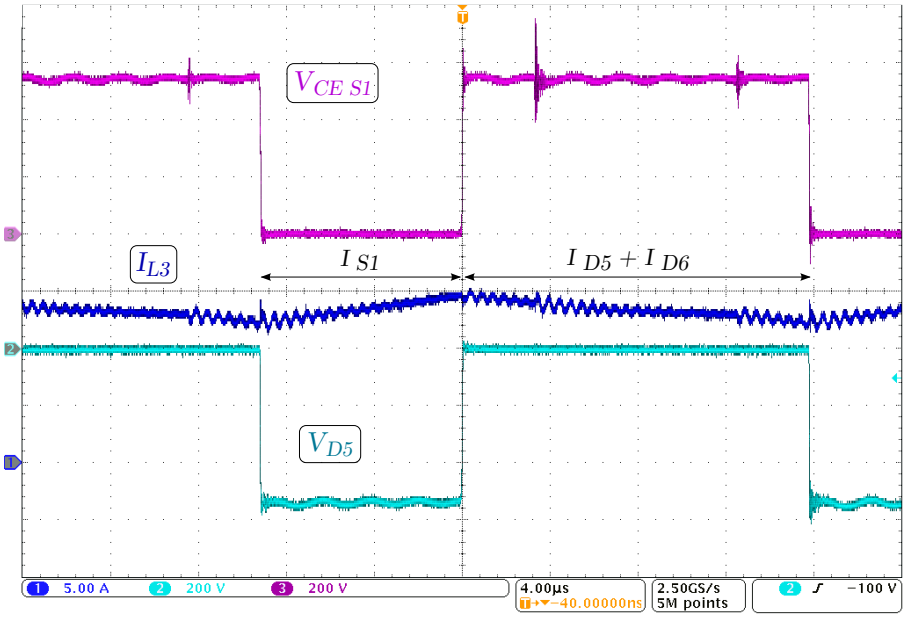


Verifica-se também que a frequência da ondulação de corrente sobre L_a é o quádruplo da frequência de comutação e a ondulação de corrente sobre L_b é o dobro, conforme ocorreu para o sentido *boost*.

Na Figura 204, a tensão entre *collector* e *emitter* (V_{CE}) do IGBT S_1 e a tensão do diodo inferior D_5 são apresentadas, assim como, a corrente do respectivo indutor que estes semicondutores conduzem.

A parcela crescente da corrente em L_3 é conduzida pelo interruptor S_1, e a parcela decrescente é dividida igualmente entre os diodos D_5 e D_6 do grupo inferior.

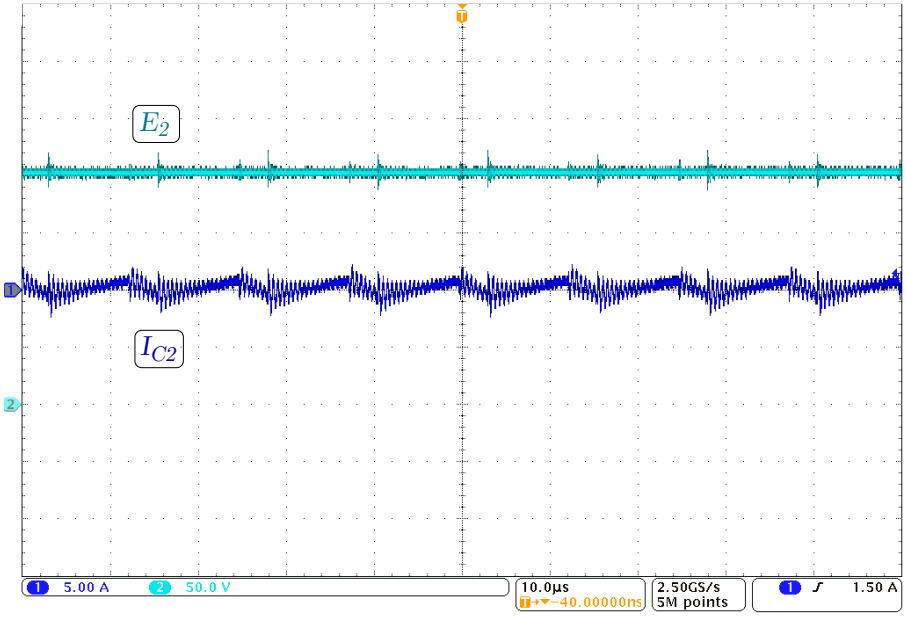
Figura 204 – Tensão sobre S_1 e D_5.



A Figura 205 ilustra a tensão e a corrente sobre o capacitor de filtro da saída C_2. Verifica-se que a tensão do capacitor é igual a tensão de saída ($200\,V$) e a ondulação da corrente é o quádruplo da frequência de comutação, absorvendo toda a ondulação de L_a.

Verifica-se que o valor eficaz da corrente que circula pelo capacitor é de $0,5\,A$ quando o conversor está a plena carga.

Figura 205 – Tensão e corrente sobre o capacitor de filtro C_2 da saída.

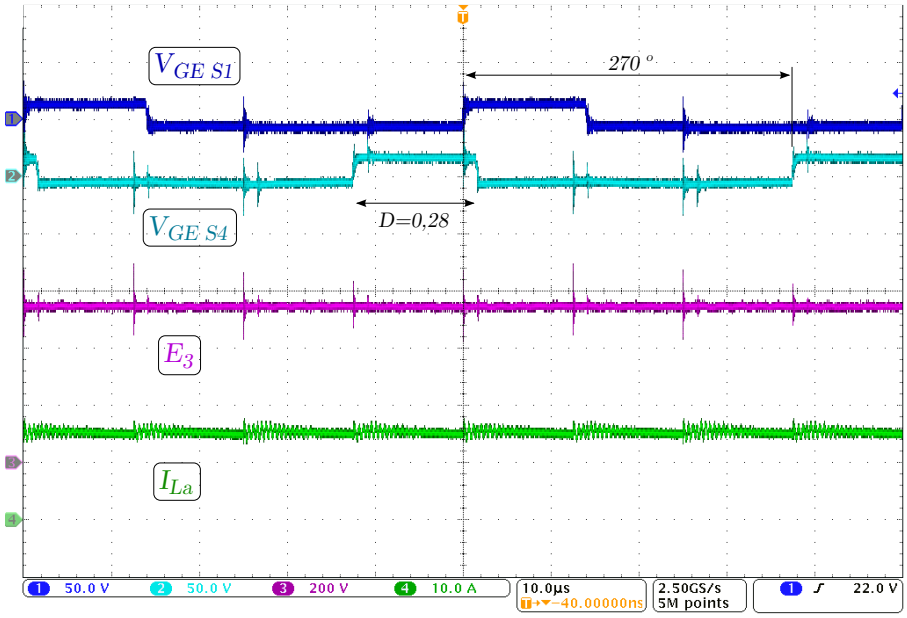


6.4.2 Conversor operando na região R2

As condições de ensaio para a região R2, seguiram os seguintes parâmetros: tensão de alimentação $E_3 = 550\,V$, potência nominal de saída $P_o = 4,5\,\text{kW}$, tensão nominal de saída $E_2 = 300\,V$, frequência de comutação dos interruptores $f_s = 20\,\text{kHz}$ e, razão cíclica de $D = 0,275$.

As formas de onda de tensão entre o *gate* e *emitter* (V_{GE}) dos IGBTs S_1 e S_4, juntamente com a tensão de entrada e a corrente no indutor L_a são mostradas na Figura 206 para a comprovação da modulação.

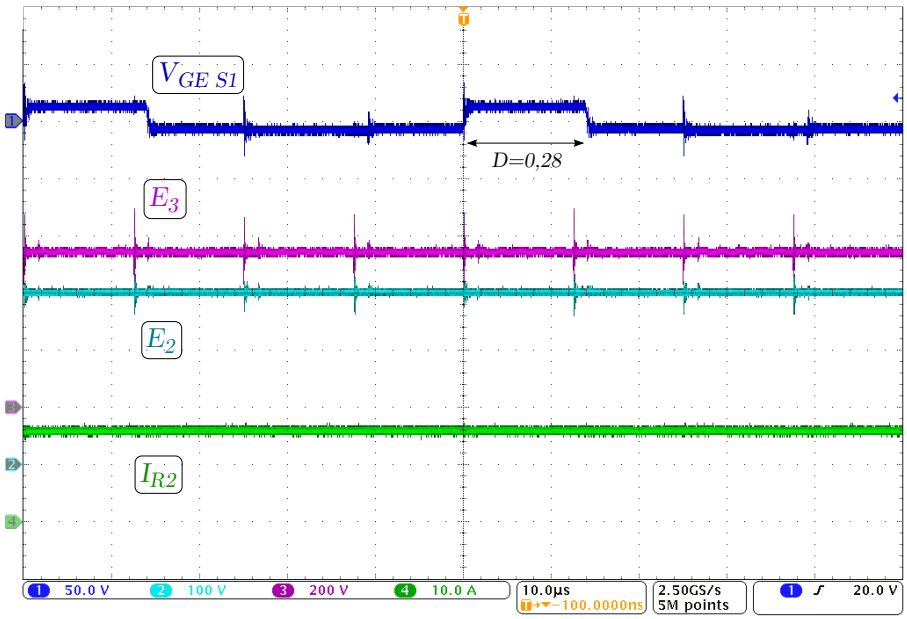
Figura 206 – Formas de onda do comando dos interruptores superiores com tensão de entrada.



De forma similar ao que ocorre quando o conversor opera como boost, a ondulação de corrente no indutor acoplado L_a é praticamente anulada. E como o conversor opera na região R2 próximo desta razão cíclica de fronteira, conforme Figura 206, a ondulação de corrente na saída é drasticamente reduzida.

A Figura 207, apresenta as formas de onda de tensão entre o *gate* e *emitter* (V_{GE}) do IGBT superior S_1, juntamente com as tensões de entrada, saída e a corrente na carga para a comprovação do ganho estático do conversor buck. Esta imagem também fornece a potência instantânea de saída, entregue para a carga.

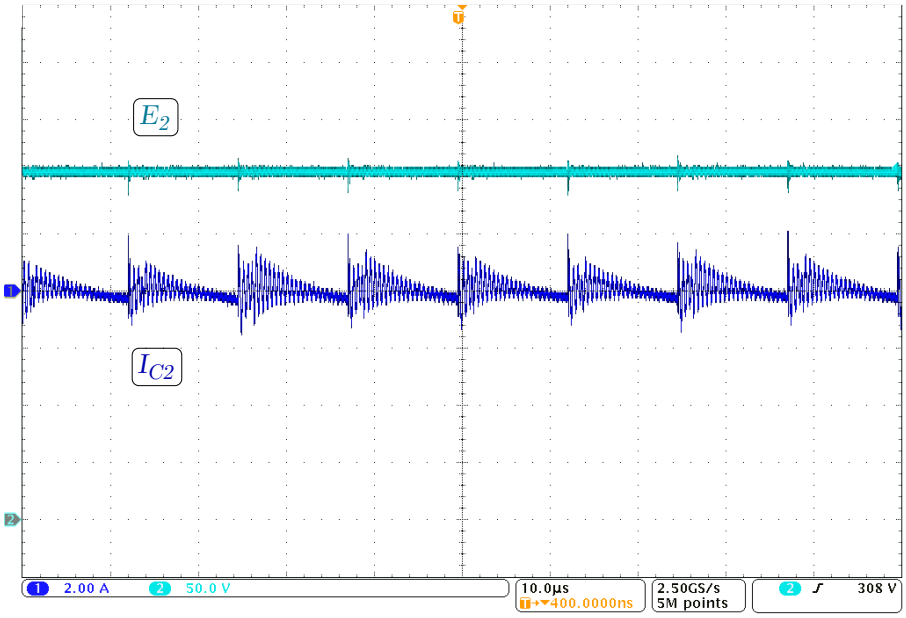
Figura 207 – Formas de onda do comando no interruptor S_1 com tensão na entrada e saída.



A Figura 208 ilustra a tensão e a corrente sobre o capacitor de filtro da saída C_2 na

região R2. Verifica-se que a tensão do capacitor é igual a tensão de saída ($300\,V$) e a ondulação da corrente é o quádruplo da frequência de comutação, como esperado.

Figura 208 – Tensão e corrente sobre o capacitor de filtro C_2 da saída.



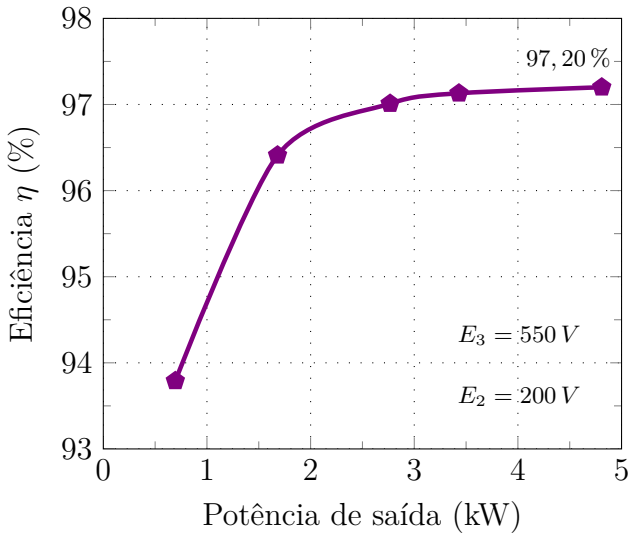
Na sequência, é apresentada a curva de eficiência do conversor operando no sentido *buck*.

6.4.3 Curva de rendimento do sentido *buck*

Por último, a curva de rendimento da segunda topologia proposta operando no sentido do fluxo de potência *buck*, é apresentada na Figura 209, onde foi obtida para diferentes condições de carga, mantendo a tensão de saída fixa em $E_2 = 200\,V$ e a tensão de alimentação em $E_3 = 550\,V$, portanto, operando na região R1.

O valor máximo de rendimento ocorreu para $100\,\%$ de carga, ou seja, para uma potência de $4,809\,\text{kW}$ que resulta em aproximadamente $97,20\,\%$ de eficiência do circuito de potência do conversor. À medida que a potência na carga é reduzida, as perdas nos elementos provocam a redução do rendimento.

Figura 209 – Curva de rendimento da 2ª topologia proposta para sentido do fluxo de potência *buck* ($E_2 \Leftarrow E_3$).



Finalmente, os principais ensaios elétricos da segunda topologia que esta integrada à primeira foram apresentados para a comprovação da sua funcionalidade, finalizando os resultados experimentais da estrutura proposta de um conversores CC−CC bidirecionais intercalados aplicados a bordo de veículos elétricos.

6.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo, apresentaram-se os resultados experimentais dos ensaios nos circuitos de potência dos dois conversores propostos que foram integrados por meio do indutor acoplado L_a. Esta integração comprovou que é possível fornecer e extrair corrente com baixa ondulação da fonte E_2, que representa um banco de baterias e que pode estar a bordo de um EV ou estacionária em algum sistema que necessita de armazenamento de energia permanente.

O protótipo foi construído sobre uma base única para a integração de seus componentes e apresenta, em sua estrutura de potência, duas topologias de conversores CC−CC bidirecionais, sendo a primeira um conversor isolado e a segunda um conversor não isolado.

A primeira topologia, o protótipo do conversor bidirecional Forward / Flyback intercalado com indutor acoplado, foi ensaiado no sentido *forward* com nível de potência de $3,3\,\text{kW}$, opera no MCC como abaixador de tensão e o rendimento da estrutura ficou próximo de $93\,\%$. Já para o sentido *flyback*, a potência de operação foi limitada à $1\,\text{kW}$ para a operação no MCD como elevador de tensão, onde o rendimento da estrutura ficou próximo de $91\,\%$.

Esta potência do sentido *flyback* foi limitada à $30\,\%$ da potência do sentido *forward* em função dos parâmetros definidos de ganho estático, relação de transformação e indutância do lado secundário dos transformadores. Porém, os principais fatores limitantes da transferência de maior potência foram o elemento magnético e os esforços que os semicondutores são submetidos. Portanto, a saturação do material magnético e perdas nos semicondutores devem ser considerados para a melhor otimização do conversor.

A mesma capacidade de transferência de potência para ambos os sentidos pode ser atingida com a escolha adequada do núcleo magnético e dos semicondutores, portanto, o estudo detalhado de perdas é necessário para que esse equilíbrio seja atingido sem prejuízos à eficiência do conversor. No entanto, se o sistema onde esta topologia é utilizada não exigir a mesma capacidade de processamento de potência em ambos os sentidos, esta solução traz como principais vantagens a baixa complexidade de montagem do circuito de potência e acionamento, isolamento galvânico e comportamento de fonte de corrente sobre a porta E_2, além da possibilidade de ajuste do ganho estático por meio da relação de transformação dos transformadores mais do indutor acoplado.

Para a segunda topologia, o conversor bidirecional intercalado com indutor acoplado, os ensaios elétricos no circuito de potência ocorreram no sentido *boost*, como elevador de tensão, e no sentido *buck*, como abaixador de tensão, ambos no MCC. Em ambos os ensaios, a potência nominal bidirecional processada foi de $4,6\,\text{kW}$ e o rendimento da estrutura ficou próximo de $98\,\%$.

O conversor comprovou os princípios de operação estabelecidos na análise teórica, apresenta grande potencial para o processamento de elevadas potências, fornece corrente com baixa ondulação à porta E_2, uma melhor distribuição dos esforços de corrente sobre os semicondutores e a redução dos elementos passivos de filtragem. Além disso, com uma melhor otimização dos componentes, eficiências acima dos $98\,\%$ podem ser atingidas para uma ampla faixa de operação sob diversas condições de ganho estático.

Por fim, com a montagem dos protótipos e a obtenção e análise dos resultados experimentais, foi possível comprovar a sua funcionalidade, compreender melhor suas características e limitações e provar os princípios de projeto para futuras otimizações.

7 CONCLUSÃO GERAL

Neste trabalho, foram propostas duas topologias de conversores CC−CC bidirecionais, sendo o primeiro com isolação galvânica e o segundo não isolado, intitulados: conversor CC−CC bidirecional Forward / Flyback intercalado com indutor acoplado de n - fases e o conversor CC−CC bidirecional intercalado e modular com indutor acoplado, respectivamente. As duas topologias foram integradas e conectadas através de um indutor acoplado e proporcionam baixa ondulação de corrente e de tensão para a fonte/carga conectada a ele, atendendo especialmente a aplicações que exigem tais condições como baterias de alto desempenho, supercapacitores ou mesmo, a fontes unidirecionais como célula a combustível e painéis fotovoltaicos.

Observou-se as principais necessidades exigidas pelas aplicações pretendidas neste estudo levando-se em conta o que foi constatado na revisão bibliográfica, duas topologias foram propostas e geradas a partir desta pesquisa, formando uma estrutura de conversão de energia em CC bidirecional única. As topologias geradas derivam de estruturas já bem conhecidas nas literaturas, como o conversor Forward intercalado, o clássico Flyback e o conceito da célula de comutação.

Os resultados obtidos por meio de simulação para os dois conversores operando em ambos os sentidos, demonstrou que o equacionamento proposto atende aos requisitos de operação e fornece, com boa precisão, os esforços nos componentes do conversor.

Uma metodologia de projetos foi apresentada e um protótipo foi construído e ensaiado em malha aberta para a confirmação da sua funcionalidade e verificação das características operacionais desejadas para a aplicação. Os resultados experimentais obtidos validam a metodologia adotada, o dimensionamento dos componentes e comprovam a eficiência do circuito de potência dos conversores para ambos os sentidos de operação.

Através do mesmo protótipo, alterando a razão cíclica e a potência para cada sentido de operação, pôde-se observar a operação dos conversores em todas as regiões. E os resultados obtidos indicam a viabilidade de utilização prática destas topologias.

Em função da integração das topologias por meio do indutor acoplado L_a, a principal limitação dos conversores é a impossibilidade de operar de forma simultânea, fornecendo e absorvendo energia da porta E_2. Isso causaria o cancelamento de parte do fluxo magnético no indutor devido a imposições de corrente sobre o mesmo, provocadas por cada um dos conversores, evitando então que o indutor possa armazenar e transferir a energia de forma correta.

Devido aos dois conversores propostos operarem por meio da técnica de intercalação ou entrelaçamento, permitiu-se uma melhor distribuição das correntes através de seus semicondutores, consequentemente, produzindo uma melhor distribuição das perdas e um maior processamento de potência pelo circuito. Com isso, consegue-se uma melhor otimização dos componentes e a obtenção de eficiência energética operacional mais elevada.

Partindo dessas características, a frequência da ondulação de tensão e corrente vista pelos elementos passivos de filtro da primeira topologia isolada, apresenta o dobro da frequência de comutação de seus interruptores. Já os elementos passivos de filtro da segunda topologia, que é não isolada, recebem uma frequência de ondulação de quatro vezes maior que a dos interruptores. Desse modo, ao utilizar a técnica de intercalação obtém-se uma significativa redução dos filtros, reduzindo peso e volume, e possibilitando a melhora da resposta dinâmica dos conversores.

Neste estudo, não se tem determinado, ainda, um limite de potência que as estruturas poderão processar. O que se sabe é que esse limite dependerá muito da tecnologia dos componentes utilizados e da eficiência desejada para a aplicação. Com a utilização de outras tecnologias de materiais magnéticos e semicondutores mais eficientes, é possível elevar a frequência de comutação dos conversores para se obter uma maior redução do seu volume, melhorar seu rendimento e melhor otimizar seu *layout*.

O primeiro conversor ensaiado mostrou-se perfeitamente adaptado para aplicações onde se deseja isolamento galvânico, confiabilidade e baixa ondulação de corrente de saída, caso típico das instalações nas quais um banco de baterias é empregado.

Desenvolveu-se uma metodologia de dimensionamento e construção do transformador para uma frequência de comutação de 35 kHz, assim como para os indutores acoplados L_b e L_a, que operam com 40 kHz e 80 kHz, respectivamente. Atentou-se, durante a construção dos elementos, para a redução da indutância de dispersão dos enrolamentos, pois essa é diretamente influente na sobretensão de bloqueio dos interruptores e, desse modo, no seu dimensionamento e na utilização de circuitos de amortecimento que reduzem a eficiência da topologia.

O segundo conversor mostrou-se bem adaptado a aplicações que também utilizam baterias e necessitam de alta densidade de potência com elevada eficiência, como ocorre em sistemas de veículos elétricos e híbridos. A operação na região de fronteira, para valores de razão cíclica de 1/4, demonstrou que as ondulações de corrente e tensão na porta E_2 são praticamente nulas, permitindo que aplicações extremamente exigentes sejam atendidas, além de possibilitar a redução do volume dos elementos passivos de filtro.

Desta forma, comprova-se que o objetivo principal da tese foi alcançado por obter duas topologias de conversores CC−CC bidirecionais funcionais e de simples implementação, adequados para o processamento de energia em fontes com características de baixa ou média tensão com baixa ondulação de corrente, usualmente aplicadas em sistemas de armazenamento de energia.

Além da aplicação já indicada pelo autor, outras possíveis áreas de aplicação destes conversores podem ser em sistemas de conversão de energias renováveis como a geração distribuída, carregadores de bateria para aplicações industriais, UPSs e fontes para telecomunicações.

Tendo em vista os aspectos observados ao longo do projeto e da experimentação, um grande potencial destas topologias ainda pode ser abordado como modelagem, controle, técnicas de modulação e de comutação não dissipativa para avaliar e melhor evidenciar suas características em relação a topologias similares. Assim como, estudo detalhado de perdas, otimização e a conexão dos conversores a fontes renováveis também podem ser abordados.

REFERÊNCIAS

[1] HENDER, B. Recent developments in battery electric vehicles. In: IET. *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*. [S.l.], 1965. v. 112, n. 12, p. 2297–2308. Citado na página 39.

[2] WAKEFIELD, E. H. An ac drive electric vehicle. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IEEE, n. 5, p. 544–552, 1974. Citado na página 39.

[3] CHAN, C.; CHAU, K. An overview of power electronics in electric vehicles. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 44, n. 1, p. 3–13, 1997. Citado na página 39.

[4] EMADI, A.; LEE, Y. J.; RAJASHEKARA, K. Power electronics and motor drives in electric, hybrid electric, and plug-in hybrid electric vehicles. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 55, n. 6, p. 2237–2245, 2008. Citado 2 vezes nas páginas 39 e 41.

[5] SFETCU, N. *The Car Show:*. Nicolae Sfetcu, 2014. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=ZyluAwAAQBAJ>. Citado na página 40.

[6] EMADI, A. et al. Topological overview of hybrid electric and fuel cell vehicular power system architectures and configurations. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 54, n. 3, p. 763–770, 2005. Citado na página 40.

[7] EMADI, A.; WILLIAMSON, S. S.; KHALIGH, A. Power electronics intensive solutions for advanced electric, hybrid electric, and fuel cell vehicular power systems. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 21, n. 3, p. 567–577, 2006. Citado 2 vezes nas páginas 40 e 63.

[8] SHEN, M.; PENG, F. Z. Converter systems for hybrid electric vehicles. In: *2007 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 2004–2010. Citado na página 40.

[9] THOUNTHONG, P. et al. Comparative study of fuel-cell vehicle hybridization with battery or supercapacitor storage device. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 58, n. 8, p. 3892–3904, 2009. Citado na página 41.

[10] WANG, L.; LI, H. Maximum fuel economy-oriented power management design for a fuel cell vehicle using battery and ultracapacitor. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 46, n. 3, p. 1011–1020, 2010. Citado na página 41.

[11] WIRASINGHA, S. G.; GREMBAN, R.; EMADI, A. Source-to-wheel (stw) analysis of plug-in hybrid electric vehicles. *Smart Grid, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 3, n. 1, p. 316–331, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 63.

[12] DROBNIK, J.; JAIN, P. Electric and hybrid vehicle power electronics efficiency, testing and reliability. In: IEEE. *Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27), 2013 World*. [S.l.], 2013. p. 1–12. Citado na página 41.

[13] HIGUCHI, N.; SHIMADA, H. Efficiency enhancement of a new two-motor hybrid system. In: IEEE. *Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27), 2013 World*. [S.l.], 2013. p. 1–11. Citado na página 41.

[14] XUEWEI, P.; RATHORE, A. K. Novel bidirectional snubberless naturally commutated soft-switching current-fed full-bridge isolated dc/dc converter for fuel cell vehicles. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 61, n. 5, p. 2307–2315, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 64.

[15] KABALO, M. et al. State-of-the-art of dc-dc converters for fuel cell vehicles. In: IEEE. *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE*. [S.l.], 2010. p. 1–6. Citado na página 41.

[16] JUNG, D.-y. et al. Grid-connected electric vehicles charger station based on lithium polymer battery energy storage system. In: IEEE. *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE*. [S.l.], 2010. p. 1–5. Citado na página 41.

[17] MAYER, R.; PÉRES, A.; OLIVEIRA, S. V. G. Conversor cc-cc multifásico bidirecional em corrente não isolado aplicado a sistemas elétricos de tração de veículos elétricos e híbridos. In: *Revista de Eletrônica Sobraep*. [S.l.: s.n.], 2015. v. 20, n. 2, p. 311–321. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 64.

[18] KAWAHASHI, A. A new-generation hybrid electric vehicle and its supporting power semiconductor devices. In: IEEE. *Power Semiconductor Devices and ICs, 2004. Proceedings. ISPSD'04. The 16th International Symposium on*. [S.l.], 2004. p. 23–29. Citado na página 41.

[19] KRAMER, B.; CHAKRABORTY, S.; KROPOSKI, B. A review of plug-in vehicles and vehicle-to-grid capability. In: IEEE. *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE*. [S.l.], 2008. p. 2278–2283. Citado na página 41.

[20] AMJADI, Z.; WILLIAMSON, S. S. Novel control strategy design for multiple hybrid electric vehicle energy storage systems. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE*. [S.l.], 2009. p. 597–602. Citado na página 41.

[21] KHALIGH, A.; LI, Z. Battery, ultracapacitor, fuel cell, and hybrid energy storage systems for electric, hybrid electric, fuel cell, and plug-in hybrid electric vehicles: State of the art. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 59, n. 6, p. 2806–2814, 2010. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 63.

[22] AHARON, I.; KUPERMAN, A. Topological overview of powertrains for battery-powered vehicles with range extenders. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 26, n. 3, p. 868–876, 2011. Citado na página 41.

[23] KYOUNG, C. W. et al. A method for improving control performances of bi-directional dc-dc boost converter in hybrid (plug-in hybrid) vehicles. In: IEEE. *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2012 IEEE*. [S.l.], 2012. p. 812–815. Citado na página 41.

[24] ONAR, O. C.; KOBAYASHI, J.; KHALIGH, A. A fully directional universal power electronic interface for ev, hev, and phev applications. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 28, n. 12, p. 5489–5498, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 63.

[25] KUTKUT, N. H.; KLONTZ, K. W. Design considerations for power converters supplying the sae j-1773 electric vehicle inductive coupler. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997. APEC'97 Conference Proceedings 1997., Twelfth Annual*. [S.l.], 1997. v. 2, p. 841–847. Citado na página 41.

[26] HAYES, J. G. et al. Wide-load-range resonant converter supplying the sae j-1773 electric vehicle inductive charging interface. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 35, n. 4, p. 884–895, 1999. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 61.

[27] HU, Y. et al. New sr drive with integrated charging capacity for plug-in hybrid electric vehicles (phevs). *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 61, n. 10, p. 5722–5731, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 43.

[28] REID, P.; MITTELSTADT, C.; FABER, T. Electric vehicle conductive charge couplers. In: IEEE. *Electrical Contacts (Holm), 2014 IEEE 60th Holm Conference on*. [S.l.], 2014. p. 1–7. Citado na página 41.

[29] ARANCIBIA, A.; STRUNZ, K.; MANCILLA-DAVID, F. A unified single-and three-phase control for grid connected electric vehicles. *Smart Grid, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 4, n. 4, p. 1780–1790, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 52.

[30] YILMAZ, M.; KREIN, P. T. Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 28, n. 5, p. 2151–2169, 2013. Citado 3 vezes nas páginas 41, 42 e 43.

[31] WILLIAMSON, S. S.; RATHORE, A. K.; MUSAVI, F. Industrial electronics for electric transportation: Current state-of-the-art and future challenges. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 62, n. 5, p. 3021–3032, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 42 e 43.

[32] MILLER, J.; DAGA, A. Elements of wireless power transfer essential to high power charging of heavy duty vehicles. *Transportation Electrification, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 1, n. 1, p. 26–39, 2015. Citado 3 vezes nas páginas 42, 43 e 60.

[33] KUPERMAN, A. et al. Battery charger for electric vehicle traction battery switch station. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 60, n. 12, p. 5391–5399, 2013. Citado na página 42.

[34] JOOS, G.; JR, M. D. F.; DUBOIS, M. Design and simulation of a fast charging station for phev/ev batteries. In: IEEE. *Electric Power and Energy Conference (EPEC), 2010 IEEE*. [S.l.], 2010. p. 1–5. Citado na página 43.

[35] DUSMEZ, S.; COOK, A.; KHALIGH, A. Comprehensive analysis of high quality power converters for level 3 off-board chargers. In: IEEE. *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2011 IEEE*. [S.l.], 2011. p. 1–10. Citado na página 43.

[36] FOX, G. H. Electric vehicle charging stations: are we prepared? *Industry Applications Magazine, IEEE*, IEEE, v. 19, n. 4, p. 32–38, 2013. Citado na página 43.

[37] MONTEIRO, V. et al. Comprehensive comparison of a current-source and a voltage-source converter for three-phase ev fast battery chargers. In: IEEE. *Compatibility and Power Electronics (CPE), 2015 9th International Conference on*. [S.l.], 2015. p. 173–178. Citado na página 43.

[38] AGGELER, D. et al. Ultra-fast dc-charge infrastructures for ev-mobility and future smart grids. In: IEEE. *Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT Europe), 2010 IEEE PES*. [S.l.], 2010. p. 1–8. Citado 2 vezes nas páginas 43 e 63.

[39] TAN, L. et al. Comprehensive dc power balance management in high-power three-level dc-dc converter for electric vehicle fast charging. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 31, n. 1, p. 89–100, 2016. Citado na página 43.

[40] TAN, L.; ZHU, N.; WU, B. An integrated inductor for eliminating circulating current of parallel three-level dc–dc converter-based ev fast charger. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 63, n. 3, p. 1362–1371, 2016. Citado na página 43.

[41] MONTEIRO, V.; GONÇALVES, H.; AFONSO, J. L. Impact of electric vehicles on power quality in a smart grid context. In: IEEE. *Electrical Power Quality and Utilisation (EPQU), 2011 11th International Conference on*. [S.l.], 2011. p. 1–6. Citado na página 44.

[42] FIGUEIREDO, J. P. M.; TOFOLI, F. L.; SILVA, B. L. A. A review of single-phase pfc topologies based on the boost converter. In: IEEE. *Industry Applications (INDUSCON), 2010 9th IEEE/IAS International Conference on*. [S.l.], 2010. p. 1–6. Citado na página 44.

[43] KHALIGH, A.; DUSMEZ, S. Comprehensive topological analysis of conductive and inductive charging solutions for plug-in electric vehicles. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 61, n. 8, p. 3475–3489, 2012. Citado na página 44.

[44] MUSAVI, F. et al. Evaluation and efficiency comparison of front end ac-dc plug-in hybrid charger topologies. *Smart Grid, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 3, n. 1, p. 413–421, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 75.

[45] BERTOLUZZO, M.; ZABIHI, N.; BUJA, G. Overview on battery chargers for plug-in electric vehicles. In: IEEE. *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International*. [S.l.], 2012. p. LS4d.1–1–LS4d.1–7. Citado na página 44.

[46] YILMAZ, M.; KREIN, P. T. Review of charging power levels and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles. In: IEEE. *Electric Vehicle Conference (IEVC), 2012 IEEE International*. [S.l.], 2012. p. 1–8. Citado na página 44.

[47] YILMAZ, M.; KREIN, P. T. Review of integrated charging methods for plug-in electric and hybrid vehicles. In: IEEE. *Vehicular Electronics and Safety (ICVES), 2012 IEEE International Conference on*. [S.l.], 2012. p. 346–351. Citado na página 44.

[48] SFAKIANAKIS, E. G.; EVERTS, J.; LOMONOVA, E. A. Overview of the requirements and implementations of bidirectional isolated ac-dc converters for automotive battery charging applications. In: IEEE. *Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), 2015 Tenth International Conference on*. [S.l.], 2015. p. 1–12. Citado na página 44.

[49] SU, G.-J.; TANG, L. Using onboard electrical propulsion systems to provide plug-in charging, v2g and mobile power generation capabilities for hevs. In: IEEE. *Electric Vehicle Conference (IEVC), 2012 IEEE International*. [S.l.], 2012. p. 1–8. Citado na página 44.

[50] KOUSHKI, B. et al. Review and comparison of bi-directional ac-dc converters with v2g capability for on-board ev and hev. In: IEEE. *Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2014 IEEE*. [S.l.], 2014. p. 1–6. Citado na página 44.

[51] WU, H. H. et al. A review on inductive charging for electric vehicles. In: IEEE. *Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2011 IEEE International*. [S.l.], 2011. p. 143–147. Citado na página 44.

[52] MUSAVI, F. et al. Energy efficiency in plug-in hybrid electric vehicle chargers: evaluation and comparison of front end ac-dc topologies. In: IEEE. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*. [S.l.], 2011. p. 273–280. Citado na página 44.

[53] ERB, D. C.; ONAR, O. C.; KHALIGH, A. Bi-directional charging topologies for plug-in hybrid electric vehicles. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*. [S.l.], 2010. p. 2066–2072. Citado na página 44.

[54] DU, Y. et al. Review of non-isolated bi-directional dc-dc converters for plug-in hybrid electric vehicle charge station application at municipal parking decks. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*. [S.l.], 2010. p. 1145–1151. Citado na página 44.

[55] SINGH, B. et al. A review of single-phase improved power quality ac-dc converters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 50, n. 5, p. 962–981, 2003. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 75.

[56] LEE, S. J.; SUL, S. K. An integral battery charger for 4 wheel drive electric vehicle. In: IEEE. *Industry Applications Society Annual Meeting, 1994., Conference Record of the 1994 IEEE*. [S.l.], 1994. p. 448–452. Citado na página 44.

[57] WOO, D.-G. et al. Comparison of integrated battery chargers for plug-in hybrid electric vehicles: Topology and control. In: IEEE. *Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2011 IEEE International*. [S.l.], 2011. p. 1294–1299. Citado na página 44.

[58] SU, G.-J.; TANG, L. An integrated onboard charger and accessory power converter for plug-in electric vehicles. In: IEEE. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*. [S.l.], 2013. p. 1592–1597. Citado na página 44.

[59] SU, G.-J.; TANG, L. A new integrated onboard charger and accessory power converter for plug-in electric vehicles. In: IEEE. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*. [S.l.], 2014. p. 4790–4796. Citado na página 44.

[60] SUBOTIC, I.; BODO, N.; LEVI, E. An ev drive-train with integrated fast charging capability. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 31, n. 2, p. 1461–1471, 2016. Citado na página 44.

[61] HU, K.-W.; YI, P.-H.; LIAW, C.-M. An ev srm drive powered by battery/supercapacitor with g2v and v2h/v2g capabilities. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 62, n. 8, p. 4714–4727, 2015. Citado na página 44.

[62] SUBOTIC, I. et al. Onboard integrated battery charger for evs using an asymmetrical nine-phase machine. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 62, n. 5, p. 3285–3295, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 54.

[63] SUBOTIC, I.; LEVI, E. A review of single-phase on-board integrated battery charging topologies for electric vehicles. In: IEEE. *Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD), 2015 IEEE Workshop on*. [S.l.], 2015. p. 136–145. Citado na página 44.

[64] LEVI, E. Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 63, n. 1, p. 433–448, 2016. Citado na página 44.

[65] CHOI, G.-G. et al. 10kw rapid-charger for electric vehicle considering vehicle to grid (v2g). In: IEEE. *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International*. [S.l.], 2012. v. 4, p. 2668–2672. Citado na página 45.

[66] TAN, K. M.; RAMACHANDARAMURTHY, V. K.; YONG, J. Y. Bidirectional battery charger for electric vehicle. In: IEEE. *Innovative Smart Grid Technologies-Asia (ISGT Asia), 2014 IEEE*. [S.l.], 2014. p. 406–411. Citado na página 45.

[67] MONTEIRO, V. et al. On-board electric vehicle battery charger with enhanced v2h operation mode. In: IEEE. *Industrial Electronics Society, IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE*. [S.l.], 2014. p. 1636–1642. Citado na página 45.

[68] DUSMEZ, S.; KHALIGH, A. Cost effective solutions to level 3 on-board battery chargers. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE*. [S.l.], 2012. p. 2121–2127. Citado na página 45.

[69] THIMMESCH, D. An scr inverter with an integral battery charger for electric vehicles. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IEEE, IA-21, n. 4, p. 1023–1029, 1985. Citado na página 45.

[70] HAGHBIN, S. et al. Grid-connected integrated battery chargers in vehicle applications: Review and new solution. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 60, n. 2, p. 459–473, 2013. Citado na página 45.

[71] SUBOTIC, I. et al. Isolated chargers for evs incorporating six-phase machines. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 63, n. 1, p. 653–664, 2016. Citado na página 45.

[72] TANG, L.; SU, G.-J. A low-cost, digitally-controlled charger for plug-in hybrid electric vehicles. In: IEEE. *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*. [S.l.], 2009. p. 3923–3929. Citado na página 45.

[73] HU, Y. et al. Split converter-fed srm drive for flexible charging in ev/hev applications. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 62, n. 10, p. 6085–6095, 2015. Citado na página 46.

[74] HAGHBIN, S. et al. An isolated high-power integrated charger in electrified-vehicle applications. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 60, n. 9, p. 4115–4126, 2011. Citado na página 46.

[75] HAGHBIN, S.; THIRINGER, T.; CARLSON, O. An integrated split-phase dual-inverter permanent magnet motor drive and battery charger for grid-connected electric or hybrid vehicles. In: IEEE. *Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on*. [S.l.], 2012. p. 1941–1947. Citado na página 46.

[76] HAGHBIN, S. et al. An integrated 20-kw motor drive and isolated battery charger for plug-in vehicles. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 28, n. 8, p. 4013–4029, 2013. Citado na página 46.

[77] WOO, D.-G. et al. Advanced integrated battery chargers for plug-in hybrid electric vehicles. In: IEEE. *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2012 IEEE*. [S.l.], 2012. p. 783–788. Citado 2 vezes nas páginas 46 e 54.

[78] CHEN, H.; WANG, X.; KHALIGH, A. A single stage integrated bidirectional ac/dc and dc/dc converter for plug-in hybrid electric vehicles. In: IEEE. *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2011 IEEE*. [S.l.], 2011. p. 1–6. Citado na página 46.

[79] DUSMEZ, S.; KHALIGH, A. A charge-nonlinear-carrier-controlled reduced-part single-stage integrated power electronics interface for automotive applications. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 63, n. 3, p. 1091–1103, 2014. Citado na página 46.

[80] DUSMEZ, S.; KHALIGH, A. Generalized technique of compensating low-frequency component of load current with a parallel bidirectional dc/dc converter. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 29, n. 11, p. 5892–5904, 2014. Citado na página 47.

[81] DUSMEZ, S. et al. A simple control scheme for active power filtering in ultracapacitor assisted plug-in hybrid electric vehicles. In: IEEE. *Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2012 IEEE*. [S.l.], 2012. p. 1–6. Citado na página 47.

[82] NORRGA, S. Experimental study of a soft-switched isolated bidirectional ac–dc converter without auxiliary circuit. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 21, n. 6, p. 1580–1587, 2006. Citado na página 47.

[83] CASTELINO, G. et al. A bi-directional, isolated, single-stage, dab-based ac-dc converter with open-loop power factor correction and other advanced features. In: IEEE. *Industrial Technology (ICIT), 2012 IEEE International Conference on*. [S.l.], 2012. p. 938–943. Citado 2 vezes nas páginas 47 e 48.

[84] WEISE, N. D.; MOHAPATRA, K. K.; MOHAN, N. Universal utility interface for plug-in hybrid electric vehicles with vehicle-to-grid functionality. In: IEEE. *Power and Energy Society General Meeting, 2010 IEEE*. [S.l.], 2010. p. 1–8. Citado na página 48.

[85] WEISE, N. D.; BASU, K.; MOHAN, N. Advanced modulation strategy for a three-phase ac-dc dual active bridge for v2g. In: IEEE. *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2011 IEEE*. [S.l.], 2011. p. 1–6. Citado na página 48.

[86] VAISHNAV, S. N.; KRISHNASWAMI, H. Single-stage isolated bi-directional converter topology using high frequency ac link for charging and v2g applications of phev. In: IEEE. *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2011 IEEE*. [S.l.], 2011. p. 1–4. Citado na página 48.

[87] KRISHNAMOORTHY, H. S.; GARG, P.; ENJETI, P. N. A matrix converter-based topology for high power electric vehicle battery charging and v2g application. In: IEEE. *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.], 2012. p. 2866–2871. Citado na página 48.

[88] THRIMAWITHANA, D. J. et al. A novel matrix converter based resonant dual active bridge for v2g applications. In: IEEE. *IPEC, 2012 Conference on Power & Energy*. [S.l.], 2012. p. 503–508. Citado na página 48.

[89] VARAJÃO, D. et al. Impact of phase-shift modulation on the performance of a single-stage bidirectional electric vehicle charger. In: IEEE. *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.], 2012. p. 5215–5220. Citado na página 48.

[90] JAUCH, F.; BIELA, J. Single-phase single-stage bidirectional isolated zvs ac-dc converter with pfc. In: IEEE. *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International*. [S.l.], 2012. p. LS5d.1–1–LS5d.1–8. Citado 2 vezes nas páginas 48 e 49.

[91] WEISE, N. D. et al. A single-stage dual-active-bridge-based soft switched ac–dc converter with open-loop power factor correction and other advanced features. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 29, n. 8, p. 4007–4016, 2014. Citado na página 48.

[92] SANDOVAL, J. J.; ESSAKIAPPAN, S.; ENJETI, P. A bidirectional series resonant matrix converter topology for electric vehicle dc fast charging. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2015 IEEE*. [S.l.], 2015. p. 3109–3116. Citado na página 48.

[93] SHIN, C.-J.; LEE, J.-Y. An electrolytic capacitor-less bi-directional ev on-board charger using harmonic modulation technique. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 29, n. 10, p. 5195–5203, 2014. Citado na página 48.

[94] HU, K.-W.; LIAW, C.-M. On a bidirectional adapter with g2b charging and b2x emergency discharging functions. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 61, n. 1, p. 243–257, 2014. Citado na página 49.

[95] DUSMEZ, S.; KHALIGH, A. A compact and integrated multifunctional power electronic interface for plug-in electric vehicles. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 28, n. 12, p. 5690–5701, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 50 e 68.

[96] BENDALL, C.; PETERSON, W. An ev on-board battery charger. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1996. APEC'96. Conference Proceedings 1996., Eleventh Annual*. [S.l.], 1996. v. 1, p. 26–31. Citado na página 50.

[97] SUL, S.-K.; LEE, S.-J. An integral battery charger for four-wheel drive electric vehicle. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 31, n. 5, p. 1096–1099, 1995. Citado na página 50.

[98] LACROIX, S.; LABOURÉ, E.; HILAIRET, M. An integrated fast battery charger for electric vehicle. In: IEEE. *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE*. [S.l.], 2010. p. 1–6. Citado na página 50.

[99] SOLERO, L. Nonconventional on-board charger for electric vehicle propulsion batteries. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 50, n. 1, p. 144–149, 2001. Citado na página 50.

[100] PELLEGRINO, G.; ARMANDO, E.; GUGLIELMI, P. An integral battery charger with power factor correction for electric scooter. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 25, n. 3, p. 751–759, 2010. Citado na página 50.

[101] CHANG, H.-C.; LIAW, C.-M. Development of a compact switched-reluctance motor drive for ev propulsion with voltage-boosting and pfc charging capabilities. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 58, n. 7, p. 3198–3215, 2009. Citado na página 50.

[102] CHANG, H.-C.; LIAW, C.-M. An integrated driving/charging switched reluctance motor drive using three-phase power module. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 58, n. 5, p. 1763–1775, 2011. Citado na página 50.

[103] LIANG, J. et al. Electric air conditioner system with on-board charger for phev. In: IEEE. *Information and Automation (ICIA), 2011 IEEE International Conference on*. [S.l.], 2011. p. 421–426. Citado na página 50.

[104] WANG, L. et al. A novel battery charger for plug-in hybrid electric vehicles. In: IEEE. *Information and Automation (ICIA), 2012 International Conference on*. [S.l.], 2012. p. 168–173. Citado na página 50.

[105] LIANG, J.; CHANG, M.; XU, G. Development of integrated bi-directional inverter for switched reluctance motor drive. In: IEEE. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*. [S.l.], 2014. p. 3259–3265. Citado na página 51.

[106] LEE, Y.-J.; KHALIGH, A.; EMADI, A. Advanced integrated bidirectional ac/dc and dc/dc converter for plug-in hybrid electric vehicles. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 58, n. 8, p. 3970–3980, 2009. Citado na página 51.

[107] LEE, Y.-J.; EMADI, A. Integrated bi-directional ac/dc and dc/dc converter for plug-in hybrid electric vehicle conversion. In: IEEE. *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2007. VPPC 2007. IEEE*. [S.l.], 2007. p. 215–222. Citado na página 51.

[108] DUSMEZ, S.; KHALIGH, A. A novel low cost integrated on-board charger topology for electric vehicles and plug-in hybrid electric vehicles. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE*. [S.l.], 2012. p. 2611–2616. Citado na página 51.

[109] TANG, Y. et al. A three-level quasi-two-stage single-phase pfc converter with flexible output voltage and improved conversion efficiency. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 30, n. 2, p. 717–726, 2015. Citado na página 51.

[110] OH, C.-Y. et al. A high-efficient nonisolated single-stage on-board battery charger for electric vehicles. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 28, n. 12, p. 5746–5757, 2013. Citado na página 51.

[111] WANG, H.; KHALIGH, A. Interleaved sepic pfc converter using coupled inductors in pev battery charging applications. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2015 IEEE*. [S.l.], 2015. p. 586–591. Citado 2 vezes nas páginas 51 e 65.

[112] MILANOVIČ, M.; ROŠKARIČ, A.; AUDA, M. Battery charger based on double-buck and boost converter. In: IEEE. *Industrial Electronics, 1999. ISIE'99. Proceedings of the IEEE International Symposium on*. [S.l.], 1999. v. 2, p. 747–752. Citado na página 52.

[113] WEISS, H. W. Adjustable speed ac drive systems for pump and compressor applications. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IEEE, n. 1, p. 162–167, 1974. Citado na página 52.

[114] BOSE, B. K.; LIPO, T. A. Control and simulation of a current-fed linear inductor machine. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IEEE, n. 6, p. 591–600, 1979. Citado na página 52.

[115] ENJETI, P. N. et al. A new pwm speed control system for high-performance ac motor drives. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 37, n. 2, p. 143–151, 1990. Citado na página 52.

[116] DONCKER, R. W. D.; DIVAN, D. M.; H, K. M. A three-phase soft-switched high-power-density dc/dc converter for high-power applications. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 27, n. 1, p. 63–73, 1991. Citado 4 vezes nas páginas 52, 64, 65 e 227.

[117] BOJRUP, M. et al. A dual purpose battery charger for electric vehicles. In: IEEE. *Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE*. [S.l.], 1998. v. 1, p. 565–570. Citado na página 52.

[118] GALLARDO-LOZANO, J. et al. Three-phase bidirectional battery charger for smart electric vehicles. In: IEEE. *Compatibility and Power Electronics (CPE), 2011 7th International Conference-Workshop*. [S.l.], 2011. p. 371–376. Citado na página 52.

[119] BILGIN, B.; EMADI, A.; KRISHNAMURTHY, M. Design considerations for a universal input battery charger circuit for phev applications. In: IEEE. *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on*. [S.l.], 2010. p. 3407–3412. Citado na página 52.

[120] BILGIN, B.; SANTO, E. D.; KRISHNAMURTHY, M. Universal input battery charger circuit for phev applications with simplified controller. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE*. [S.l.], 2011. p. 815–820. Citado na página 52.

[121] PINTO, J. et al. Bidirectional battery charger with grid-to-vehicle, vehicle-to-grid and vehicle-to-home technologies. In: IEEE. *Industrial Electronics Society, IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE*. [S.l.], 2013. p. 5934–5939. Citado na página 52.

[122] PINTO, J. et al. Onboard reconfigurable battery charger for electric vehicles with traction-to-auxiliary mode. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 63, n. 3, p. 1104–1116, 2014. Citado na página 52.

[123] MONTEIRO, V.; PINTO, J. G.; AFONSO, J. L. Operation modes for the electric vehicle in smart grids and smart homes: Present and proposed modes. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, IEEE, PP, p. 1–1, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 52 e 66.

[124] MONTEIRO, V. et al. A novel architecture of a bidirectional bridgeless interleaved converter for ev battery chargers. In: IEEE. *Industrial Electronics (ISIE), 2015 IEEE 24th International Symposium on*. [S.l.], 2015. p. 184–189. Citado na página 52.

[125] TANAKA, T. et al. Smart charger for electric vehicles with power-quality compensator on single-phase three-wire distribution feeders. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 49, n. 6, p. 2628–2635, 2013. Citado na página 52.

[126] JAGANATHAN, S.; GAO, W. Battery charging power electronics converter and control for plug-in hybrid electric vehicle. In: IEEE. *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2009. VPPC'09. IEEE*. [S.l.], 2009. p. 440–447. Citado na página 53.

[127] ONAR, O. C. et al. A bidirectional high-power-quality grid interface with a novel bidirectional noninverted buck–boost converter for phevs. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 61, n. 5, p. 2018–2032, 2012. Citado na página 53.

[128] KANG, T. et al. A design and control of bi-directional non-isolated dc-dc converter for rapid electric vehicle charging system. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE*. [S.l.], 2012. p. 14–21. Citado na página 53.

[129] CHOE, G.-Y. et al. A bi-directional battery charger for electric vehicles using photovoltaic pcs systems. In: IEEE. *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE*. [S.l.], 2010. p. 1–6. Citado na página 53.

[130] SOUSA, L. D.; SILVESTRE, B.; BOUCHEZ, B. A combined multiphase electric drive and fast battery charger for electric vehicles. In: IEEE. *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE*. [S.l.], 2010. p. 1–6. Citado na página 53.

[131] BRUYERE, A. et al. A multiphase traction/fast-battery-charger drive for electric or plug-in hybrid vehicles. In: IEEE. *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*. [S.l.], 2010. p. 1–7. Citado na página 53.

[132] KHAN, M. A.; HUSAIN, I.; SOZER, Y. Integrated electric motor drive and power electronics for bidirectional power flow between the electric vehicle and dc or ac grid. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 28, n. 12, p. 5774–5783, 2013. Citado na página 53.

[133] WOO, D.-G.; JOO, D.-M.; LEE, B.-W. On the feasibility of integrated battery charger utilizing traction motor and inverter in plug-in hybrid electric vehicles. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 30, n. 12, p. 7270–7281, 2015. Citado na página 54.

[134] BODO, N. et al. Single-phase on-board integrated battery charger based on a nine-phase machine. In: IEEE. *Industrial Electronics Society, IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE*. [S.l.], 2014. p. 3210–3216. Citado na página 54.

[135] SUBOTIC, I.; BODO, N.; LEVI, E. Single-phase on-board integrated battery chargers for evs based on multiphase machines. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 31, n. 9, p. 6511–6523, 2016. Citado na página 54.

[136] ERB, D. C.; ONAR, O. C.; KHALIGH, A. An integrated bi-directional power electronic converter with multi-level ac-dc/dc-ac converter and non-inverted buck-boost converter for phevs with minimal grid level disruptions. In: IEEE. *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE*. [S.l.], 2010. p. 1–6. Citado na página 54.

[137] HEGAZY, O.; MIERLO, J. V.; LATAIRE, P. Design and control of bidirectional dc/ac and dc/dc converters for plug-in hybrid electric vehicles. In: IEEE. *Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), 2011 International Conference on*. [S.l.], 2011. p. 1–7. Citado na página 54.

[138] HEGAZY, O. et al. A comparative study of different control strategies of on-board battery chargers for battery electric vehicles. In: IEEE. *Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), 2013 8th International Conference and Exhibition on*. [S.l.], 2013. p. 1–6. Citado na página 54.

[139] HEGAZY, O. et al. An advanced power electronics interface for electric vehicles applications. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 28, n. 12, p. 5508–5521, 2013. Citado na página 54.

[140] PRIYA, M. S.; BALASUBRAMANIAN, R. Analysis of multidevice interleaved boost converter for high power applications. In: IEEE. *Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT), 2014 International Conference on*. [S.l.], 2014. p. 320–327. Citado 2 vezes nas páginas 54 e 72.

[141] KIM, S.-h.; KANG, F.-s. Bidirectional converter uniyfiying ac-to-dc power factor corrected converter and buck-boost dc-to-dc converter for a v2h application. In: IEEE. *Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2013 IEEE 10th International Conference on*. [S.l.], 2013. p. 814–817. Citado na página 54.

[142] LATOS, T.; BOSACK, D. A high efficiency 3 kw switchmode battery charger. In: *PESC'82; 13th Annual Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 1982. v. 1, p. 341–349. Citado na página 55.

[143] BENDIEN, J. C.; FREGIEN, G.; WYK, J. D. V. High-efficiency on-board battery charger with transformer isolation, sinusoidal input current and maximum power factor. In: IET. *IEE Proceedings B (Electric Power Applications)*. [S.l.], 1986. v. 133, n. 4, p. 197–204. Citado na página 55.

[144] COX, N. R. A universal power converter for emergency charging of electric vehicle batteries. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC'95. Conference Proceedings 1995., Tenth Annual*. [S.l.], 1995. p. 965–969. Citado na página 55.

[145] SHI, L.; MEINTZ, A.; FERDOWSI, M. Single-phase bidirectional ac-dc converters for plug-in hybrid electric vehicle applications. In: IEEE. *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC'08. IEEE*. [S.l.], 2008. p. 1–5. Citado na página 55.

[146] KUTKUT, N. H. A full bridge lcl resonant battery charger for an ev conductive coupler. In: IEEE. *Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98 Record. 29th Annual IEEE*. [S.l.], 1998. v. 2, p. 2069–2075. Citado na página 55.

[147] WU, T.-F. et al. Analysis and design of a battery charger with interleaved pfc based on an asymmetrical half-bridge topology. In: IEEE. *Telecommunications Energy Conference, 2003. INTELEC'03. The 25th International*. [S.l.], 2003. p. 579–585. Citado na página 55.

[148] HUNG, J.-C. et al. High power factor single-stage zvs charger with coupled inductors. In: IEEE. *Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*. [S.l.], 2003. v. 3, p. 1890–1897. Citado na página 56.

[149] MUSAVI, F.; EBERLE, W.; DUNFORD, W. G. A high-performance single-phase ac-dc power factor corrected boost converter for plug in hybrid electric vehicle battery chargers. In: IEEE. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*. [S.l.], 2010. p. 3588–3595. Citado na página 56.

[150] MUSAVI, F.; EBERLE, W.; DUNFORD, W. G. Efficiency evaluation of single-phase solutions for ac-dc pfc boost converters for plug-in-hybrid electric vehicle battery chargers. In: IEEE. *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE*. [S.l.], 2010. p. 1–6. Citado na página 56.

[151] MUSAVI, F.; EBERLE, W.; DUNFORD, W. G. A high-performance single-phase bridgeless interleaved pfc converter for plug-in hybrid electric vehicle battery chargers. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 47, n. 4, p. 1833–1843, 2011. Citado na página 56.

[152] MUSAVI, F.; EBERLE, W.; DUNFORD, W. G. A phase shifted semi-bridgeless boost power factor corrected converter for plug in hybrid electric vehicle battery chargers. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE*. [S.l.], 2011. p. 821–828. Citado na página 56.

[153] WHITAKER, B. et al. A high-density, high-efficiency, isolated on-board vehicle battery charger utilizing silicon carbide power devices. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 29, n. 5, p. 2606–2617, 2014. Citado na página 56.

[154] LI, S.; DENG, J.; MI, C. C. Single-stage resonant battery charger with inherent power factor correction for electric vehicles. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 62, n. 9, p. 4336–4344, 2013. Citado na página 56.

[155] MISHIMA, T.; AKAMATSU, K.; NAKAOKA, M. A high frequency-link secondary-side phase-shifted full-range soft-switching pwm dc–dc converter with zcs active rectifier for ev battery chargers. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 28, n. 12, p. 5758–5773, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 56 e 64.

[156] MORIMOTO, T. et al. Zero-voltage and zero-current hybrid soft-switching phase-shifted pwm dc-dc power converter for high power applications. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE*. [S.l.], 2000. v. 1, p. 104–110. Citado na página 56.

[157] AKAMATSU, K.; MISHIMA, T.; NAKAOKA, M. A secondary-side phase-shifted zero voltage and zero current full-range soft-switching pwm dc-dc converter for ev battery chargers. In: IEEE. *Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2012 International Conference on*. [S.l.], 2012. p. 1–6. Citado na página 57.

[158] BAI, H. et al. Design of an 11 kw power factor correction and 10 kw zvs dc/dc converter for a high-efficiency battery charger in electric vehicles. *IET Power Electronics*, IET, v. 5, n. 9, p. 1714–1722, 2012. Citado na página 57.

[159] YINGCHAO, Z. et al. Implementation of high efficiency batteries charger for ev based on pwm rectifier. In: IEEE. *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2012 IEEE*. [S.l.], 2012. p. 1525–1528. Citado na página 57.

[160] TSUCHIYAMA, K.; HOSHI, N.; HARUNA, J. Isolated ac-dc converter using voltage doubler rectifier with half-bridge inverter. In: IEEE. *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2012 IEEE*. [S.l.], 2012. p. 729–734. Citado na página 57.

[161] DENG, J. et al. Design methodology of llc resonant converters for electric vehicle battery chargers. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 63, n. 4, p. 1581–1592, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 57 e 68.

[162] DENG, J. et al. Design of llc resonant converters based on operation-mode analysis for level two phev battery chargers. *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, IEEE, v. 20, n. 4, p. 1595–1606, 2015. Citado na página 57.

[163] KIM, J.-S. et al. Design and implementation of a high-efficiency on-board battery charger for electric vehicles with frequency control strategy. In: IEEE. *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE*. [S.l.], 2010. p. 1–6. Citado na página 57.

[164] RYU, S.-H. et al. Adjustable frequency–duty-cycle hybrid control strategy for full-bridge series resonant converters in electric vehicle chargers. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 61, n. 10, p. 5354–5362, 2014. Citado na página 57.

[165] GAUTAM, D. S. et al. An automotive onboard 3.3-kw battery charger for phev application. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 61, n. 8, p. 3466–3474, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 57 e 64.

[166] GAUTAM, D. S. et al. An automotive onboard 3.3-kw battery charger for phev application. In: IEEE. *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2011 IEEE*. [S.l.], 2011. p. 1–6. Citado na página 57.

[167] PAHLEVANINEZHAD, M. et al. A zvs interleaved boost ac/dc converter used in plug-in electric vehicles. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 27, n. 8, p. 3513–3529, 2012. Citado na página 57.

[168] GAUTAM, D. et al. A zero voltage switching full-bridge dc-dc converter for an on-board phev battery charger. In: IEEE. *Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2012 IEEE*. [S.l.], 2012. p. 1–6. Citado na página 58.

[169] GU, B. et al. Hybrid-switching full-bridge dc–dc converter with minimal voltage stress of bridge rectifier, reduced circulating losses, and filter requirement for electric vehicle battery chargers. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 28, n. 3, p. 1132–1144, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 58 e 64.

[170] GU, B. et al. Zero-voltage-switching pwm resonant full-bridge converter with minimized circulating losses and minimal voltage stresses of bridge rectifiers for electric vehicle battery chargers. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 28, n. 10, p. 4657–4667, 2013. Citado na página 58.

[171] GAUTAM, D. S. et al. A zero voltage switching full-bridge dc-dc converter with capacitive output filter for a plug-in-hybrid electric vehicle battery charger. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 IEEE*. [S.l.], 2012. p. 1381–1386. Citado na página 58.

[172] GAUTAM, D. S. et al. A zero-voltage switching full-bridge dc–dc converter with capacitive output filter for plug-in hybrid electric vehicle battery charging. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 28, n. 12, p. 5728–5735, 2013. Citado na página 58.

[173] WANG, H.; DUSMEZ, S.; KHALIGH, A. Design and analysis of a full-bridge llc-based pev charger optimized for wide battery voltage range. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 63, n. 4, p. 1603–1613, 2014. Citado na página 58.

[174] KIM, T.-H.; LEE, S.-J.; CHOI, W. Design and control of the phase shift full bridge converter for the on-board battery charger of the electric forklift. In: IEEE. *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*. [S.l.], 2011. p. 2709–2716. Citado na página 58.

[175] MUSAVI, F. et al. An llc resonant dc–dc converter for wide output voltage range battery charging applications. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 28, n. 12, p. 5437–5445, 2013. Citado na página 58.

[176] MUSAVI, F. et al. A cost effective high-performance smart battery charger for off-road and neighborhood evs. In: IEEE. *Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2012 IEEE*. [S.l.], 2012. p. 1–6. Citado na página 58.

[177] OH, C.-Y. et al. Design of resonant network based on power losses analysis of series resonant converter for on-board battery charger in evs. In: IEEE. *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2012 IEEE*. [S.l.], 2012. p. 1048–1053. Citado na página 58.

[178] CHAE, H.-J.; MOON, H.-T.; LEE, J.-Y. On-board battery charger for phev without high-voltage electrolytic capacitor. *Electronics letters*, IET, v. 46, n. 25, p. 1691–1692, 2010. Citado na página 58.

[179] CHAE, H. et al. 3.3 kw on board charger for electric vehicle. In: IEEE. *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*. [S.l.], 2011. p. 2717–2719. Citado na página 58.

[180] YOUN, S.-Y.; LEE, J.-Y. Electrolytic-capacitor-less ac/dc electric vehicle on-board battery charger for universal line applications. *Electronics letters*, IET, v. 47, n. 13, p. 768–770, 2011. Citado na página 58.

[181] YOO, K.-M.; KIM, K.-D.; LEE, J.-Y. Single-and three-phase phev onboard battery charger using small link capacitor. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 60, n. 8, p. 3136–3144, 2013. Citado na página 58.

[182] HAN, B.-M. Three-phase on-board battery charger with high-frequency link converter for phev application. In: IEEE. *Industrial Electronics (ISIE), 2013 IEEE International Symposium on*. [S.l.], 2013. p. 1–6. Citado na página 58.

[183] LEE, J.-Y. An el capacitorless ev on-board charger using harmonic modulation technique. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 61, n. 4, p. 1784–1787, 2014. Citado na página 58.

[184] LEE, J.-Y.; CHAE, H.-J. 6.6-kw onboard charger design using dcm pfc converter with harmonic modulation technique and two-stage dc/dc converter. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 61, n. 3, p. 1243–1252, 2014. Citado na página 58.

[185] TAN, N. M.; ABE, T.; AKAGI, H. A 6-kw, 2-kwh lithium-ion battery energy storage system using a bidirectional isolated dc-dc converter. In: IEEE. *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*. [S.l.], 2010. p. 46–52. Citado na página 58.

[186] TAN, N. M. L.; ABE, T.; AKAGI, H. Experimental discussions on operating frequencies of a bidirectional isolated dc-dc converter for a battery energy storage system. In: IEEE. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*. [S.l.], 2013. p. 2333–2340. Citado na página 58.

[187] EBRAHIMI, S. et al. Integrated bidirectional isolated soft-switched battery charger for vehicle-to-grid technology using 4-switch 3ϕ-rectifier. In: IEEE. *Industrial Electronics Society, IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE*. [S.l.], 2013. p. 906–911. Citado na página 58.

[188] SEGARAN, D.; HOLMES, D.; MCGRATH, B. High-performance bi-directional ac-dc converters for phev with minimised dc bus capacitance. In: IEEE. *IECON 2011-37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.], 2011. p. 3620–3625. Citado na página 59.

[189] EVERTS, J. et al. Optimal zvs modulation of single-phase single-stage bidirectional dab ac–dc converters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 29, n. 8, p. 3954–3970, 2014. Citado na página 59.

[190] XUE, L. et al. Dual active bridge-based battery charger for plug-in hybrid electric vehicle with charging current containing low frequency ripple. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 30, n. 12, p. 7299–7307, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 59 e 75.

[191] EBRAHIMI, S. et al. A single-phase integrated bidirectional plug-in hybrid electric vehicle battery charger. In: IEEE. *Industrial Electronics Society, IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE*. [S.l.], 2014. p. 1137–1142. Citado na página 59.

[192] PAHLEVANI, M.; JAIN, P. A fast dc-bus voltage controller for bidirectional single-phase ac/dc converters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 30, n. 8, p. 4536–4547, 2015. Citado na página 59.

[193] KIM, S.; KANG, F.-s. Multifunctional onboard battery charger for plug-in electric vehicles. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 62, n. 6, p. 3460–3472, 2015. Citado na página 59.

[194] KIM, S.; KANG, F.-S. Hybrid battery charging system combining obc with ldc for electric vehicles. In: IEEE. *Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014-ECCE-ASIA), 2014 International*. [S.l.], 2014. p. 2260–2265. Citado na página 59.

[195] NGO, T.; WON, J.; NAM, K. A single-phase bidirectional dual active half-bridge converter. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE*. [S.l.], 2012. p. 1127–1133. Citado na página 59.

[196] CHOI, J.-M. et al. Design of leakage inductance in resonant dc-dc converter for electric vehicle charger. *Magnetics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 48, n. 11, p. 4417–4420, 2012. Citado na página 59.

[197] YAN, X. et al. A bidirectional power converter for electric vehicles in v2g systems. In: IEEE. *Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2013 IEEE International*. [S.l.], 2013. p. 254–259. Citado na página 59.

[198] CHEN, B.-Y.; LAI, Y.-S. New digital-controlled technique for battery charger with constant current and voltage control without current feedback. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 59, n. 3, p. 1545–1553, 2012. Citado na página 59.

[199] PAHLEVANINEZHAD, M. et al. A novel zvzcs full-bridge dc/dc converter used for electric vehicles. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 27, n. 6, p. 2752–2769, 2012. Citado na página 59.

[200] WANG, H.; DUSMEZ, S.; KHALIGH, A. Design considerations for a level-2 on-board pev charger based on interleaved boost pfc and llc resonant converters. In: IEEE. *Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2013 IEEE*. [S.l.], 2013. p. 1–8. Citado na página 59.

[201] JIANG, T. et al. A bidirectional llc resonant converter with automatic forward and backward mode transition. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 30, n. 2, p. 757–770, 2015. Citado na página 59.

[202] LEE, B.-K. et al. A pwm srt dc/dc converter for 6.6-kw ev onboard charger. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 63, n. 2, p. 894–902, 2016. Citado na página 59.

[203] LEE, I.-O. Hybrid dc–dc converter with phase-shift or frequency modulation for nev battery charger. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 63, n. 2, p. 884–893, 2016. Citado na página 59.

[204] LEE, I.-O. Hybrid pwm-resonant converter for electric vehicle on-board battery chargers. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 31, n. 5, p. 3639–3649, 2016. Citado na página 59.

[205] SHAFIEI, N. et al. Burst mode elimination in high-power llc resonant battery charger for electric vehicles. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 31, n. 2, p. 1173–1188, 2016. Citado na página 60.

[206] AVILA, A. et al. Comparative evaluation of front-and back-end pfc ipt systems for a contactless battery charger. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 54, n. 5, p. 4842–4850, 2018. Citado na página 60.

[207] LU, X. et al. Wireless charging technologies: Fundamentals, standards, and network applications. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, IEEE, v. 18, n. 2, p. 1413–1452, 2016. Citado na página 60.

[208] LEE, J.-Y.; HAN, B.-M. A bidirectional wireless power transfer ev charger using self-resonant pwm. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 30, n. 4, p. 1784–1787, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 60 e 62.

[209] ESTEBAN, B.; SID-AHMED, M.; KAR, N. C. A comparative study of power supply architectures in wireless ev charging systems. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 30, n. 11, p. 6408–6422, 2015. Citado 2 vezes nas páginas 60 e 61.

[210] CHOI, S. Y. et al. Asymmetric coil sets for wireless stationary ev chargers with large lateral tolerance by dominant field analysis. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 29, n. 12, p. 6406–6420, 2014. Citado na página 60.

[211] MUSAVI, F.; EBERLE, W. Overview of wireless power transfer technologies for electric vehicle battery charging. *Power Electronics, IET*, IET, v. 7, n. 1, p. 60–66, 2014. Citado na página 60.

[212] QIU, C. et al. Overview of wireless power transfer for electric vehicle charging. In: IEEE. *Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27), 2013 World*. [S.l.], 2013. p. 1–9. Citado na página 60.

[213] LUKIC, S.; PANTIC, Z. Cutting the cord: Static and dynamic inductive wireless charging of electric vehicles. *Electrification Magazine, IEEE*, IEEE, v. 1, n. 1, p. 57–64, 2013. Citado na página 60.

[214] AYANO, H. et al. Highly efficient contactless electrical energy transmission system. In: IEEE. *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*. [S.l.], 2002. v. 2, p. 1364–1369. Citado na página 60.

[215] ESSER, A. Contactless charging and communication for electric vehicles. *Industry Applications Magazine, IEEE*, IEEE, v. 1, n. 6, p. 4–11, 1995. Citado na página 60.

[216] SAKAMOTO, H. et al. Large air-gap coupler for inductive charger [for electric vehicles]. *Magnetics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 35, n. 5, p. 3526–3528, 1999. Citado na página 60.

[217] LIN, J. Wireless power transfer for cell phones or other mobile communication devices and biological implications [tcc tidbits]. *Microwave Magazine, IEEE*, IEEE, v. 14, n. 5, p. 18–22, 2013. Citado na página 60.

[218] RAMRAKHYANI, A. K.; MIRABBASI, S.; CHIAO, M. Design and optimization of resonance-based efficient wireless power delivery systems for biomedical implants. *Biomedical Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 5, n. 1, p. 48–63, 2011. Citado na página 60.

[219] SI, P. et al. A frequency control method for regulating wireless power to implantable devices. *Biomedical Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 2, n. 1, p. 22–29, 2008. Citado na página 60.

[220] RIEHL, P. S. et al. Wireless power systems for mobile devices supporting inductive and resonant operating modes. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 63, n. 3, p. 780–790, 2015. Citado na página 60.

[221] WANG, X. et al. Wireless power delivery to low-power mobile devices based on retro-reflective beamforming. *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, IEEE, v. 13, p. 919–922, 2014. Citado na página 60.

[222] HUI, S. Planar wireless charging technology for portable electronic products and qi. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 101, n. 6, p. 1290–1301, 2013. Citado na página 60.

[223] SONG, C. et al. Three-phase magnetic field design for low emi and emf automated resonant wireless power transfer charger for uav. In: IEEE. *Wireless Power Transfer Conference (WPTC), 2015 IEEE*. [S.l.], 2015. p. 1–4. Citado na página 60.

[224] OGIHARA, M. et al. Wireless power and data transfer system for station-based autonomous underwater vehicles. In: IEEE. *OCEANS'15 MTS/IEEE Washington*. [S.l.], 2015. p. 1–5. Citado na página 60.

[225] SONG, C. et al. Emi reduction methods in wireless power transfer system for drone electrical charger using tightly coupled three-phase resonant magnetic field. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 65, n. 9, p. 6839–6849, 2018. Citado na página 60.

[226] NAGENDRA, G. R.; COVIC, G. A.; BOYS, J. T. Sizing of inductive power pads for dynamic charging of evs on ipt highways. *IEEE Transactions on Transportation Tlectrification*, IEEE, v. 3, n. 2, p. 405–417, 2017. Citado na página 60.

[227] LI, S.; MI, C. C. Wireless power transfer for electric vehicle applications. *Emerging and Selected Topics in Power Electronics, IEEE Journal of*, IEEE, v. 3, n. 1, p. 4–17, 2015. Citado na página 60.

[228] NI, W. et al. Radio alignment for inductive charging of electric vehicles. *Industrial Informatics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 11, n. 2, p. 427–440, 2015. Citado na página 60.

[229] JIANG, H. et al. Safety considerations of wireless charger for electric vehiclesâĂŤa review paper. In: IEEE. *Product Compliance Engineering (ISPCE), 2012 IEEE Symposium on*. [S.l.], 2012. p. 1–6. Citado na página 60.

[230] HUANG, Z.; WONG, S.-C.; CHI, K. T. Design of a single-stage inductive-power-transfer converter for efficient ev battery charging. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, IEEE, v. 66, n. 7, p. 5808–5821, 2017. Citado na página 60.

[231] SABKI, S. A.; TAN, N. M. L. Wireless power transfer for electric vehicle. In: IEEE. *Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO), 2014 IEEE 8th International*. [S.l.], 2014. p. 41–46. Citado na página 60.

[232] AUVIGNE, C. et al. A dual-topology icpt applied to an electric vehicle battery charger. In: IEEE. *Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on*. [S.l.], 2012. p. 2287–2292. Citado na página 60.

[233] SALLÁN, J. et al. Optimal design of icpt systems applied to electric vehicle battery charge. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 56, n. 6, p. 2140–2149, 2009. Citado na página 60.

[234] WANG, C.-S.; STIELAU, O. H.; COVIC, G. A. Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 52, n. 5, p. 1308–1314, 2005. Citado na página 60.

[235] BOJARSKI, M. et al. Analysis and control of multiphase inductively coupled resonant converter for wireless electric vehicle charger applications. *IEEE transactions on transportation electrification*, IEEE, v. 3, n. 2, p. 312–320, 2017. Citado na página 61.

[236] ZHANG, W. et al. Analysis and comparison of secondary series-and parallel-compensated inductive power transfer systems operating for optimal efficiency and load-independent voltage-transfer ratio. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 29, n. 6, p. 2979–2990, 2014. Citado na página 61.

[237] LI, S. et al. A double-sided lcc compensation network and its tuning method for wireless power transfer. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 64, n. 6, p. 2261–2273, 2015. Citado na página 61.

[238] WANG, C.-S.; COVIC, G. A.; STIELAU, O. H. Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 51, n. 1, p. 148–157, 2004. Citado na página 61.

[239] TRAN, D. H.; CHOI, W. et al. Design of a high-efficiency wireless power transfer system with intermediate coils for the on-board chargers of electric vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 33, n. 1, p. 175–187, 2018. Citado na página 61.

[240] BOSSHARD, R.; KOLAR, J. W. Multi-objective optimization of 50 kw/85 khz ipt system for public transport. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, IEEE, v. 4, n. 4, p. 1370–1382, 2016. Citado na página 61.

[241] WU, H. H. et al. A high efficiency 5 kw inductive charger for evs using dual side control. *Industrial Informatics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 8, n. 3, p. 585–595, 2012. Citado na página 61.

[242] EGAN, M. G. et al. Power-factor-corrected single-stage inductive charger for electric vehicle batteries. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 54, n. 2, p. 1217–1226, 2007. Citado na página 61.

[243] DENG, J. et al. Compact and efficient bipolar coupler for wireless power chargers: Design and analysis. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 30, n. 11, p. 6130–6140, 2015. Citado na página 61.

[244] VU, V.-B.; TRAN, D.-H.; CHOI, W. Implementation of the constant current and constant voltage charge of inductive power transfer systems with the double-sidedlcccompensation topology for electric vehicle battery charge applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 33, n. 9, p. 7398–7410, 2018. Citado na página 61.

[245] LI, W. et al. Integrated lcc compensation topology for wireless charger in electric and plug-in electric vehicles. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 62, n. 7, p. 4215–4225, 2015. Citado na página 61.

[246] LI, W. et al. Comparison study on ss and double-sided lcc compensation topologies for ev/phev wireless chargers. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, IEEE, PP, p. 1–1, 2015. Citado na página 61.

[247] JOY, T. P. E. R.; THIRUGNANAM, K.; KUMAR, P. A multi-point bidirectional contactless charging system in a charging station suitable for evs and phevs applications. In: IEEE. *India Conference (INDICON), 2013 Annual IEEE*. [S.l.], 2013. p. 1–6. Citado na página 61.

[248] MISKIEWICZ, R. M.; MORADEWICZ, A. J.; KAZMIERKOWSKI, M. P. Contactless battery charger with bi-directional energy transfer for plug-in vehicles with vehicle-to-grid capability. In: IEEE. *Industrial Electronics (ISIE), 2011 IEEE International Symposium on*. [S.l.], 2011. p. 1969–1973. Citado na página 61.

[249] MADAWALA, U. K.; THRIMAWITHANA, D. J. A bidirectional inductive power interface for electric vehicles in v2g systems. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 58, n. 10, p. 4789–4796, 2011. Citado na página 62.

[250] THRIMAWITHANA, D. J.; MADAWALA, U. K.; NEATH, M. A p&q based synchronization technique for bi-directional ipt pick-ups. In: IEEE. *Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2011 IEEE Ninth International Conference on*. [S.l.], 2011. p. 40–45. Citado na página 62.

[251] THRIMAWITHANA, D. J.; MADAWALA, U. K. A novel matrix converter based bidirectional ipt power interface for v2g applications. In: IEEE. *Energy Conference and Exhibition (EnergyCon), 2010 IEEE International*. [S.l.], 2010. p. 495–500. Citado na página 62.

[252] WEEARSINGHE, S.; THRIMAWITHANA, D. J.; MADAWALA, U. K. Modeling bidirectional contactless grid interfaces with a soft dc-link. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 30, n. 7, p. 3528–3541, 2015. Citado na página 62.

[253] THRIMAWITHANA, D. J.; MADAWALA, U. K. A generalized steady-state model for bidirectional ipt systems. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 28, n. 10, p. 4681–4689, 2013. Citado na página 62.

[254] CHAN, C. C. The state of the art of electric, hybrid, and fuel cell vehicles. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 95, n. 4, p. 704–718, 2007. Citado na página 63.

[255] KUMAR, L.; GUPTA, K. K.; JAIN, S. Power electronic interface for vehicular electrification. In: IEEE. *Industrial Electronics (ISIE), 2013 IEEE International Symposium on*. [S.l.], 2013. p. 1–6. Citado na página 63.

[256] BAUMAN, J.; KAZERANI, M. A comparative study of fuel-cell–battery, fuel-cell–ultracapacitor, and fuel-cell–battery–ultracapacitor vehicles. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 57, n. 2, p. 760–769, 2008. Citado na página 63.

[257] EHSANI, M.; GAO, Y.; MILLER, J. M. Hybrid electric vehicles: architecture and motor drives. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 95, n. 4, p. 719–728, 2007. Citado na página 63.

[258] RENKEN, F.; WOLF, J. Power electronics for hybrid-drive systems. In: IEEE. *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*. [S.l.], 2007. p. 1–10. Citado 2 vezes nas páginas 63 e 64.

[259] JUNG, C. Power up with 800-v systems: The benefits of upgrading voltage power for battery-electric passenger vehicles. *IEEE Electrification Magazine*, IEEE, v. 5, n. 1, p. 53–58, 2017. Citado na página 63.

[260] LAI, J.-S.; NELSON, D. J. Energy management power converters in hybrid electric and fuel cell vehicles. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 95, n. 4, p. 766–777, 2007. Citado na página 64.

[261] HA, S. P. et al. Two phase interleaved bidirectional dc-dc converter for electric vehicle using variable dc-link voltage. In: IEEE. *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2012 IEEE*. [S.l.], 2012. p. 748–752. Citado na página 64.

[262] KHERALUWALA, M. H. et al. Performance characterization of a high-power dual active bridge dc-to-dc converter. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 28, n. 6, p. 1294–1301, 1992. Citado 2 vezes nas páginas 64 e 227.

[263] ERFANI, M. J.; THIRINGER, T.; HAGHBIN, S. Performance and losses analysis of charging and discharging mode of a bidirectional dc/dc fullbridge converter using pwm switching pattern. In: IEEE. *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2011 IEEE*. [S.l.], 2011. p. 1–6. Citado na página 64.

[264] TAN, N. M.; ABE, T.; AKAGI, H. Topology and application of bidirectional isolated dc-dc converters. In: IEEE. *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*. [S.l.], 2011. p. 1039–1046. Citado na página 64.

[265] ZHAO, B. et al. Overview of dual-active-bridge isolated bidirectional dc–dc converter for high-frequency-link power-conversion system. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 29, n. 8, p. 4091–4106, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 64 e 227.

[266] HAMADA, S.; MICHIHIRA, M.; NAKAOKA, M. Using a tapped inductor for reducing conduction losses in a soft-switching pwm dc-dc converter. In: IET. *Power Electronics and Applications, 1993., Fifth European Conference on*. [S.l.], 1993. p. 130–134. Citado na página 64.

[267] WANG, K. et al. Bi-directional dc to dc converters for fuel cell systems. In: IEEE. *Power Electronics in Transportation, 1998*. [S.l.], 1998. p. 47–51. Citado na página 64.

[268] WANG, K.; LEE, F. C.; LAI, J. Operation principles of bi-directional full-bridge dc/dc converter with unified soft-switching scheme and soft-starting capability. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE*. [S.l.], 2000. v. 1, p. 111–118. Citado na página 64.

[269] XU, R. et al. Design and experimental verification of on-board charger for electric vehicle. In: IEEE. *Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), 2014 International*. [S.l.], 2014. p. 1422–1427. Citado na página 64.

[270] LEE, I.-O.; MOON, G.-W. Half-bridge integrated zvs full-bridge converter with reduced conduction loss for electric vehicle battery chargers. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 61, n. 8, p. 3978–3988, 2014. Citado na página 64.

[271] YANG, M.-K. et al. High-efficiency soft-switching pwm dc-dc converter for electric vehicle battery chargers. In: IEEE. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*. [S.l.], 2013. p. 1092–1095. Citado na página 64.

[272] YANG, M.-K. et al. High-efficiency low-cost soft-swtiching dc-dc converter for ev on-board battery chargers. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2015 IEEE*. [S.l.], 2015. p. 2050–2055. Citado na página 64.

[273] LI, R. et al. Analysis and design of improved isolated full-bridge bidirectional dc-dc converter. In: IEEE. *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*. [S.l.], 2004. v. 1, p. 521–526. Citado na página 64.

[274] WU, T.-F. et al. Comparison of bi-directional isolated full-bridge converters with combinations of active and passive snubbers. In: IEEE. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*. [S.l.], 2011. p. 127–133. Citado na página 64.

[275] LIU, C. et al. Current ripple reduction in 4kw llc resonant converter based battery charger for electric vehicles. In: IEEE. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2015 IEEE*. [S.l.], 2015. p. 6014–6021. Citado na página 64.

[276] BHATTACHARYA, T. et al. Multiphase bidirectional flyback converter topology for hybrid electric vehicles. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 56, n. 1, p. 78–84, 2009. Citado na página 64.

[277] KISACIKOGLU, M. C.; OZPINECI, B.; TOLBERT, L. M. Reactive power operation analysis of a single-phase ev/phev bidirectional battery charger. In: IEEE. *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*. [S.l.], 2011. p. 585–592. Citado na página 64.

[278] KISACIKOGLU, M. C.; KESLER, M.; TOLBERT, L. M. Single-phase on-board bidirectional pev charger for v2g reactive power operation. *Smart Grid, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 6, n. 2, p. 767–775, 2015. Citado na página 64.

[279] KISACIKOGLU, M. C.; OZPINECI, B.; TOLBERT, L. M. Effects of v2g reactive power compensation on the component selection in an ev or phev bidirectional charger. In: IEEE. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*. [S.l.], 2010. p. 870–876. Citado na página 64.

[280] KISACIKOGLU, M. C.; OZPINECI, B.; TOLBERT, L. M. Examination of a phev bidirectional charger system for v2g reactive power compensation. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*. [S.l.], 2010. p. 458–465. Citado na página 64.

[281] KOO, K.-W. et al. Topology comparison for 6.6 kw on board charger: Performance, efficiency, and selection guideline. In: IEEE. *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2012 IEEE*. [S.l.], 2012. p. 1520–1524. Citado na página 65.

[282] CHO, Y.-W. et al. High-efficiency bidirectional dab inverter using a novel hybrid modulation for stand-alone power generating system with low input voltage. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 31, n. 6, p. 4138–4147, 2016. Citado na página 65.

[283] DONCKER, R. W. D.; DIVAN, D. M.; MUSTANSIRH, K. A three-phase soft-switched high power density dc/dc converter for high power applications. *Industry Applications Society Annual Meeting, 1988., Conference Recordof the 1988 IEEE*, IEEE, v. 1, p. 796–805, 1988. Citado na página 65.

[284] WALTER, J.; DONCKER, R. W. D. High-power galvanically isolated dc/dc converter topology for future automobiles. In: IEEE. *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC'03. 2003 IEEE 34th Annual*. [S.l.], 2003. v. 1, p. 27–32. Citado na página 65.

[285] PENG, F. Z. et al. A new zvs bidirectional dc-dc converter for fuel cell and battery application. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 19, n. 1, p. 54–65, 2004. Citado na página 65.

[286] LI, H.; PENG, F. Z. Modeling of a new zvs bi-directional dc-dc converter. *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 40, n. 1, p. 272–283, 2004. Citado na página 65.

[287] JANG, S.-J. et al. Bi-directional dc-dc converter for fuel cell generation system. In: IEEE. *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*. [S.l.], 2004. v. 6, p. 4722–4728. Citado na página 65.

[288] XUEWEI, P.; RATHORE, A. K.; PRASANNA, U. R. Novel soft-switching snubberless naturally clamped current-fed full-bridge front-end-converter-based bidirectional inverter for renewables, microgrid, and ups applications. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 50, n. 6, p. 4132–4141, 2014. Citado na página 65.

[289] SHORTT, D. J. et al. A 600-w four-stage phase-shifted-parallel dc-to-dc converter. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, PE-2, n. 2, p. 101–108, 1987. Citado na página 65.

[290] DAHONO, P. et al. Output ripple analysis of multiphase dc-dc converters. In: IEEE. *Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS'99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on*. [S.l.], 1999. v. 2, p. 626–631. Citado na página 65.

[291] GARCIA, O. et al. Automotive dc-dc bidirectional converter made with many interleaved buck stages. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 21, n. 3, p. 578–586, 2006. Citado na página 65.

[292] NI, L.; PATTERSON, D. J.; HUDGINS, J. L. High power current sensorless bidirectional 16-phase interleaved dc-dc converter for hybrid vehicle application. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 27, n. 3, p. 1141–1151, 2012. Citado na página 65.

[293] GAUTAM, D. et al. An interleaved zvs full-bridge dc-dc converter with capacitive output filter for a phev charger. In: IEEE. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*. [S.l.], 2012. p. 2827–2832. Citado na página 65.

[294] GAUTAM, D. et al. An isolated interleaved dc-dc converter with voltage doubler rectifier for phev battery charger. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE*. [S.l.], 2013. p. 3067–3072. Citado na página 65.

[295] SCHMENGER, J. et al. A 22 kw on-board charger for automotive applications based on a modular design. In: IEEE. *Energy Conversion (CENCON), 2014 IEEE Conference on*. [S.l.], 2014. p. 1–6. Citado na página 65.

[296] STIPPICH, A. et al. Key components of modular propulsion systems for next generation electric vehicles. *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, CPSS, v. 2, n. 4, p. 249–258, 2017. Citado na página 65.

[297] CHOI, W.-Y.; YANG, M.-K.; CHO, H.-S. High-frequency-link soft-switching pwm dc–dc converter for ev on-board battery chargers. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 29, n. 8, p. 4136–4145, 2014. Citado na página 66.

[298] CHOI, S.-C. et al. 10kw rapid charger for electric vehicle with active power filter function. In: IEEE. *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2012 IEEE*. [S.l.], 2012. p. 1037–1041. Citado na página 66.

[299] MONTEIRO, V. et al. Assessment of a battery charger for electric vehicles with reactive power control. In: IEEE. *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.], 2012. p. 5142–5147. Citado na página 66.

[300] RODRIGUES, M. C. B. P. et al. Integrated bidirectional single-phase vehicle-to-grid interface with active power filter capability. In: IEEE. *Power Electronics Conference (COBEP), 2013 Brazilian*. [S.l.], 2013. p. 993–1000. Citado na página 66.

[301] RODRIGUES, M. C. B. P. et al. Simultaneous active power filter and g2v (or v2g) operation of ev on-board power electronics. In: IEEE. *Industrial Electronics Society, IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE*. [S.l.], 2013. p. 4684–4689. Citado na página 66.

[302] HOU, R.; EMADI, A. Applied integrated active filter auxiliary power module for electrified vehicles with single-phase onboard chargers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 32, n. 3, p. 1860–1871, 2017. Citado na página 66.

[303] KISACIKOGLU, M. C.; OZPINECI, B.; TOLBERT, L. M. Ev/phev bidirectional charger assessment for v2g reactive power operation. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 28, n. 12, p. 5717–5727, 2013. Citado na página 66.

[304] ROGGIA, L. et al. Integrated full-bridge-forward dc–dc converter for a residential microgrid application. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 28, n. 4, p. 1728–1740, 2013. Citado na página 67.

[305] MOULI, G. R. C.; BAUER, P.; ZEMAN, M. Comparison of system architecture and converter topology for a solar powered electric vehicle charging station. In: IEEE. *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia), 2015 9th International Conference on*. [S.l.], 2015. p. 1908–1915. Citado na página 67.

[306] HU, K.-W.; LIAW, C.-M. Incorporated operation control of dc microgrid and electric vehicle. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 63, n. 1, p. 202–215, 2016. Citado na página 67.

[307] KAKIGANO, H. et al. Distribution voltage control for dc microgrid by converters of energy storages considering the stored energy. In: IEEE. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*. [S.l.], 2010. p. 2851–2856. Citado na página 67.

[308] KIM, Y.-S. et al. Optimal design and control of obc-ldc integrated power unit for electric vehicles. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE*. [S.l.], 2014. p. 3192–3198. Citado na página 67.

[309] JALAKAS, T.; ZAKIS, J. Experimental verification of light electric vehicle charger multi-port topology. In: IEEE. *Compatibility and Power Electronics (CPE), 2015 9th International Conference on*. [S.l.], 2015. p. 415–418. Citado na página 67.

[310] HINTZ, A.; PRASANNA, U. R.; RAJASHEKARA, K. Novel modular multiple-input bidirectional dc–dc power converter (mipc) for hev/fcv application. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 62, n. 5, p. 3163–3172, 2015. Citado na página 67.

[311] UDDIN, K. et al. The effects of high frequency current ripple on electric vehicle battery performance. *Applied energy*, Elsevier, v. 178, p. 142–154, 2016. Citado na página 67.

[312] BRAND, M. J. et al. The influence of current ripples on the lifetime of lithium-ion batteries. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, IEEE, v. 67, n. 11, p. 10438–10445, 2018. Citado na página 68.

[313] NING, G.; HARAN, B.; POPOV, B. N. Capacity fade study of lithium-ion batteries cycled at high discharge rates. *Journal of power sources*, Elsevier, v. 117, n. 1-2, p. 160–169, 2003. Citado na página 68.

[314] XU, B. et al. Modeling of lithium-ion battery degradation for cell life assessment. *IEEE Transactions on Smart Grid*, IEEE, v. 9, n. 2, p. 1131–1140, 2018. Citado na página 68.

[315] STROE, D.-I. et al. Degradation behavior of lithium-ion batteries during calendar ageingâĂŤthe case of the internal resistance increase. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 54, n. 1, p. 517–525, 2018. Citado na página 68.

[316] KIM, J. et al. Stable configuration of a li-ion series battery pack based on a screening process for improved voltage/soc balancing. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 27, n. 1, p. 411–424, 2012. Citado na página 68.

[317] RAHIMI-EICHI, H. et al. Battery management system: an overview of its application in the smart grid and electric vehicles. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, IEEE, v. 7, n. 2, p. 4–16, 2013. Citado na página 68.

[318] SALAMEH, M. et al. Thermal state of charge estimation in phase change composites for passively cooled lithium-ion battery packs. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 54, n. 1, p. 426–436, 2018. Citado na página 68.

[319] JEONG, M.-G.; KIM, S.-H.; YOO, C. Switching battery charger integrated circuit for mobile devices in a 130-nm bcdmos process. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 31, n. 11, p. 7943–7952, 2016. Citado na página 68.

[320] KUTKUT, N. H. et al. Design considerations for charge equalization of an electric vehicle battery system. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 35, n. 1, p. 28–35, 1999. Citado na página 68.

[321] HAN, W.; ZHANG, L.; HAN, Y. System-theoretic analysis of battery systems during equalization, charging, and discharging. In: IEEE. *Automation Science and Engineering (CASE), 2014 IEEE International Conference on*. [S.l.], 2014. p. 158–163. Citado na página 68.

[322] CHEN, H.; ZHANG, L.; HAN, Y. System-theoretic analysis of a class of battery equalization systems: mathematical modeling and performance evaluation. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 64, n. 4, p. 1445–1457, 2015. Citado na página 68.

[323] DONG, B.; LI, Y.; HAN, Y. Parallel architecture for battery charge equalization. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 30, n. 9, p. 4906–4913, 2015. Citado na página 68.

[324] PARK, H.-S. et al. Design of a charge equalizer based on battery modularization. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 58, n. 7, p. 3216–3223, 2009. Citado na página 68.

[325] KARNJANAPIBOON, C.; JIRASEREEAMORNKUL, K.; MONYAKUL, V. High efficiency battery management system for serially connected battery string. In: IEEE. *Industrial Electronics, 2009. ISIE 2009. IEEE International Symposium on*. [S.l.], 2009. p. 1504–1509. Citado na página 68.

[326] YANG, D.; LI, S.; QI, G. A bidirectional flyback cell equalizer for series-connected lithium iron phosphate batteries. In: IEEE. *Power Electronics Systems and Applications (PESA), 2015 6th International Conference on*. [S.l.], 2015. p. 1–5. Citado na página 68.

[327] SALAZAR, L. D.; ZIOGAS, P. D. A high-frequency two-switch forward converter with optimized performance. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 37, n. 6, p. 496–505, 1990. Citado 2 vezes nas páginas 69 e 70.

[328] HAN, F.; GUANGHAI, G.; XU, D. Two interleaving methods for two-transistor forward converter. In: IEEE. *Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. IPEMC 2000. The Third International*. [S.l.], 2000. v. 2, p. 757–762. Citado na página 69.

[329] PICCIRILLO, F.; OCCHIENA, C. Off-line switching rectifier for energy plant. In: IEEE. *Telecommunications Energy Conference, 1989. INTELEC'89. Conference Proceedings., Eleventh International*. [S.l.], 1989. p. 1–5. Citado na página 69.

[330] WOO, S.; SUN, Y.; LEE, H. A-50 v/100 amp high frequency switch mode rectifier unit and its application to digital switching system. In: IEEE. *Telecommunications Energy Conference, 1989. INTELEC'89. Conference Proceedings., Eleventh International*. [S.l.], 1989. p. 1–5. Citado na página 69.

[331] JACOBSON, B.; MCGINTY, J.; SALAMEH, Z. A two-stage two-phase double-forward converter for pulsed-load applications. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1989. APEC'89. Conference Proceedings 1989., Fourth Annual IEEE*. [S.l.], 1989. p. 46–55. Citado na página 69.

[332] WONG, L.-P. et al. Two-phase forward converter using an integrated magnetic component. *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 40, n. 4, p. 1294–1310, 2004. Citado na página 69.

[333] ZHANG, M. T.; JOVANOVIĆ, M. M.; LEE, F. C. Analysis, design, and evaluation of forward converter with distributed magnetics-interleaving and transformer paralleling. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC'95. Conference Proceedings 1995., Tenth Annual*. [S.l.], 1995. p. 315–321. Citado na página 69.

[334] ZHANG, M. T.; JOVANOVIĆ, M. M.; LEE, F. C. Analysis and evaluation of interleaving techniques in forward converters. *IEEE transactions on power electronics*, v. 13, n. 4, p. 690–698, 1998. Citado 2 vezes nas páginas 69 e 87.

[335] FENG, H.; XU, D.; LEE, Y. Comparison of interleaving methods of two-transistor forward converters. In: IEEE. *Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS'99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on*. [S.l.], 1999. v. 2, p. 632–637. Citado 4 vezes nas páginas 69, 70, 87 e 135.

[336] HAMADA, S.; NAKAOKA, M. A novel zero-voltage and zero-current switching pwm dc-dc converter with reduced conduction losses. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 17, n. 3, p. 413–419, 2002. Citado 3 vezes nas páginas 69, 70 e 135.

[337] HAN, F.; DEHONG, X.; MATSUI, M. A novel zvt circuit for interleaving two-transistor forward converter. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE*. [S.l.], 2000. v. 2, p. 754–759. Citado na página 69.

[338] SHI, J. et al. A novel combined converter with naturally sharing input-current and high voltage gain applied in aeronautical power supplies. In: IEEE. *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE*. [S.l.], 2004. v. 2, p. 1121–1126. Citado na página 69.

[339] FOREST, F. et al. Multicell interleaved flyback using intercell transformers. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 22, n. 5, p. 1662–1671, 2007. Citado na página 69.

[340] MATSUO, H.; HARADA, K. New dc-dc converters with an energy storage reactor. *Magnetics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 13, n. 5, p. 1211–1213, 1977. Citado na página 70.

[341] GRANT, D.; DARROMAN, Y. Watkins-johnson converter completes tapped inductor converter matrix. *Electronics letters*, The Institution of Engineering & Technology, v. 39, n. 3, p. 271–272, 2003. Citado na página 70.

[342] DARROMAN, Y.; FERRÉ, A. 42-v/3-v watkins-johnson converter for automotive use. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 21, n. 3, p. 592–602, 2006. Citado na página 70.

[343] MATSUO, H.; HARADA, K. The cascade connection of switching regulators. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IEEE, n. 2, p. 192–198, 1976. Citado na página 70.

[344] MAKSIMOVIĆ, D.; ĆUK, S. General properties and synthesis of pwm dc-to-dc converters. In: IEEE. *Power Electronics Specialists Conference, 1989. PESC'89 Record., 20th Annual IEEE*. [S.l.], 1989. p. 515–525. Citado na página 70.

[345] MAKSIMOVIĆ, D.; ĆUK, S. Switching converters with wide dc conversion range. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 6, n. 1, p. 151–157, 1991. Citado 2 vezes nas páginas 70 e 108.

[346] WIJERATNE, D. S.; MOSCHOPOULOS, G. Quadratic power conversion for power electronics: principles and circuits. *Circuits and Systems I: Regular Papers, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 59, n. 2, p. 426–438, 2012. Citado na página 70.

[347] PIETKIEWICZ, A.; TOLLIK, D. Systematic derivation of two-state switching dc-dc converter structures. In: IEEE. *Telecommunications Energy Conference, 1984. INTELEC'84. International*. [S.l.], 1984. p. 473–477. Citado na página 71.

[348] BASCOPÉ, G. V. T.; BARBI, I. Generation of a family of non-isolated dc-dc pwm converters using new three-state switching cells. In: IEEE. *Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual*. [S.l.], 2000. v. 2, p. 858–863. Citado 6 vezes nas páginas 71, 72, 73, 233, 234 e 235.

[349] BALESTERO, J. P. R. et al. A dc–dc converter based on the three-state switching cell for high current and voltage step-down applications. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 28, n. 1, p. 398–407, 2013. Citado na página 71.

[350] BALESTERO, J. P. R. et al. Power factor correction boost converter based on the three-state switching cell. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 59, n. 3, p. 1565–1577, 2012. Citado na página 71.

[351] WEINBERG, A. H.; SCHREUDERS, J. A high-power high-voltage dc-dc converter for space applications. *Power Electronics, Ieee Transactions On*, IEEE, n. 3, p. 148–160, 1986. Citado na página 71.

[352] BASCOPÉ, G. V. T.; BARBI, I. Isolated flyback-current-fed push-pull converter for power factor correction. In: IEEE. *Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC'96 Record., 27th Annual IEEE*. [S.l.], 1996. v. 2, p. 1184–1190. Citado na página 71.

[353] THOTTUVELIL, V. J.; WILSON, T. G.; JR., H. A. O. Analysis and design of a push-pull current-fed converter. In: IEEE. *Power Electronics Specialists Conference, 1981 IEEE*. [S.l.], 1981. p. 192–203. Citado 2 vezes nas páginas 71 e 73.

[354] OHTSU, S.; YAMASHITA, T.; YAMAMOTO, K. Considerations on the relationship between distributed capacitance and power loss in a push-pull current-fed converter in buck-mode. In: IEEE. *Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC'88 Record., 19th Annual IEEE*. [S.l.], 1988. p. 1007–1012. Citado na página 71.

[355] WEINBERG, A.; BOLDÓ, P. R. A high power, high frequency, dc to dc converter for space applications. In: IEEE. *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC'92 Record., 23rd Annual IEEE*. [S.l.], 1992. p. 1140–1147. Citado 2 vezes nas páginas 72 e 73.

[356] MASET, E. et al. 5kw weinberg converter for battery discharging in high-power communication satellites. In: IEEE. *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC'05. IEEE 36th.* [S.l.], 2005. p. 69–75. Citado na página 72.

[357] MASET, E. et al. High-efficiency weinberg converter for battery discharging in aerospace applications. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC'06. Twenty-First Annual IEEE.* [S.l.], 2006. p. 1510–1516. Citado na página 72.

[358] WEINBERG, S. A new high-efficiency zero-voltage, zero-current switching topology. In: IEEE. *Vacuum Electronics Conference, 2006 held Jointly with 2006 IEEE.* [S.l.], 2006. p. 549–550. Citado na página 72.

[359] LARICO, H. R.; BARBI, I. Three-phase weinberg isolated dc–dc converter: Analysis, design, and experimentation. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 59, n. 2, p. 888–896, 2012. Citado na página 72.

[360] CALDERON-LOPEZ, G.; FORSYTH, A. High-power dual-interleaved zvs boost converter with interphase transformer for electric vehicles. In: IEEE. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE.* [S.l.], 2009. p. 1078–1083. Citado na página 72.

[361] BARROZO, F. et al. Conversor bidirecional baseado na célula de três estados para aplicação em veículos elétricos. In: IEEE. *Industry Applications (INDUSCON), 2010 9th IEEE/IAS International Conference on.* [S.l.], 2010. p. 1–6. Citado na página 72.

[362] BRYAN, F.; FORSYTH, A. A power dense dc-dc converter for a small electric vehicle. In: IET. *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012), 6th IET International Conference on.* [S.l.], 2012. p. 1–6. Citado na página 72.

[363] JR., F. de B. et al. Comparative analysis of three dc-dc non-isolated buck converters. In: IEEE. *Industry Applications (INDUSCON), 2012 10th IEEE/IAS International Conference on.* [S.l.], 2012. p. 1–8. Citado na página 72.

[364] HEGAZY, O.; MIERLO, J. V.; LATAIRE, P. Analysis, modeling, and implementation of a multidevice interleaved dc/dc converter for fuel cell hybrid electric vehicles. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 27, n. 11, p. 4445–4458, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 72 e 222.

[365] HEGAZY, O.; MIERLO, J. V.; LATAIRE, P. Analysis, control and comparison of dc/dc boost converter topologies for fuel cell hybrid electric vehicle applications. In: IEEE. *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on.* [S.l.], 2011. p. 1–10. Citado na página 72.

[366] HEGAZY, O. et al. Design and control of a novel power electronics interface for fuel cell hybrid electric vehicle applications. In: IET. *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012), 6th IET International Conference on.* [S.l.], 2012. p. 1–5. Citado 2 vezes nas páginas 72 e 222.

[367] HEGAZY, O. et al. Integrated power electronics interface for plug-in hybrid electric vehicle applications. In: IEEE. *Integrated Power Electronics Systems (CIPS), 2012 7th International Conference on.* [S.l.], 2012. p. 1–6. Citado na página 72.

[368] HEGAZY, O. et al. Analysis and modeling of a bidirectional multiport dc/dc power converter for battery electric vehicle applications. In: IEEE. *Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe), 2014 16th European Conference on.* [S.l.], 2014. p. 1–12. Citado na página 72.

[369] CARICCHI, F.; CRESCIMBINI, F.; NAPOLI, A. D. 20 kw water-cooled prototype of a buck-boost bidirectional dc-dc converter topology for electrical vehicle motor drives. In: IEEE. *Applied power electronics conference and exposition, 1995. APEC'95. Conference proceedings 1995., Tenth Annual*. [S.l.], 1995. p. 887–892. Citado na página 77.

[370] ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIĆ, D. *Fundamentals of Power Electronics*. [S.l.]: New York: Springer Science US, 2001. Citado na página 225.

[371] KAZIMIERCZUK, M. K. *Pulse-width modulated DC-DC power converters*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2008. Citado na página 225.

[372] SOBRADO, V. et al. Design of a bidirectional dc-dc converter with high-frequency isolation for battery applications. In: IEEE. *Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe), 2015 17th European Conference on*. [S.l.], 2015. p. 1–9. Citado na página 227.

[373] ZHAO, B. et al. Current-stress-optimized switching strategy of isolated bidirectional dc–dc converter with dual-phase-shift control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 60, n. 10, p. 4458–4467, 2013. Citado na página 227.

[374] MI, C. et al. Operation, design and control of dual h-bridge-based isolated bidirectional dc-dc converter. *IET Power Electronics*, IET, v. 1, n. 4, p. 507–517, 2008. Citado na página 227.

[375] ZHOU, H.; KHAMBADKONE, A. M. Hybrid modulation for dual-active-bridge bidirectional converter with extended power range for ultracapacitor application. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 45, n. 4, p. 1434–1442, 2009. Citado na página 227.

[376] JAIN, A. K.; AYYANAR, R. Pwm control of dual active bridge: Comprehensive analysis and experimental verification. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 26, n. 4, p. 1215–1227, 2011. Citado na página 227.

[377] INOUE, S.; AKAGI, H. A bidirectional dc–dc converter for an energy storage system with galvanic isolation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 22, n. 6, p. 2299–2306, 2007. Citado na página 229.

[378] HOANG, K.; WANG, J. Design optimization of high frequency transformer for dual active bridge dc-dc converter. In: IEEE. *Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on*. [S.l.], 2012. p. 2311–2317. Citado na página 229.

[379] KRISMER, F.; KOLAR, J. W. Accurate power loss model derivation of a high-current dual active bridge converter for an automotive application. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 57, n. 3, p. 881–891, 2010. Citado na página 229.

[380] NAAYAGI, R.; FORSYTH, A. J.; SHUTTLEWORTH, R. High-power bidirectional dc–dc converter for aerospace applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 27, n. 11, p. 4366–4379, 2012. Citado na página 229.

[381] MCLYMAN, C. W. T. *Transformer and inductor design handbook*. [S.l.]: CRC press, 2011. Citado na página 247.

[382] HAN, Y.; LIU, Y.-F. A practical transformer core loss measurement scheme for high-frequency power converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 55, n. 2, p. 941–948, 2008. Citado na página 247.

[383] REINERT, J.; BROCKMEYER, A.; DONCKER, R. W. D. Calculation of losses in ferro- and ferrimagnetic materials based on the modified steinmetz equation. *IEEE Transactions on Industry applications*, IEEE, v. 37, n. 4, p. 1055–1061, 2001. Citado na página 248.

[384] VENKATACHALAM, K. et al. Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only steinmetz parameters. In: *IEEE Workshop on Computers in Power Electronics*. [S.l.: s.n.], 2002. v. 2002, p. 36–41. Citado na página 248.

[385] TANG, Y. et al. A practical core loss calculation method of filter inductors in pwm inverters based on the modified steinmetz equation. In: IEEE. *Industrial Electronics (ISIE), 2014 IEEE 23rd International Symposium on*. [S.l.], 2014. p. 386–391. Citado na página 248.

[386] KANDEEL, Y. M. et al. Prediction of inductor ac power loss in psip buck converter based on steinmetz parameters. In: IEEE. *Telecommunications Energy Conference (INTELEC), 2014 IEEE 36th International*. [S.l.], 2014. p. 1–8. Citado na página 248.

[387] ROH, C.-W. et al. Dual-coupled inductor-fed dc/dc converter for battery drive applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 51, n. 3, p. 577–584, 2004. Citado na página 260.

[388] PARK, K.-B.; MOON, G.-W.; YOUN, M.-J. Two-transformer current-fed converter with a simple auxiliary circuit for a wide duty range. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 26, n. 7, p. 1901–1912, 2011. Citado na página 260.

[389] SAJADIAN, S.; SANTOS, E. dos. Rcd snubber circuit design for 5-level 4-switch dc-ac converter. In: IEEE. *Industrial Electronics Society, IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE*. [S.l.], 2014. p. 4371–4377. Citado na página 260.

[390] SEN, G. et al. A high efficient integrated planar transformer for primary-parallel isolated boost converters. In: IEEE. *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*. [S.l.], 2010. p. 4605–4610. Citado na página 284.

[391] OUYANG, Z. et al. Analysis and design of fully integrated planar magnetics for primary–parallel isolated boost converter. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 60, n. 2, p. 494–508, 2013. Citado na página 284.

[392] KULKARNI, S. V.; KHAPARDE, S. *Transformer engineering: design and practice*. [S.l.]: CRC Press, 2004. Citado na página 359.

[393] LÓPEZ-FERNÁNDEZ, X. M.; ERTAN, H. B.; TUROWSKI, J. *Transformers: Analysis, Design, and Measurement*. [S.l.]: CRC Press, 2012. Citado na página 359.

[394] ENGINEERING, M. I. of Technology. Dept. of E. *Magnetic circuits and transformers: a first course for power and communication engineers*. [S.l.]: John Wiley & sons, 1950. Citado na página 359.

[395] NYMAND, M.; ANDERSEN, M. A. High-efficiency isolated boost dc–dc converter for high-power low-voltage fuel-cell applications. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 57, n. 2, p. 505–514, 2010. Citado na página 360.

[396] VALCHEV, V. C.; BOSSCHE, A. Van den. *Inductors and transformers for power electronics*. [S.l.]: CRC press, 2005. Citado na página 361.

[397] CHANG, R.-C. et al. Calculation of losses and temperature rise for high frequency transformer under forced-air convection. In: IEEE. *IECON 2010-36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.], 2010. p. 1–6. Citado na página 361.

[398] DOWELL, P. Effects of eddy currents in transformer windings. *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, IET, v. 113, n. 8, p. 1387–1394, 1966. Citado na página 361.

[399] SNELLINQ, E. *Soft Ferrites Properties and Applications*. [S.l.]: Butterworth, 1988. Citado na página 361.

[400] FERREIRA, J. A. Improved analytical modeling of conductive losses in magnetic components. *IEEE transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 9, n. 1, p. 127–131, 1994. Citado na página 361.

[401] HURLEY, W. G.; GATH, E.; BRESLIN, J. G. Optimizing the ac resistance of multilayer transformer windings with arbitrary current waveforms. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 15, n. 2, p. 369–376, 2000. Citado na página 361.

[402] SHADMAND, M. B.; BALOG, R. S. Fea tool approach for determination of parasitic capacitance of the windings in high frequency coupled inductors filters. In: IEEE. *Power and Energy Conference at Illinois (PECI), 2012 IEEE*. [S.l.], 2012. p. 1–5. Citado na página 361.

[403] SARAVI, S. E. et al. The effect of different winding techniques on the stray capacitances of high frequency transformers used in flyback converters. In: IEEE. *Power and Energy Conference, 2008. PECon 2008. IEEE 2nd International*. [S.l.], 2008. p. 1475–1478. Citado na página 361.

[404] PETKOV, R. Optimum design of a high-power, high-frequency transformer. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, IEEE, v. 11, n. 1, p. 33–42, 1996. Citado na página 361.

[405] FARHANGI, S.; AKMAL, A.-A. S.; AVE, N. K. A simple and efficient optimization routine for design of high frequency power transformers. In: *Proceeding of 8th European Conference on Power Electronics and Applications, Lausanne*. [S.l.: s.n.], 1999. Citado na página 361.

Apêndices

APÊNDICE A – DIMENSIONAMENTO DO 1º CONVERSOR PARA SIMULAÇÃO

A.1 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR NO SENTIDO FORWARD E MCC;

1) Especificação do conversor operando no sentido *forward*:

Potência na carga: $P_2 = 3\,\text{kW}$; Tensão na carga: $E_2 = 200\,V$;
Tensão da fonte: $E_1 = 400\,V$; Ondulação corrente em L_1 : $20\,\%$;
Relação indutor acoplado: $n_{La} = 1$; Ondulação de tensão: $1\,\%$;
Indutância do secundário: $L_s = 360\,\mu\text{H}$; Relação do transformação: $n_T = 0,548$.
Frequência de comutação: $f_s = 30\,\text{kHz}$;

2) Ganho estático:

$$q_{1_{MCC}} = \frac{E_2}{E_1} = 0,5 \tag{A.1}$$

3) Razão cíclica ideal:

$$D = \frac{q_{1_{MCC}}}{2\,[n_T \cdot (n_{La}+1) - q_{1_{MCC}} \cdot n_{La}]} = 0,42 \tag{A.2}$$

4) Carga:

$$I_{R2} = \frac{P_2}{E_2} = 15\,A \tag{A.3}$$

$$R_2 = \frac{E_2}{I_{R2}} = 13,33\,\Omega \tag{A.4}$$

5) Indutância L_1 e L_2 :

$$\Delta I_{L1} = I_{R2} \cdot 20\,\% = 3\,A \tag{A.5}$$

$$L_1 = \frac{E_2}{\Delta I_{L1} \cdot f_s} \cdot \frac{(1-2\,D)}{2\,(n_{La}+1)} = 89,4\,\mu\text{H} \tag{A.6}$$

$$L_2 = L_1 \cdot {n_{La}}^2 = 89,4\,\mu\text{H} \tag{A.7}$$

6) Capacitância do filtro C_2:

$$\Delta E_2 = E_2 \cdot 1\,\% = 2\,V \tag{A.8}$$

$$C_2 = \frac{I_{R2}}{\Delta E_2 \cdot f_s} \cdot \frac{n_{La} \cdot (1 - 2\,D) \cdot D}{(2\,D \cdot n_{La} + 1)} = 9,18\,\mu\text{F} \tag{A.9}$$

7) Valores médio e eficaz da corrente nos indutores L_1 e L_2:

$$I_{L1_{med}} = I_{R2} = 15\,A \tag{A.10}$$

$$I_{L1_{ef}} = \frac{I_{R2}}{2\,D \cdot n_{La} + 1} \cdot \sqrt{2\,D \cdot (n_{La} + 1)^2 + 1 - 2\,D} = 15,3\,A \tag{A.11}$$

$$I_{L2_{med}} = I_{R2} \cdot \frac{1 - 2\,D}{2\,D \cdot n_{La} + 1} = 1,31\,A \tag{A.12}$$

$$I_{L2_{ef}} = I_{R2} \cdot \frac{\sqrt{1 - 2\,D}}{2\,D \cdot n_{La} + 1} = 3,27\,A \tag{A.13}$$

$$\Delta I_{L2} = \frac{\Delta I_{L1}}{n_{La} + 1} = 1,5\,A \tag{A.14}$$

8) Valores médio e eficaz da corrente, e o valor máximo da tensão sobre os interruptores S_{p11}, S_{p21}, S_{p12} e S_{p22}:

$$L_p = \frac{L_s}{{n_T}^2} = 1,2\,\text{mH} \tag{A.15}$$

$$I_{Sp_{med}} = I_{R2} \cdot \frac{n_T \cdot (n_{La} + 1) \cdot D}{2\,D \cdot n_{La} + 1} + \frac{E_1 \cdot D^2}{2\,L_p \cdot f_s} = 4,73\,A \tag{A.16}$$

$$I_{Sp_{ef}} = I_{R2} \cdot \frac{n_T \cdot (n_{La} + 1) \cdot \sqrt{D}}{2\,D \cdot n_{La} + 1} + \frac{E_1 \cdot \sqrt{D^3}}{2\,L_p \cdot f_s} = 7,30\,A \tag{A.17}$$

$$V_{Sp_{max}} = E_1 = 400\,V \tag{A.18}$$

Onde: L_p é a indutância da bobina primária do transformador adotada na simulação, conforme Figura 49.

9) Valores médio e eficaz da corrente, e o valor máximo da tensão nos diodos do conversor:

$$I_{Dp_{med}} = \frac{E_2}{4\,L_p \cdot f_s} \cdot \frac{(2\,D \cdot n_{La} + 1) \cdot D}{n_T \cdot (n_{La} + 1)} = 0,98\,A \tag{A.19}$$

$$I_{Dp_{ef}} = \frac{E_2}{4\,L_p \cdot f_s} \cdot \frac{(2\,D \cdot n_{La} + 1) \cdot \sqrt{D}}{n_T \cdot (n_{La} + 1)} = 1,51\,A \tag{A.20}$$

$$I_{Dp_{max}} = \frac{E_2}{2\,L_p \cdot f_s} \cdot \frac{(2\,D \cdot n_{La} + 1)}{n_T \cdot (n_{La} + 1)} = 4,66\,A \tag{A.21}$$

$$V_{Dp_{max}} = E_1 = 400\,V \tag{A.22}$$

$$I_{Ds_{med}} = I_{R2} \cdot \frac{(n_{La} + 1) \cdot D}{2\,D \cdot n_{La} + 1} = 6,84\,A \tag{A.23}$$

$$I_{Ds_{ef}} = I_{R2} \cdot \frac{(n_{La} + 1) \cdot \sqrt{D}}{2\,D \cdot n_{La} + 1} = 10,56\,A \tag{A.24}$$

$$V_{Ds_{max}} = 2\,E_1 \cdot n_T = 438,4\,V \tag{A.25}$$

$$I_{D5\ldots8_{med}} = \frac{I_{L2med}}{4} = 0,328\,A \tag{A.26}$$

$$I_{D5\ldots8_{ef}} = \frac{I_{L2ef}}{4} = 0,818\,A \tag{A.27}$$

$$V_{D5\ldots8_{max}} = E_1 \cdot n_T + (E_1 \cdot n_T - E_2) \cdot n_{La} = 238,4\,V \tag{A.28}$$

10) Esforços no capacitância de filtro C_2:

$$I_{C2_{ef}} = I_{R2} \cdot \frac{n_{La}}{2\,D \cdot n_{La} + 1} \cdot \sqrt{2\,D \cdot (1 - 2\,D)} = 3,0\,A \tag{A.29}$$

A.2 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR NO SENTIDO FLYBACK E MCC;

1) Especificação do conversor operando no sentido *flyback*:

Potência na carga: $P_1 = 2\,\text{kW}$; Tensão na carga: $E_1 = 400\,V$;
Tensão da fonte: $E_2 = 200\,V$; Ondulação corrente em L_s : $5\,A$;
Ondulação de tensão na carga: $2\,\%$; Ondulação de tensão em C_{b1} : $5\,V$;
Relação do transformação: $n_T{}' = 5$; Indutância L_1 : $89,4\,\mu\text{H}$.
Frequência de comutação: $f_s = 30\,\text{kHz}$;

2) Ganho estático:

$$q_{2_{MCC}} = \frac{E_1}{E_2} = 2,00 \tag{A.30}$$

3) Razão cíclica ideal:

$$D = \frac{\sqrt{q_{2_{MCC}} \cdot (8\, {n_T}' + q_{2_{MCC}})} - q_{2_{MCC}}}{4\, {n_T}'} = 0,359 \tag{A.31}$$

4) Carga:

$$I_{R1} = \frac{P_1}{E_1} = 5,0\, A \tag{A.32}$$

$$R_1 = \frac{E_1}{I_{R1}} = 80\, \Omega \tag{A.33}$$

5) Indutância flyback L_s e L_p:

$$\Delta I_{Ls1} = 5\, A \tag{A.34}$$

$$L_{s1} = \frac{2\, D^2 \cdot E_2}{\Delta I_{Ls1} \cdot f_s} = 344\, \mu\text{H} \tag{A.35}$$

$$L_{p1} = L_{s1} \cdot ({n_T}')^2 = 8,6\, \text{mH} \tag{A.36}$$

6) Capacitância do filtro C_1 e auxiliar C_{b1}:

$$\Delta E_1 = E_1 \cdot 2\,\% = 8\, V \tag{A.37}$$

$$C_1 = \frac{I_{R1}}{\Delta E_1 \cdot f_s} \cdot \frac{(1 - 2\, D) \cdot D}{2\,(1 - D)} = 1,65\, \mu\text{F} \tag{A.38}$$

$$I_{E2} = I_{R1} \cdot q_{2_{MCC}} = 10,0\, A \tag{A.39}$$

$$\Delta E_{Cb1} = 5\, V \tag{A.40}$$

$$C_{b1} = \frac{I_{E2}}{\Delta E_{Cb1} \cdot f_s} \cdot \frac{1 - 2\, D}{4\, D} = 13,16\, \mu\text{F} \tag{A.41}$$

7) Valores médio e eficaz da corrente nos indutores L_s, L_p e L_1:

$$I_{L1_{med}} = I_{L1_{ef}} = \frac{I_{E2}}{2\,D} = 14\,A \tag{A.42}$$

$$\Delta I_{L1} = \frac{E_2 \cdot (1 - 2\,D) \cdot D}{L_1 \cdot f_s} = 7,55\,A \tag{A.43}$$

$$I_{Ls1_{med}} = \frac{I_{E2}}{4\,D} = 7,0\,A \tag{A.44}$$

$$I_{Ls1_{ef}} = I_{E2} \cdot \frac{\sqrt{D}}{4\,D^2} = 11,68\,A \tag{A.45}$$

$$I_{Lp1_{med}} = \frac{I_{R1}}{2} = 2,5\,A \tag{A.46}$$

$$I_{Lp1_{ef}} = \frac{I_{R1}}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - D}} = 3,12\,A \tag{A.47}$$

8) Valores médio e eficaz da corrente, e o valor máximo de tensão sobre os interruptores S_{s1} e S_{s2}:

$$I_{Ss_{med}} = I_{Ls1_{med}} = 7,0\,A \tag{A.48}$$

$$I_{Ss_{ef}} = I_{Ls1_{ef}} = 11,68\,A \tag{A.49}$$

$$V_{Ss_{max}} = \frac{E_1}{n_T{}'} + E_2 \cdot (1 + 2\,D) = 424\,V \tag{A.50}$$

9) Valores médio e eficaz da corrente, e valor máximo de tensão nos diodos do conversor:

$$I_{Dp_{med}} = I_{Lp1_{med}} = 2,5\,A \tag{A.51}$$

$$I_{Dp_{ef}} = I_{Lp1_{ef}} = 3,12\,A \tag{A.52}$$

$$V_{Dp_{max}} = \frac{E_1}{2} + E_2 \cdot n_T{}' \cdot D = 560\,V \tag{A.53}$$

$$I_{Db1_{med}} = \frac{I_{E2}}{2} \cdot \frac{1 - 2\,D}{D} = 3,95\,A \tag{A.54}$$

$$I_{Db1_{ef}} = \frac{I_{E2}}{2} \cdot \frac{\sqrt{1 - 2\,D}}{D} = 7,43\,A \tag{A.55}$$

$$V_{Db1_{max}} = E_2 = 200\,V \tag{A.56}$$

$$I_{Db2_{med}} = I_{Db1_{med}} = 3,95\,A \tag{A.57}$$

$$I_{Db2_{ef}} = \frac{I_{E2}}{4} \cdot \frac{(1-2\,D)\cdot\sqrt{2\,D}}{D^2} = 4,66\,A \tag{A.58}$$

$$V_{Db2_{max}} = E_2 = 200\,V \tag{A.59}$$

10) Esforços nos capacitores C_1 e C_{b1}:

$$I_{C1_{ef}} = \frac{I_{R1}}{(1-D)} \cdot \sqrt{\frac{(1-2\,D)\cdot D}{2}} = 1,75\,A \tag{A.60}$$

$$I_{Cb1_{ef}} = \frac{I_{E2}}{2\,D} \cdot \sqrt{\frac{1-2\,D}{2\,D}} = 8,77\,A \tag{A.61}$$

APÊNDICE B – DIMENSIONAMENTO DO 2º CONVERSOR PARA SIMULAÇÃO

B.1 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR NO SENTIDO BOOST E MCC

1) Especificação do conversor operando no sentido *boost*:

Potência na carga: $P_3 = 4\,\text{kW}$; Tensão na carga: $E_3 = 550\,V$;
Tensão da fonte: $E_2 = 200\,V$; Ondulação de tensão: $1\,\%$;
Ondulação corrente em L_b : $55\,\%$; Ondulação corrente em L_a : $15\,\%$;
Relação indutor acoplado: $n_{La} = 2$ e $n_{Lb} = 1$; Frequência de comutação: $f_s = 15\,\text{kHz}$.

2) Ganho estático:

$$q_{3_{MCC}} = \frac{E_3}{E_2} = 2,75 \tag{B.1}$$

3) Razão cíclica ideal:

$$D = \frac{q_{3_{MCC}} - 1}{2 \cdot q_{3_{MCC}}} = 0,318 \tag{B.2}$$

4) Carga:

$$I_{R3} = \frac{P_3}{E_3} = 7,27\,A \tag{B.3}$$

$$R_3 = \frac{E_3}{I_{R3}} = 75,625\,\Omega \tag{B.4}$$

5) Indutâncias L_1 e L_2 do indutor acoplado L_a:

$$I_{E2} = \frac{P_3}{E_2} = 20\,A \tag{B.5}$$

$$\Delta I_{La} = I_{E2} \cdot 15\,\% = 3\,A \tag{B.6}$$

$$L_1 = \frac{E_3}{4\,\Delta I_{La} \cdot f_s} \cdot \frac{n_{La} \cdot (1 - 2\,D) \cdot (4\,D - 1)}{(1 + n_{La}) \cdot (1 + {n_{La}}^2)} = 40,3\,\mu\text{H} \tag{B.7}$$

$$L_2 = L_1 \cdot {n_{La}}^2 = 161,18\,\mu\text{H} \tag{B.8}$$

$$L_a = L_1 + L_2 = 201,48\,\mu\text{H} \tag{B.9}$$

6) Indutâncias L_3 e L_4 do indutor acoplado L_b:

$$I_{L3_{med}} = \frac{I_{E2}}{2} = 10\,A \tag{B.10}$$

$$\Delta I_{Lb} = I_{L3_{med}} \cdot 55\,\% = 5,5\,A \tag{B.11}$$

$$L_3 = \frac{E_3 \cdot (1 - 2\,D)}{4 \cdot (2\,\Delta I_{Lb} - \Delta I_{La}) \cdot f_s} = 416,67\,\mu\text{H} \tag{B.12}$$

$$L_4 = L_3 \cdot {n_{Lb}}^2 = 416,67\,\mu\text{H} \tag{B.13}$$

7) Capacitância do filtro C_3:

$$\Delta E_3 = E_3 \cdot 1\,\% = 5,5\,V \tag{B.14}$$

$$C_3 = \frac{I_{R3}}{\Delta E_3 \cdot f_s} \cdot \frac{4\,D - 1}{4} = 6\,\mu\text{F} \tag{B.15}$$

8) Valores médio e eficaz da corrente no indutor acoplado L_a:

$$I_{La_{med}} = I_{La_{ef}} = \frac{I_{R3}}{1 - 2\,D} = 20\,A \tag{B.16}$$

9) Valores médio e eficaz das correntes nos indutores acoplados L_3 e L_4:

$$I_{L3_{med}} = I_{L3_{ef}} = \frac{I_{R3}}{2 \cdot (1 - 2\,D)} = 10\,A \tag{B.17}$$

10) Valores médio e eficaz da corrente, e valor máximo da tensão sobre os interruptores $S_{5...8}$:

$$I_{S5_{med}} = \frac{I_{R3}}{2} \cdot \frac{D}{1 - 2\,D} = 3,18\,A \tag{B.18}$$

$$I_{S5_{ef}} = \frac{I_{R3}}{2} \cdot \frac{\sqrt{D}}{1 - 2\,D} = 5,64\,A \tag{B.19}$$

$$V_{S5_{max}} = E_3 = 550\,V \tag{B.20}$$

11) Valores médio e eficaz da corrente, e valor máximo da tensão nos diodos $D_{1...4}$:

$$I_{D1_{med}} = \frac{I_{R3}}{4} = 1,82\,A \tag{B.21}$$

$$I_{D1_{ef}} = \frac{I_{R3}}{4} \cdot \frac{1}{\sqrt{1-2\,D}} = 3,02\,A \tag{B.22}$$

$$V_{D1_{max}} = E_3 = 550\,V \tag{B.23}$$

12) Esforços no capacitância de filtro C_3:

$$I_{C3_{ef}} = \frac{I_{R3}}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2 \cdot (1-2\,D)}} = 4,26\,A \tag{B.24}$$

B.2 DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR NO SENTIDO BUCK E MCC

1) Especificação do conversor operando no sentido *buck*:

Potência na carga: $P_4 = 4\,\text{kW}$;	Tensão na carga: $E_2 = 200\,V$;
Tensão da fonte: $E_3 = 550\,V$;	Ondulação de tensão: $1\,\%$;
Ondulação corrente em L_b : $50\,\%$;	Ondulação corrente em L_a : $12\,\%$;
Relação indutor acoplado: $n_{La} = 2$ e $n_{Lb} = 1$;	Frequência de comutação: $f_s = 15\,\text{kHz}$.

2) Ganho estático:

$$q_{4_{MCC}} = \frac{E_2}{E_3} = 0,364 \tag{B.25}$$

3) Razão cíclica ideal:

$$D = \frac{q_{4_{MCC}}}{2} = 0,182 \tag{B.26}$$

4) Carga:

$$I_{R4} = \frac{P_4}{E_2} = 20\,A \tag{B.27}$$

$$R_4 = \frac{E_2}{I_{R4}} = 10\,\Omega \tag{B.28}$$

5) Indutâncias L_1 e L_2 do indutor acoplado L_a:

$$\Delta I_{La} = I_{R4} \cdot 12\,\% = 2,4\,A \tag{B.29}$$

$$L_1 = \frac{E_2}{4\,\Delta I_{La} \cdot f_s} \cdot \frac{n_{La} \cdot (1 - 4\,D)}{(1 + n_{La}) \cdot (1 + {n_{La}}^2)} = 50,47\,\mu\text{H} \tag{B.30}$$

$$L_2 = L_1 \cdot {n_{La}}^2 = 201,88\,\mu\text{H} \tag{B.31}$$

$$L_a = L_1 + L_2 = 252,35\,\mu\text{H} \tag{B.32}$$

6) Indutâncias L_3 e L_4 do indutor acoplado L_b:

$$I_{L3_{med}} = \frac{I_{R4}}{2} = 10\,A \tag{B.33}$$

$$\Delta I_{Lb} = I_{L3_{med}} \cdot 50\,\% = 5,0\,A \tag{B.34}$$

$$L_3 = \frac{E_3}{2\,f_s \cdot (2\,\Delta I_{Lb} - \Delta I_{La})} \cdot D = 440,78\,\mu\text{H} \tag{B.35}$$

$$L_4 = L_3 \cdot {n_{Lb}}^2 = 440,78\,\mu\text{H} \tag{B.36}$$

7) Capacitância do filtro C_2:

$$\Delta E_2 = E_2 \cdot 1\,\% = 2,0\,V \tag{B.37}$$

$$C_2 = \frac{E_2 \cdot (1 - 4\,D) \cdot \beta}{128\,\Delta E_2 \cdot L_1 \cdot {f_s}^2} = 2,5\,\mu\text{F} \tag{B.38}$$

8) Valores médio e eficaz da corrente no indutor acoplado L_a:

$$I_{La_{med}} = I_{La_{ef}} = I_{R4} = \frac{P_4}{E_2} = 20\,A \tag{B.39}$$

9) Valores médio e eficaz da corrente nos indutores acoplados L_3 e L_4:

$$I_{L3_{med}} = I_{L3_{ef}} = \frac{I_{R4}}{2} = 10\,A \tag{B.40}$$

10) Valores médio e eficaz da corrente, e valor máximo da tensão sobre os interruptores $S_{1...4}$:

$$I_{S1_{med}} = \frac{I_{R4}}{2} \cdot D = 1,82\,A \tag{B.41}$$

$$I_{S1_{ef}} = \frac{I_{R4}}{2} \cdot \sqrt{D} = 4,26\,A \tag{B.42}$$

$$V_{S1_{max}} = E_3 = 550\,V \tag{B.43}$$

11) Valores médio e eficaz da corrente, e valor máximo da tensão nos diodos $D_{5...8}$:

$$I_{D5_{med}} = \frac{I_{R4}}{4} \cdot (1 - 2\,D) = 3,18\,A \tag{B.44}$$

$$I_{D5_{ef}} = \frac{I_{R4}}{4} \cdot \sqrt{1 - 2\,D} = 3,99\,A \tag{B.45}$$

$$V_{D5_{max}} = E_3 = 550\,V \tag{B.46}$$

12) Esforços no capacitância de filtro C_2:

$$I_{C2_{ef}} = \frac{E_2 \cdot (1 - 4\,D) \cdot \beta}{16\sqrt{2} \cdot L_1 \cdot f_s} = 0,424\,A \tag{B.47}$$

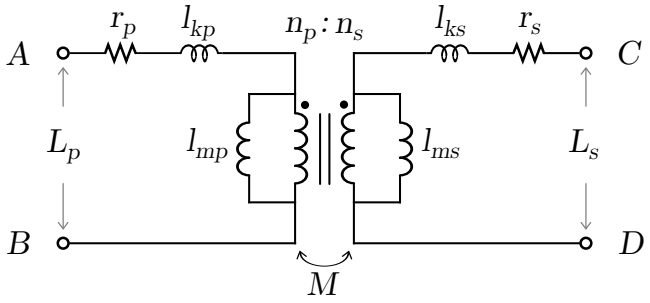
APÊNDICE C – METODOLOGIA DE ENSAIO DOS TRANSFORMADORES

C.1 METODOLOGIA ADOTADA PARA OS ENSAIOS ELÉTRICOS

Com o transformador já construído, é possível caracterizar seu desempenho através da obtenção de um modelo equivalente e determinar seus parâmetros por meio de ensaios elétricos para quantificar sua indutância magnetizante "l_m", indutância de dispersão "l_k", e resistência série do enrolamento "r" [392].

A dispersão do fluxo e a resistência do enrolamento são representadas por uma indutância e uma resistência em série em cada enrolamento, conforme Figura 210. A indutância magnetizante vista pelo lado primário é representa por "l_{mp}", e a indutância magnetizante vista pelo lado secundário é representa por "l_{ms}". Entre os vários efeitos que estes elementos causam no circuito, destaca-se a indutância de dispersão como sendo a mais crítica, onde é responsável em provocar as sobretensões nos semicondutores durante as comutações. Porém, desconsidera-se neste circuito as capacitâncias presentes entre enrolamentos e camadas para efeito de simplificação [393].

Figura 210 – Circuito equivalente do transformador.



A caracterização e a avaliação do desempenho de um transformador podem ser feitas de várias maneiras, onde se pode realizar diversas análises como: perdas em seus enrolamentos e perdas magnéticas para verificação de sua eficiência energética, aquecimento, regulação de tensão, operação a vazio e com carga, ensaio a circuito aberto e ensaio de curto-circuito, entre outros.

Tipicamente, se pode realizar estes ensaios de duas maneias para se extrair os parâmetros do transformador. A mais comum é através da medição em um equipamento denominado de ponte *RLC*, que apresenta algumas limitações quanto ao nível da frequência e potência dos sinais de tensão e corrente aplicados no material em testes. A outra maneira é aplicar tensão, corrente, e a frequência de trabalho nos seus enrolamentos, extraindo-se então os parâmetros do modelo com o auxilio da equação C.1, onde os valores das indutâncias, tanto da magnetizante como da dispersão, são obtidos a partir desta equação [394].

$$L = \frac{V \cdot \Delta t}{\Delta i} \tag{C.1}$$

O método que utiliza a ponte *RLC*, consiste na medição direta das indutâncias próprias de cada enrolamento "L_p" e "L_s", e na determinação aproximada das demais indutâncias do transformador.

Primeiramente mede-se a indutância própria do primário (L_{p1}) com o secundário em aberto, e posteriormente mede-se a indutância própria do secundário (L_{s1}) com o primário em aberto, conforme expressões C.2 e C.3. Onde as indutâncias próprias representam a soma das indutâncias magnetizante e de dispersão de cada enrolamento. Este método também é conhecido como ensaio a vazio do transformador.

$$L_{p1} = l_{kp} + l_{mp} \tag{C.2}$$
$$L_{s1} = l_{ks} + l_{ms} \tag{C.3}$$

Na sequência, mede-se novamente a indutância do primário (L_{p2}) com o enrolamento secundário em curto-circuito, onde obtêm-se a indutância de dispersão do primário (l_{kp}) somada a indutância de dispersão do enrolamento secundário referida para o primário ($l_{ks}{}'$), conforme expressão C.4. O mesmo é repetido para o enrolamento secundário, onde mede-se a indutância do secundário (L_{s2}) com o enrolamento primário em curto-circuito, obtendo a indutância de dispersão do secundário (l_{ks}) somada a indutância de dispersão do primário referida ao secundário ($l_{kp}{}'$), conforme expressão C.5. Como as indutâncias magnetizantes são muito maiores em relação a dispersão do seu respectivo enrolamento, e estarão conectadas em paralelo no circuito com a dispersão do outro enrolamento refletida durante este ensaio, pode-se desconsidera-las e adotar as expressões C.4 e C.3 como sendo o circuito equivalente do ensaio. Este método também é conhecido como ensaio de curto-circuito do transformador.

$$L_{p2} = l_{kp} + l_{ks} \cdot \left(\frac{n_p}{n_s}\right)^2 \tag{C.4}$$
$$L_{s2} = l_{ks} + l_{kp} \cdot \left(\frac{n_s}{n_p}\right)^2 \tag{C.5}$$

No segundo método, onde aplica-se tensão e corrente no elemento, também é necessário realizar duas medias para cada bobina.

No ensaio de circuito aberto ou ensaio a vazio, aplica-se a tensão nominal com forma de onda quadrada no enrolamento que se deseja medir, que pode ser gerada por uma topologia tipo Full-Bridge na frequência de trabalho do elemento magnético, e manter o outro enrolamento aberto. Através deste ensaio, se obtêm a indutância própria do primário por exemplo, que é representada pela equação C.2 e obtida com a expressão C.1. Este ensaio também pode ser repetido com o outro enrolamento para obter o valor da indutância da equação C.3, ou utilizar a relação quadrática entre espiras para obter seu valor, conforme expressão C.6.

$$L_p = L_s \cdot \left(\frac{n_p}{n_s}\right)^2 \tag{C.6}$$

O ensaio de curto-circuito é realizado de forma similar ao ensaio de circuito aberto, porém mantem-se um dos enrolamentos em curto-circuito e alimenta-se o outro enrolamento de modo que, através do enrolamento em que se está aplicando a tensão de ensaio, circule a sua corrente nominal. Observando as curvas de tensão e corrente nesse enrolamento, como exemplo no primário, pode-se obter a indutância representada pela equação C.4. O ensaio pode ser repetido com o enrolamento secundário para obter o valor da indutância da equação C.5.

Para ambos os métodos, é necessário utilizar e manipular as expressões C.2, C.3, C.4, C.5 e C.6 para obter de forma mais aproximada, os valores reais da indutância magnetizante e de dispersão do lado primário e secundário do elemento magnético. Conforme já demonstrado, a indutância de dispersão é diretamente proporcional ao número de espiras do elemento magnético [395].

A indutância mútua vista por ambos os enrolamento, é obtida então aplicando a relação expressa na equação C.7.

$$M = \begin{cases} l_{mp} \cdot \dfrac{n_s}{n_p} \\ \\ l_{ms} \cdot \dfrac{n_p}{n_s} \end{cases} \tag{C.7}$$

O valor da indutância mutua também pode ser obtido, para um elemento com dois enrolamento, aplicando o método apresentado em [396]. O método consiste em conectar os enrolamento em série, onde se une os pontos B e C da Figura 210 e mede-se a indutância equivalente nos pontos A e D, em seguida deve-se unir os pontos B, D e medir a indutância equivalente nos pontos A e C. No entanto, este método apresenta limitações, onde somente fornece resultados satisfatórios quando a relação de transformação é pequena, ou seja, quando a diferença entre o número de espiras não for superior a 5 e quando a resistência dos enrolamentos não é inferior a reatância de magnetização do elemento.

A determinação correta da resistência série dos enrolamento do transformador, que opera em alta frequência, não é simples de ser realizada, onde depende e é composta por vários fatores como: a resistência em corrente contínua, a resistência *CA* que produz correntes circulantes e que são ocasionadas pelos efeitos pelicular e de proximidade, da elevação de temperatura do material condutor, a distribuição da corrente no condutor, do tipo de condutor adotado (cilíndrico, retangular, litz, laminar, etc.), da disposição dos condutores (torcidos, trançados, etc.) e do número de camadas dos enrolamentos [397].

Estudos já conduzidos comprovam que o efeito de proximidade, pode provocar um aumento significativo da resistência *CA* do enrolamento, elevando assim as perdas no magnético [398], [399], [400], [401]. Além disso, a técnica de montagem dos enrolamento também produz capacitâncias parasitas nos enrolamentos do magnético e métodos de montagem mais adequados precisam ser observados [402], [403].

Um ensaio básico para determinar a resistência série em corrente contínua pode ser utilizado, onde consistem em aplicar uma tensão contínua nos terminais do enrolamento com o outro em aberto e medir a tensão e a corrente resultantes. Com a aplicação da Lei de Ohm, é obtida a resistência equivalente de cada enrolamento. No entanto, essa medida depende da precisão e capacidade dos equipamentos utilizado, onde uma ponte *RLC* também pode ser empregada para obter estes parâmetros.

Diversas técnicas de otimização e cálculo de perdas em elementos magnéticos e transformadores são conduzidas com o objetivo de melhorar o desempenho e a eficiência das fontes chaveadas de alta frequência na eletrônica de potência, ficando a escolha para o projetista da melhor técnica que atenda as normas e as suas necessidades [404], [405].