

ANO
2017

ANGELO EMANUEL LANZONI | CONVERSOR BIDIRECIONAL FONTE Z PARA
ACIONAMENTO DE TRAÇÃO ELÉTRICA VEICULAR



UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
CURSO DE MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

CONVERSOR BIDIRECIONAL FONTE Z PARA ACIONAMENTO DE TRAÇÃO ELÉTRICA VEICULAR

ANGELO EMANUEL LANZONI

Neste trabalho estão apresentados os estudos de uma topologia recente de conversor, o Inversor Fonte Z Bidirecional, aplicado para tração elétrica veicular. A topologia é promissora por ter a característica de elevar e converter a tensão de entrada c.c. para uma tensão de saída c.a. em um único estágio. As principais técnicas de modulação presentes na literatura dedicadas à essa topologia são analisadas visando a comparação dos aspectos do ganho de tensão para um dado índice de modulação e dos esforços de tensão que cada um dos métodos exige dos interruptores do conversor. As etapas de operação do conversor para a modulação Máximo Boost Constante, com carga que emula características de um motor de indução em regime permanente são abordadas. Visando o controle do conversor, modelos matemáticos são obtidos. É feita a análise da influência dos componentes da malha Z e da carga na posição de polos e zeros nos modelos, e também é feita uma comparação com os modelos encontrados na literatura sobre o conversor estudado. Um estudo com os cálculos de esforços de tensão e corrente é feito, para assim poder analisar o rendimento da topologia para diferentes pontos de operação, tendo como análise, diferentes tensões de alimentação e diferentes frequências de comutação. Também é abordado um estudo da melhoria do rendimento com a utilização de semicondutores de Carboneto de Silício. O volume dos indutores da malha Z é investigado, em função do seu aspecto construtivo, podendo ser acoplado ou individual. É aplicada uma técnica de preditor de Smith, visando a minimização do efeito que o zero no semiplano direito presente na planta de tensão introduz ao sistema.

ORIENTADOR: PROF. DR. JOSELITO ANASTÁCIO HEERDT

COORIENTADOR: PROF. DR. CASSIANO RECH

Joinville, 2017

JOINVILLE, 2017

ANGELO EMANUEL LANZONI

**CONVERTOR BIDIRECIONAL FONTE Z PARA ACIONAMENTO DE TRAÇÃO
ELÉTRICA VEICULAR**

Dissertação apresentada ao curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre Engenheiro Eletricista.

Orientador: Dr. Joselito Anastácio Heerd

Coorientador: Dr. Cassiano Rech

Joinville, SC

2017

Ficha catalográfica elaborada pelo(a) autor(a), com
auxílio do programa de geração automática da
Biblioteca Setorial do CCT/UDESC

Lanzoni, Angelo Emanuel
CONVERTOR BIDIRECIONAL FONTE Z PARA ACIONAMENTO
DE TRAÇÃO ELÉTRICA VEICULAR / Angelo Emanuel
Lanzoni. - Joinville , 2017.
150 p.

Orientador: Joselito Anastácio Heerdt
Co-orientador: Cassiano Rech
Dissertação (Mestrado) - Universidade do Estado
de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas,
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica,
Joinville, 2017.

1. Inversor Fonte Z Bidirecional. 2. Tração
Elétrica Veicular. 3. Preditor de Smith. I. Heerdt,
Joselito Anastácio. II. Rech, Cassiano. , .III.
Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de
Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica. IV. Título.

Conversor Bidirecional Fonte Z para Acionamento de Tração Elétrica Veicular

por

Angelo Emanuel Lanzoni

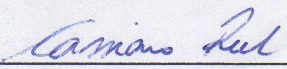
Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de

MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

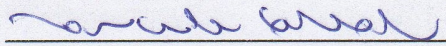
Área de concentração em "Sistemas Eletroeletrônicos"
e aprovada em sua forma final pelo

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

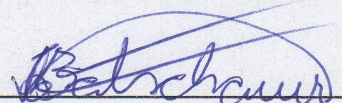
Banca Examinadora:



Prof. Dr. Cassiano Rech
UFSM (Coorientador)



Prof. Dr. Marcelo Cabral Cavalcanti
UFPE



Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer
CCT/UDESC

Joinville, SC, 29 de setembro de 2017.

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais, Cecília e Antônio, por todo o incentivo, auxílio e apoio incondicional. Apesar da distância sempre estiveram ao meu lado.

Um agradecimento especial à minha namorada Taís, pelo seu amor, por estar ao meu lado nos momentos felizes e principalmente nos momentos difíceis, ao me fazer insistir nas buscas por resultados e não desistir.

À Universidade do Estado de Santa Catarina, por disponibilizar um ambiente que permitiu a realização deste trabalho, tanto em aspectos de local e recursos materiais como o laboratório Núcleo de Processamento de Energia Elétrica – nPEE, assim como os membros que fazem parte do mesmo, sendo bolsistas de iniciação científica, colegas e amigos do curso que auxiliaram nas pesquisas e testes em bancadas, e professores que compartilharam seu conhecimento imprescindível para sobressair de obstáculos. Em especial ao meu orientador, Prof. Dr. Joselito Anastácio Heerdt pela orientação e confiança.

À todos que direta ou indiretamente fizeram parte da minha formação, o meu muito obrigado.

RESUMO

Neste trabalho estão apresentados os estudos de uma topologia recente de conversor, o Inversor Fonte Z Bidirecional, aplicado para tração elétrica veicular. A topologia é promissora por ter a característica de elevar e converter a tensão de entrada c.c. para uma tensão de saída c.a. em um único estágio. As principais técnicas de modulação presentes na literatura dedicadas à essa topologia são analisadas visando a comparação dos aspectos do ganho de tensão para um dado índice de modulação e dos esforços de tensão que cada um dos métodos exige dos interruptores do conversor. As etapas de operação do conversor para a modulação Máximo *Boost* Constante, com carga que emula características de um motor de indução em regime permanente são abordadas. Visando o controle do conversor, modelos matemáticos são obtidos. É feita a análise da influência dos componentes da malha Z e da carga na posição de polos e zeros nos modelos, e também é feita uma comparação com os modelos encontrados na literatura sobre o conversor estudado. Um estudo com os cálculos de esforços de tensão e corrente é feito, para assim poder analisar o rendimento da topologia para diferentes pontos de operação, tendo como análise, diferentes tensões de alimentação e diferentes frequências de comutação. Também é abordado um estudo da melhoria do rendimento com a utilização de semicondutores de Carboneto de Silício. O volume dos indutores da malha Z é investigado, em função do seu aspecto construtivo, podendo ser acoplado ou individual. É aplicada uma técnica de preditor de Smith, visando a minimização do efeito que o zero no semiplano direito presente na planta de tensão introduz ao sistema.

Palavras-chave: Inversor Fonte Z Bidirecional. Tração Elétrica Veicular. Preditor de Smith.

ABSTRACT

In this work it is presented the study of a recent converter topology, the Bidirectional Z Source Inverter, applied for vehicular electric traction. The topology is considered promising due to its characteristic of raising the output voltage and converting the input voltage from d.c. to a.c. in a single stage. The main modulation techniques existing in the literature dedicated to this topology, are analyzed and compared towards the aspects of the voltage gain for a given modulation index and the stresses that each of the methods applies to the inverter switches. The operation modes of the inverter for Maximum Constant Boost control with load that emulates characteristics of a steady-state induction motor are approached. To control the converter, mathematical models are obtained. The analysis of the influence of the components of the Z network and the load components as well is done, observing the position changing of poles and zeros in the models, and a comparison with the models obtained and models found in the literature of the converter studied is made. A study of voltage and current stress calculations is done to analyze the efficiency of the topology for different operating points, considering different supply voltages and different switching frequencies. Also, it is studied the efficiency improvement with the use of semiconductors Silicon Carbide. The volume of the inductors of the Z network is investigated, approaching its constructive aspect, being able to be coupled or individual. A Smith predictor technique is applied, aiming to minimize the effect that the zero in the right half-plane present in the voltage plant introduces to the system.

Keywords: Bidirectional Z Source Inverter. Vehicular Electric Traction. Smith Predictor.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Curvas de torque/potência por velocidade para uma máquina elétrica aplicada para tração.	29
Figura 2 - Classificação de máquinas elétricas comumente utilizadas para tração veicular. ...	29
Figura 3 - Inversor de tensão trifásico: (a) com banco de baterias de alta tensão, (b) com pré-estágio c.c.-c.c. com características de elevador de tensão.	35
Figura 4 - Inversor bidirecional fonte Z.	36
Figura 5 - Topologias de conversores ZSI trifásicos de dois níveis: (a) ZSI convencional, (b) BZSI, (c) BZSI modificado.	40
Figura 6 - Primeiro modo de operação indesejado para o conversor ZSI.	40
Figura 7 - Segundo modo de operação indesejado para o conversor ZSI.	41
Figura 8 - Terceiro modo de operação indesejado para o conversor ZSI.	42
Figura 9 - Circuito equivalente do conversor BZSI do ponto de vista do barramento c.c.	43
Figura 10 - Circuito equivalente do conversor BZSI do ponto de vista do barramento c.c. quando está em etapa de curto-circuito.	44
Figura 11 - Circuito equivalente do conversor BZSI do ponto de vista do barramento c.c. quando está em etapas de vetores ativos.	44
Figura 12 - Ilustração do princípio da modulação Boost Simples para inversor fonte Z.	47
Figura 13 - Ilustração do princípio da modulação Máximo Boost para inversor fonte Z.	48
Figura 14 - Ilustração do princípio da modulação Máximo Boost com 1/6 de terceiro harmônico para inversor fonte Z.	48
Figura 15 - Ilustração do princípio da modulação Máximo Boost Constante para inversor fonte Z.	49
Figura 16 - Ilustração do princípio da modulação Máximo Boost Constante com 1/6 de terceiro harmônico para inversor fonte Z.	49
Figura 17 - Comparação entre o ganho de tensão e o índice de modulação para as principais modulações do inversor fonte Z.	52
Figura 18- Relação entre os esforços de tensão dos semicondutores e o ganho de tensão para as principais modulações do inversor fonte Z.	53
Figura 19 - Conversor BZSI com os sentidos convencionados para as principais variáveis de correntes e tensões.	56
Figura 20 – Formas de onda do conversor BZSI: (a) Sinal de comando de S_1 e S_2 , (b) sinal de comando de S_3 e S_4 , (c) sinal de comando de S_5 e S_6 , (d) tensão e corrente no capacitor da malha Z, (e) tensão e corrente do indutor da malha Z, (f) tensão no interruptor de entrada S_7 e corrente de entrada (g) tensão e corrente do barramento c.c., (h) tensão e corrente no interruptor S_1 ...	57
Figura 21 - Formas de onda do conversor BZSI: (a) Sinal de comando de S_1 e S_2 , (b) sinal de comando de S_3 e S_4 , (c) sinal de comando de S_5 e S_6 , (d) tensão e corrente no interruptor S_2 , (e) tensão e corrente no interruptor S_3 , (f) tensão e corrente no interruptor S_4 , (g) tensão e corrente no interruptor S_5 , (h) tensão e corrente no interruptor S_6	58
Figura 22 - Fluxo de energia com os sentidos reais das correntes nos intervalos da primeira etapa de operação que ocorre no intervalo (t_0-t_1) e da sexta etapa de operação que ocorre no intervalo (t_5-t_6) , caracterizadas pelo vetor de curto-circuito.	59
Figura 23 - Fluxo de energia com os sentidos reais das correntes nos intervalos da segunda etapa de operação que ocorre no intervalo (t_1-t_2) e da décima etapa de operação que ocorre no intervalo (t_9-t_{10}) , caracterizadas pelo vetor nulo (1,1,1)	61
Figura 24 - Fluxo de energia com os sentidos reais das correntes nos intervalos da terceira etapa de operação que ocorre no intervalo (t_2-t_3) e da nona etapa de operação que ocorre no intervalo (t_8-t_9) , caracterizadas pelo vetor ativo (1,0,1)	62

Figura 25 - Fluxo de energia com os sentidos reais das correntes nos intervalos da quarta etapa de operação que ocorre no intervalo (t_3-t_4) e da oitava etapa de operação que ocorre no intervalo (t_7-t_8) , caracterizadas pelo vetor ativo $(1,0,0)$	64
Figura 26 - Fluxo de energia com os sentidos reais das correntes nos intervalos da quinta etapa de operação que ocorre no intervalo (t_4-t_5) e da sétima etapa de operação que ocorre no intervalo (t_6-t_7) , caracterizadas pelo vetor nulo $(0,0,0)$	65
Figura 27 - Circuito simplificado equivalente para levantamento dos modelos do conversor BZSI.	68
Figura 28 - Primeira etapa de operação do circuito simplificado equivalente para levantamento dos modelos do conversor BZSI, correspondendo a etapa de curto-circuito na saída da malha Z, e equivalente a aplicação de vetor nulo na carga.....	69
Figura 29 - Segunda etapa de operação do circuito simplificado equivalente para levantamento dos modelos do conversor BZSI, correspondendo a etapa de vetor nulo na carga.....	70
Figura 30 - Terceira etapa de operação do circuito simplificado equivalente para levantamento dos modelos do conversor BZSI, correspondendo a aplicação de vetor ativo na carga.	71
Figura 31 - Diagrama de Bode para validação do modelo da tensão do capacitor por razão cíclica de curto-circuito.	76
Figura 32 - Diagrama de Bode para validação do modelo da tensão do capacitor pelo índice de modulação.	76
Figura 33 - Diagrama de Bode para validação do modelo da tensão do capacitor pela tensão de entrada.	77
Figura 34 - Diagrama de Bode para validação do modelo da corrente do indutor por razão cíclica de curto-circuito.	77
Figura 35 - Diagrama de Bode para validação do modelo da corrente do indutor pelo índice de modulação.	78
Figura 36 - Diagrama de Bode para validação do modelo da corrente do indutor pela tensão de entrada.	78
Figura 37 - Mapa dos polos e zeros dos modelos levantados com os parâmetros utilizados em simulação.	79
Figura 38 - Mapa de polos e zeros para diferentes capacitâncias da malha Z: (a) $G_{iLd0}(s)$, (b) $G_{vCd0}(s)$	80
Figura 39 - Mapa de polos e zeros para diferentes indutâncias da malha Z: (a) $G_{iLd0}(s)$, (b) $G_{vCd0}(s)$	80
Figura 40 - Mapa de polos e zeros para diferentes resistências e indutâncias de carga: (a) $G_{iLd0}(s)$, (b) $G_{vCd0}(s)$	80
Figura 41 - Diagrama de Bode para comparação entre as FTs da tensão do capacitor por razão cíclica de curto-circuito do modelo levantado neste trabalho com o modelo encontrado na literatura.	81
Figura 42 - Diagrama de Bode para comparação entre as FTs da corrente do indutor por razão cíclica de curto-circuito do modelo levantado neste trabalho com o modelo encontrado na literatura.	82
Figura 43 - Configuração dos indutores acoplados da malha Z.....	89
Figura 44 - Curvas tensão versus corrente fornecidas pelo fabricante do IGBT IRG7PD42UDP e a linearização para a temperatura de operação de 150°C.	96
Figura 45 - Curvas tensão versus corrente fornecidas pelo fabricante do MOSFET SCH2080KE e a linearização para a temperatura de operação de 150°C.	96
Figura 46 - Curvas tensão versus corrente do diodo fornecidas pelo fabricante do IGBT IRG7PD42UDP e a linearização para a temperatura de operação de 150°C.	97
Figura 47 - Curvas tensão versus corrente do diodo fornecidas pelo fabricante do MOSFET SCH2080KE.....	97

Figura 48 - Linearização da curva tensão versus corrente do diodo fornecidas pelo fabricante MOSFET SCH2080KE para a temperatura de operação de 125°C.....	97
Figura 49 - Curvas tensão versus corrente para a temperatura de operação de 175°C fornecidas pelo fabricante do IGBT IRGW40N120H3 e a reta de linearização ajustada entre 5A e 10A.99	
Figura 50 - Curvas tensão versus corrente para a temperatura de operação de 150°C fornecidas pelo fabricante do diodo do DSEI120-12A e a reta de linearização ajustada entre 5A e 10A. 99	
Figura 51 - Curvas da energia de entrada em condução e bloqueio em função da corrente direta do IGBT IRG7PD42UDP e polinômios aproximados.	101
Figura 52 - Curvas da energia de entrada em condução e bloqueio em função da corrente direta do MOSFET SCH2080KE e polinômios aproximados.....	101
Figura 53 - Curvas da energia de entrada em condução e bloqueio em função da corrente direta do IGBT IGW40N120H3 e polinômios aproximados.....	102
Figura 54 - Diagrama de blocos do controle de corrente.	109
Figura 55 - Diagrama de blocos para controle em cascata.	110
Figura 56 - Rearranjo da malha de corrente para controle em cascata.....	110
Figura 57 - Diagrama de Bode da planta de corrente do indutor pela razão cíclica de curto-circuito em malha aberta.....	112
Figura 58 - Diagrama de Bode da planta $G_{iLd0}(s)$, da FTMA com controlador e do controlador $C_{iL}(s)$	113
Figura 59 - Diagrama de blocos para controle com Preditor de Smith	114
Figura 60 - Diagrama de bode da planta de tensão do capacitor pela razão cíclica de curto-circuito em malha aberta com a dinâmica da FTMF da corrente.	115
Figura 61 - Diagrama de Bode da planta $G_{vCd0}(s)$, da FTMA com controlador e do controlador $C_{vC}(s)$	117
Figura 62 - Diagrama de Bode comparativo entre a planta de tensão do capacitor pela razão cíclica de curto-circuito sem Preditor de Smith e com Preditor de Smith.....	118
Figura 63 - Diagrama de bode da planta de tensão do capacitor pela razão cíclica de curto-circuito em malha aberta com a dinâmica da malha de corrente e Preditor de Smith.....	118
Figura 64 - Diagrama de Bode da planta $G_{vCd0}(s)$ com influência do preditor, da FTMA com controlador e do controlador $C_{vCP}(s)$	120
Figura 65 - Comportamento da corrente no indutor da malha Z durante um degrau de carga	121
Figura 66 - Comportamento da tensão no capacitor da malha Z durante um degrau de carga	121
Figura 67 - Foto do protótipo do conversor BZSI utilizado para os testes em bancada.....	123
Figura 68 - Sinais de modulação: (a) CH1 comando de curto-circuito positivo, CH2 comando de curto-circuito negativo, CH3 comando de S_7 e (b) CH1 comando de S_1 , CH2 comando de S_2 , CH3 comando de S_7	124
Figura 69 - Formas de ondas do conversor BZSI operando em malha aberta com tensão de entrada de 150V, corrente no indutor (CH1), corrente de entrada (CH2) e tensão no interruptor S_7 (CH3).	125
Figura 70 - Formas de ondas do conversor BZSI operando em malha aberta com tensão de entrada de 150V, com escala de tempo ampliada, corrente no indutor (CH1), corrente de entrada (CH2) e tensão no interruptor S_7 (CH3).	125
Figura 71 - Formas de ondas do conversor BZSI operando em malha aberta com tensão de entrada de 150V, corrente na carga RL, corrente na fase A (CH1), corrente na fase B (CH2) e corrente na fase C (CH3).	126
Figura 72 - Formas de ondas do conversor BZSI operando em malha aberta com tensão de entrada de 150V, corrente no indutor (CH1), corrente de saída da malha Z (CH2), tensão de entrada (CH3) e tensão no capacitor (CH4).	126

Figura 73 - Formas de ondas do conversor BZSI operando em malha aberta com tensão de entrada de 150V, corrente no indutor (CH1), corrente de saída da malha Z (CH2), tensão de entrada (CH3), tensão no capacitor (CH4) e corrente no capacitor (M).....	127
Figura 74 - Formas de ondas do conversor BZSI operando em malha aberta com tensão de entrada de 150V, corrente no indutor (CH1), corrente de saída da malha Z (CH2), tensão no capacitor (CH3), tensão na saída da malha Z (CH4).	127
Figura 75 - Formas de ondas do conversor BZSI operando em malha fechada com tensão de entrada de 100V, controlador PI+pólo e degrau de carga de 50% na parte resistiva, corrente no indutor (CH1), corrente de saída da malha Z (CH2) e tensão no capacitor (CH3).....	128
Figura 76 - Formas de ondas do conversor BZSI operando em malha fechada com tensão de entrada de 100V, controlador PI+pólo e degrau de carga de 50% na parte resistiva, corrente no indutor (CH1), corrente de saída da malha Z (CH2) e tensão no capacitor (CH3 – ponteira com acoplamento c.a.).	129
Figura 77 - Formas de ondas do conversor BZSI operando em malha fechada com tensão de entrada de 100V, controlador PI+pólo e degrau de carga de 50% na parte resistiva, I_a (CH1), I_b (CH2), I_c (CH3) e tensão no capacitor (CH4).....	129

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Qualificação dos motores elétricos convencionais para aplicação em veículos elétricos.....	32
Tabela 2 - Classificação de VEs e VEHs conforme motor elétrico no sistema de tração.	33
Tabela 3 - Parâmetros do circuito simplificado utilizado para validação dos modelos obtidos.	75
Tabela 4 - Parâmetros de projeto do conversor.	85
Tabela 5 - Valor eficaz da corrente, dados dos fabricantes e perdas no capacitor da malha Z para os quatro casos.	88
Tabela 6 - Comparação de volume e perdas nos indutores do conversor para os distintos casos.	90
Tabela 7 - Perdas de condução do inversor para IGBT IRG7PD42UDP e MOSFET SCH2080KE.	98
Tabela 8 - Perdas de condução para o diodo DSEI120-12A e IGBT IGW40N120H3 da malha Z.	100
Tabela 9 - Coeficientes dos polinômios de segunda ordem que representam a energia dissipada na entrada em condução e no bloqueio em função da corrente do interruptor IRG7PD42UDP, do interruptor SCH2080KE e do interruptor IGW40N120H3.	102
Tabela 10 - Perdas de comutação para os interruptores do inversor IGBT IRG7PD42UDP e MOSFET SCH2080KE.	103
Tabela 11 - Perdas de comutação para o interruptor da malha Z IGBT IGW40N120H3.	103
Tabela 12 - Dados fornecidos no catálogo do diodo do IGBT IRG7PD42UDP, do diodo do MOSFET SCH2080KE e do diodo DSEI120-12A para temperatura de operação de 100°C.	104
Tabela 13 – Coeficientes dos polinômios de representação das perdas de recuperação reversa dos diodos internos ao IGBT IRG7PD42UDP, ao MOSFET SCH2080KE e do diodo DSEI120-12A.	104
Tabela 14 - Perdas de recuperação reversa para diodos do inversor para IGBT IRG7PD42UDP e MOSFET SCH2080KE.	105
Tabela 15 - Perdas de recuperação reversa do diodo da malha Z para o diodo DSEI120-12A.	105
Tabela 16 - Perdas totais para os semicondutores do inversor.	106
Tabela 17 - Perdas totais para os semicondutores da malha Z para o diodo DSEI120-12A e para o IGBT IGW40N120H3.	106
Tabela 18 - Perdas totais nos semicondutores do conversor BZSI.	107
Tabela 19 - Perdas totais e rendimento do conversor BZSI.	107
Tabela 20 - Parâmetros de projeto do protótipo.	123

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

Abrev/Siglas	Descrição
BEMF	<i>Back Electromotive Force</i>
BLAC	<i>Brushless Alternating Current Machine</i>
BLDC	<i>Brushless Direct Current Machine</i>
BZSI	<i>Bidirectional Z-Source Inverter</i>
c.a.	Corrente Alternada
c.c.	Corrente Contínua
CHB	<i>Cascaded H-Bridge</i>
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
DTC	<i>Direct Torque Control</i>
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i>
EPA	Estados Pseudo-Ativos
FC	<i>Flying Capacitor</i>
FOC	<i>Field Oriented Control</i>
FTMA	Função de Transferência de Malha Aberta
FTMF	Função de Transferência de Malha Fechada
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IP	Ímã Permanente
MCC	Máquina de Corrente Contínua
MCI	Motor de Combustão Interna
MI	Máquina de Indução
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MRV	Máquina de Relutância Variável
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i>
PID	Proporcional Integral Derivativo
PMBM	<i>Permanent Magnet Brushless Machine</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RSE	Resistência Série Equivalente
SiC	<i>Silicon Carbide</i>
SOC	<i>State Of Charge</i>
VE	Veículo Elétrico
VEH	Veículo Elétrico Híbrido
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i>
ZSI	<i>Z-Source Inverter</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

Descrição	Símbolo	Unidade
Ângulo de defasagem entre a corrente e o sinal de referência da modulação senoidal	Φ	rad
Ângulo do sinal de referência de modulação senoidal	θ	rad
Capacitâncias da malha Z	$C_{1,2}$	F
Capacitor da malha Z	C_{ZSI}	F
Capacitor de entrada do conversor	C_{in}	F
Coefficiente da função energia de comutação de segunda ordem	$k_{2_on/off}$	J/A ²
Coefficiente da função energia de comutação de primeira ordem	$k_{1_on/off}$	J/A
Coefficiente da função energia de comutação de ordem zero	$k_{0_on/off}$	J
Coefficiente da função energia de recuperação reversa de segunda ordem	k_{2_rr}	J/A ²
Coefficiente da função energia de recuperação reversa de primeira ordem	k_{1_rr}	J/A
Coefficiente da função energia de recuperação reversa de ordem zero	k_{0_rr}	J
Constante relacionada à dimensão do núcleo do induto	P	H
Controlador	$C(s)$	-
Controlador de corrente	$C_{iL}(s)$	-
Controlador de tensão	$C_{vC}(s)$	-
Controlador de tensão com Preditor de Smith	$C_{vcP}(s)$	-
Corrente de entrada do conversor	i_{in}	A
Corrente de recuperação reversa	I_{rr}	A
Corrente de saída da malha Z	i_{Z0}	A
Corrente média quase-instantânea do indutor da malha Z	$\langle i_L \rangle$	A
Corrente nominal do diodo	I_D	A
Correntes da fase A, B, C	I_a, I_b, I_c	A
Correntes das fases durante o semiciclo positivo	$i_{a,b,c}^+$	A
Correntes dos capacitores da malha Z	$i_{C1,2}$	A
Correntes dos indutores da malha Z	$i_{L1,2}$	A
Correntes nos diodos do conversor	$i_{D1,2,3,4,5,6,7}$	A
Correntes nos interruptores do conversor	$i_{S1,2,3,4,5,6,7}$	A
Diodo de entrada do conversor	D_{in}	-
Diodo de roda livre	D_{FW}	-
Energia de recuperação reversa	$W_{rr}(i_D)$	J
Energia dissipada durante a comutação dos interruptores	$W(i_S)$	J
Erro corrigido	$E_C(s)$	-
Esforço de tensão sobre os interruptores	V_S	V
Fator <i>Boost</i>	B	-
Fator de ganho <i>Buck-Boost</i>	G	-

Fator de potência	$\cos(\Phi)$	-
Fluxo magnético	φ	Wb
Fonte de alimentação do conversor	V_{in}	V
Força contra eletromotriz das fases A, B, C	$E_{a,b,c}$	V
Frequência angular da referência	ω	rad/s
Frequência de comutação	f_s	Hz
Frequência de corte	f_c	Hz
Frequência de operação da carga	f_0	Hz
Ganho da planta	$G(\omega)$	dB
Impedância da carga trifásica	Z	Ω
Índice de modulação	m_{idx}	-
Indutância da malha Z em função da frequência de ressonância	L_{res}	H
Indutância da malha Z em função da indutância crítica	L_{crt}	H
Indutância da malha Z em função da ondulação da corrente	$L_{\Delta IL}$	H
Indutância da malha Z em função dos estados pseudo-ativos	L_{EPA}	H
Indutância das fases A, B, C	$L_{a,b,c}$	H
Indutância do estator	L_s	H
Indutância do rotor	L_r	H
Indutância simplificada de carga	L_0	H
Indutâncias da carga trifásica	L_{3f}	H
Indutâncias da malha Z	$L_{1,2}$	H
Indutor da malha Z	L_{ZSI}	H
Interruptor de entrada do conversor	S_{in}	-
Modelo da corrente do indutor pelo índice de modulação	$G_{iLM}(s)$	A
Modelo da corrente do indutor por razão cíclica de curto-circuito	$G_{iLd0}(s)$	A
Modelo da tensão corrente do indutor pela tensão de entrada	$G_{iLVin}(s)$	A/V
Modelo da tensão do capacitor pela tensão de entrada	$G_{vCVin}(s)$	-
Modelo da tensão do capacitor pelo índice de modulação	$G_{vCM}(s)$	V
Modelo da tensão do capacitor por razão cíclica de curto-circuito	$G_{vCd0}(s)$	V
Número de espiras	N	-
Perda de comutação dos semicondutores	$P_{cond,S/Dmn}$	W
Perda de condução dos semicondutores	$P_{Smn_on/off}$	W
Perdas de recuperação reversa dos diodos	P_{Drr}	W
Período de comutação	T	s
Período de comutação de curto-circuito	T_{ST}	s
Período de vetor ativo	T_{ativo}	s
Perturbação da corrente de saída da malha Z	$\hat{i}_0$	A
Perturbação da corrente do indutor da malha Z	$\hat{i}_L$	A
Perturbação da razão cíclica de curto-circuito	$\hat{d}_0$	-

Perturbação da tensão de alimentação	$\hat{v}_{in}$	V
Perturbação da tensão do capacitor da malha Z	$\hat{v}_C$	V
Perturbação do índice de modulação	$\hat{m}_{idx}$	-
Planta da parcela do zero no semiplano direito	$(1-\eta s)$	-
Planta de corrente	$G_{iL}(s)$	A
Planta de realimentação de corrente		
Planta de realimentação de tensão	$H_v(s)$	
Planta de tensão	$G_{vC}(s)$	V
Planta equivalente	$G'(s)$	-
Planta resultante	$C_{eq}(s)$	-
Planta para cancelar a presença do zero no semiplano direito	λs	-
Planta sem a presença do zero no semiplano direito	$G_n(s)$	-
Potência de saída	P_o	W
Potência dissipada nos capacitores da malha Z	P_{C_ZSI}	W
Preditor de Smith	$P(s)$	W
Primeira componente da corrente de curto-circuito	i_{ST1}	A
Queda de tensão que caracteriza a parcela constante da oposição à passagem de corrente no semiconductor	V_{To}	V
Razão cíclica de curto-circuito	$d0$	-
Referências de modulação senoidais	$V_{a,b,c}$	V
Referências de modulação, linha superior e inferior	$V_{p,n}$	V
Resistência do estator	R_s	Ω
Resistência do rotor	R_r	Ω
Resistência que caracteriza a parcela constante da oposição à passagem de corrente no semiconductor	r_T	Ω
Resistencia série equivalente	r_{SE}	Ω
Resistência simplificada de carga	R_0	Ω
Resistências da carga trifásica	R_{3f}	Ω
Resistências das fases A, B, C	$R_{a,b,c}$	Ω
Segunda componente da corrente de curto-circuito	i_{ST2}	A
Sinal de controle	$U(s)$	-
Sinal de realimentação	$Y(s)$	-
Sinal de realimentação equivalente	$Y'(s)$	-
Sinal de realimentação resultante	$Y^*(s)$	-
Sinal de referência de corrente	I_{ref}	A
Sinal de referência de tensão	V_{ref}	V
Tempo de curto-circuito	t_{ST}	S
Tempo de recuperação reversa	t_{rr}	S
Tensão de bloqueio do diodo	V_{Dmax}	V
Tensão de saída da malha Z	v_{Z0}	V

Tensão média quase-instantânea de saída	$\langle v_0 \rangle$	V
Tensão média quase-instantânea do capacitor da malha Z	$\langle v_C \rangle$	V
Tensões nos capacitores da malha Z	$v_{C1,2}$	V
Tensão no diodo 'x' do conversor	v_{Dx}	V
Tensões nos indutores da malha Z	$v_{L1,2}$	V
Tensão no interruptor x do conversor.	v_{Sx}	V
Valor da tensão de linha	V_{LL}	V
Valor de pico da corrente de carga	I_P	A
Valor de pico da tensão de fase de saída de um inversor trifásico	V_{acpk}	V
Valor do pico da tensão no barramento c.c.	V_{Z0pk}	V
Valor eficaz da corrente de curto-circuito	I_{STrms}	A
Valor eficaz da corrente do capacitor	$I_{C_ZSI_rms}$	A
Valor eficaz da corrente no diodo x.	I_{Dxrms}	A
Valor eficaz da corrente no interruptor x.	I_{Sxrms}	A
Valor eficaz da primeira componente da corrente de curto-circuito	i_{ST1rms}	A
Valor eficaz da segunda componente da corrente de curto-circuito	i_{ST2rms}	A
Valor eficaz das correntes de fase	I_{acrms}	A
Valor eficaz das tensões de fase	V_{acrms}	V
Valor máximo das correntes de fase	I_{acpk}	A
Valor máximo das tensões de fase	V_{acpk}	V
Valor médio da corrente de curto-circuito	I_{STmed}	A
Valor médio da corrente no diodo x.	$IDxmed$	A
Valor médio da corrente no interruptor x.	$ISxmed$	A
Valor médio da primeira componente da corrente de curto-circuito	I_{ST1med}	A
Valor médio da razão cíclica de curto-circuito	D_{0med}	-
Valor médio da segunda componente da corrente de curto-circuito	I_{ST2med}	A
Valor médio da tensão dos capacitores da malha Z	V_C	V
Valor médio das correntes de fase	I_{acmed}	A
Valor médio das tensões de fase	V_{acmed}	V
Valor médio no barramento c.c.	V_{Z0}	V
Valores médios das tensões nos indutores	$V_{L1,2}$	V
Valores máximos das correntes nos indutores da malha Z	I_{Lmax}	A
Valores mínimos das correntes nos indutores da malha Z	I_{Lmin}	A
Variação da corrente do indutor da malha Z	ΔI_L	A
Variação da tensão do capacitor da malha Z	ΔV_C	V

Símbolos usados para referenciar elementos de circuitos

Símbolo	Descrição	Unidade
<i>C</i>	Capacitor	F
<i>D</i>	Diodo	-
<i>L</i>	Indutor	H
<i>R</i>	Resistor	Ω
<i>S</i>	Interruptor	-

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO GERAL	27
1.1 MÁQUINAS ELÉTRICAS PARA TRAÇÃO ELÉTRICA VEICULAR.....	28
1.1.1 Máquina de corrente contínua	29
1.1.2 Máquina de indução	30
1.1.3 Máquina de relutância variável.....	31
1.1.4 Máquinas de ímãs permanentes sem escovas	32
1.2 PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DAS MÁQUINAS ELÉTRICAS	32
1.3 CONVERSORES PARA TRAÇÃO VEICULAR	33
1.4 PRINCIPAIS ESTRUTURAS DE CONVERSORES PARA TRAÇÃO VEICULAR..	34
1.4.1 Inversor de tensão trifásico de dois níveis	34
1.4.2 Inversor bidirecional fonte Z.....	36
1.5 OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES DESTE TRABALHO.....	37
1.6 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	38
2 INVERSOR BIDIRECIONAL FONTE Z.....	39
2.1 INTRODUÇÃO	39
2.2 TOPOLOGIAS DE CONVERSOR FONTE Z.....	39
2.3 ANÁLISE DA MALHA Z.....	43
2.4 PRINCIPAIS MODULAÇÕES PARA O INVERSOR FONTE Z	46
2.4.1 Modulação Boost Simples	47
2.4.2 Modulação Máximo Boost	47
2.4.3 Modulação Máximo Boost Constante	48
2.5 GANHOS E ESFORÇOS DE TENSÃO DAS MODULAÇÕES	50
2.6 CONCLUSÕES	53
3 ETAPAS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR FONTE Z BIDIRECIONAL	55
3.1 INTRODUÇÃO	55
3.2 PRIMEIRA E SEXTA ETAPAS DE OPERAÇÃO	59
3.3 SEGUNDA E DÉCIMA ETAPAS DE OPERAÇÃO	60
3.4 TERCEIRA E NONA ETAPAS DE OPERAÇÃO	62
3.5 QUARTA E OITAVA ETAPAS DE OPERAÇÃO	63
3.6 QUINTA E SÉTIMA ETAPAS DE OPERAÇÃO	64
3.7 CONCLUSÕES	65
4 MODELAGEM DO CONVERSOR FONTE Z BIDIRECIONAL.....	67
4.1 INTRODUÇÃO	67
4.2 EQUACIONAMENTO PARA LEVANTAMENTO DOS MODELOS.....	67
4.2.1 Modelo da tensão do capacitor pela razão cíclica de curto-circuito	73

4.2.2	Modelo da tensão do capacitor pelo índice de modulação.....	73
4.2.3	Modelo da tensão do capacitor pela tensão de entrada	73
4.2.4	Modelo da corrente do indutor pela razão cíclica de curto-circuito	74
4.2.5	Modelo da corrente do indutor pelo índice de modulação	74
4.2.6	Modelo da corrente do indutor pela tensão de entrada.....	75
4.3	VALIDAÇÃO DOS MODELOS OBTIDOS.....	75
4.3.1	Análise de pólos e zeros.....	79
4.3.2	Variação paramétrica da malha Z e carga	79
4.3.3	Comparação entre modelos obtidos e modelos usuais	81
4.4	CONCLUSÕES	82
5	PROJETO DO CONVERSOR FONTE Z.....	85
5.1	INTRODUÇÃO.....	85
5.2	PARÂMETROS DO CONVERSOR	85
5.3	DIMENSIONAMENTO DA CAPACITÂNCIA DA MALHA Z	87
5.4	DIMENSIONAMENTO DA INDUTÂNCIA DA MALHA Z.....	88
5.5	CÁLCULO DE ESFORÇOS.....	91
5.5.1	Valores médio e eficaz da corrente de curto-circuito.....	92
5.5.2	Valores médio e eficaz da corrente do interruptor	93
5.5.3	Valores médio e eficaz da corrente do diodo	94
5.5.4	Valores médio e eficaz dos semicondutores da malha Z.....	94
5.5.5	Esforços de tensão nos semicondutores	94
5.6	PERDAS NOS SEMICONDUCTORES	95
5.6.1	Perdas de condução.....	95
5.6.2	Perdas de comutação.....	100
5.6.3	Perdas totais nos semicondutores	106
5.7	RENDIMENTO DO CONVERSOR FONTE Z	107
5.8	CONCLUSÃO.....	108
6	CONTROLE DA MALHA Z	109
6.1	INTRODUÇÃO.....	109
6.2	MALHA DE CONTROLE EM CASCATA	109
6.3	PROJETO DO CONTROLE DE CORRENTE.....	111
6.4	PREDITOR DE SMITH.....	113
6.5	PROJETO DO PREDITOR DE SMITH E CONTROLADOR DE TENSÃO	115
6.6	RESULTADOS DE SIMULAÇÕES	120
6.7	CONCLUSÕES	122
7	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	123
7.1	INTRODUÇÃO.....	123

7.2	PROTÓTIPO DO CONVERSOR FONTE Z BIDIRECIONAL.....	123
7.3	RESULTADOS EM MALHA ABERTA	124
7.4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS EM MALHA FECHADA	128
7.5	CONCLUSÕES	129
8	CONCLUSÕES GERAIS.....	131
8.1	ANÁLISE DOS RESULTADOS.....	131
8.2	SUGESTÕES DE INVESTIGAÇÃO	134
	REFERÊNCIAS	135
	APENDICE A – CONFIGURAÇÃO E PROGRAMAÇÃO DO DSP F28335 FEITO PELO SOFTWARE PSIM®	139

1 INTRODUÇÃO GERAL

O conceito de Veículo Elétrico (VE) não é tão recente. Em 1834 foi construído o primeiro VE por Thomas Davenport. Porém, devido ao elevado custo, os veículos com Motores de Combustão Interna (MCI) prevaleceram [1].

Entretanto, nos últimos anos, tendo em vista os fatores do valor do combustível estar crescendo, junto com a imposição pelos governos de redução de emissões, o VE se mostra uma alternativa promissora para transporte. Justifica-se assim o elevado crescimento em pesquisas voltadas para este tema.

Um grande exemplo é que os carros com MCI devem ser substituídos em um médio prazo por VEs na Alemanha. O Conselho Federal do país aprovou uma resolução que proíbe a venda de veículos a diesel e a gasolina a partir de 2030 (no país não é utilizado o álcool como combustível). A ousada decisão foi tomada com a concordância dos representantes dos dezesseis Estados que compõem o Conselho Federal, para atender a decisão de reduzir as emissões de poluentes determinadas pelo Pacto Mundial sobre o Clima da Conferência de Paris, em dezembro do ano de 2015 [2].

O governo alemão investiu US\$ 1,3 bilhão para subsidiar a compra de carros elétricos até 2019, para incentivar o processo de substituição dos carros à combustão, com subsídios de US\$ 4,4 mil para a compra de um carro elétrico e de US\$ 3,3 mil para um híbrido. A decisão proíbe a venda de veículos com MCI a partir de 2030, mas a frota com esse combustível poderá rodar até 2050, portanto, por mais vinte anos, quando, então, será proibido rodar com qualquer veículo a gasolina e diesel.

A decisão vai provocar mudanças profundas na sociedade alemã, pois inúmeras atividades e profissões serão simplesmente aniquiladas, enquanto outras surgirão. O compromisso do governo alemão é reduzir entre 80% e 95% a emissão de dióxido de carbono (CO₂) até 2050. Não por acaso, as grandes marcas alemãs se preparam para esse novo mundo: a BMW já tem inclusive no Brasil o modelo I8 e o I3, ambos elétricos. A Volkswagen acabou de lançar no Salão de Paris um carro totalmente elétrico para 2020, o I.D. Concept, e a Audi tem a família E-tron, hoje formada apenas por híbridos, mas que serão de emissão zero em um futuro breve.

A Noruega é outro país na vanguarda, no tema de VEs. Com mais de cem mil unidades, os noruegueses têm a maior taxa per capita de automóveis movidos a eletricidade. O governo tem o intuito de ter toda a frota de veículos no seu país, puramente elétricos, até 2025. Em 2007 estavam registrados na Noruega apenas 321 veículos movidos a eletricidade. No fim de 2016,

havia mais de cem mil deles. Nenhum outro país chega nem sequer perto dessa proporção de carros elétricos per capita.

1.1 MÁQUINAS ELÉTRICAS PARA TRAÇÃO ELÉTRICA VEICULAR

Os fatores de grande peso na escolha dos consumidores entre veículos com MCI e VEs, além do preço, é a autonomia, sendo estes as principais desvantagens dos VEs. A autonomia dos VEs depende, além do sistema de armazenamento de energia, do sistema de tração conversor-motor.

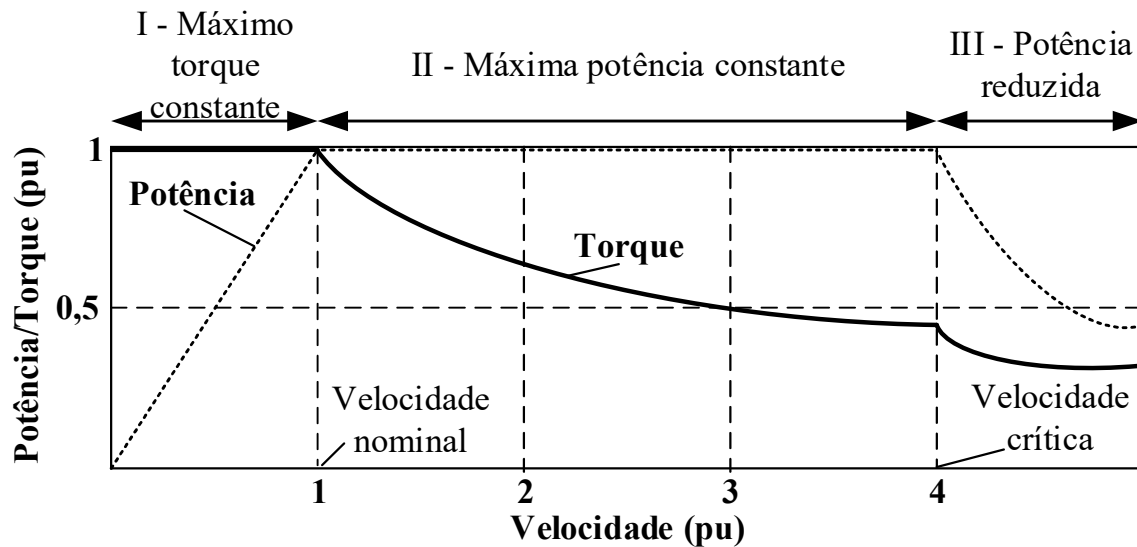
Devido à crescente demanda por menor consumo de combustível nos carros, as tecnologias de VEs têm experimentado um ritmo acelerado de desenvolvimento. No sistema de acionamento, a tecnologia de máquinas elétricas é um dos fatores cruciais que influenciam o rendimento e o desempenho do sistema.

As exigências sobre as características básicas de uma máquina elétrica no sistema de acionamento de VEs [3-7], são indicadas abaixo:

- Alta densidade de potência e alta densidade de torque;
- Ampla faixa de velocidade com a operação de potência constante, em torno de quatro à cinco vezes a velocidade nominal, devido a eliminação da caixa de câmbio;
- Torque de partida elevado, grande capacidade de tração em terreno inclinado, e alta potência em velocidade elevada;
- Alto rendimento sob larga faixa de velocidade e de torque;
- Alta confiabilidade e robustez adequada ao ambiente;
- Capacidade de sobrecarga intermitente e custo aceitável;
- Baixo ruído acústico e baixa ondulação de torque;
- Boa regulação de tensão sobre larga faixa de velocidade.

As curvas ideais de torque/potência por velocidade para uma máquina de tração em VEs sem a utilização de caixa de câmbio e com os controles adequados são mostradas na Figura 1. Na região I, de torque constante, a capacidade de torque máximo é dada pela capacidade de corrente do conversor que aciona a máquina. Na região II, de potência constante, o enfraquecimento do fluxo é utilizado para atingir velocidades acima da nominal. Na região III, há diminuição de torque e potência em função do aumento da Força Contra Eletromotriz (BEMF - *Back Electromotive Force*) [4, 7].

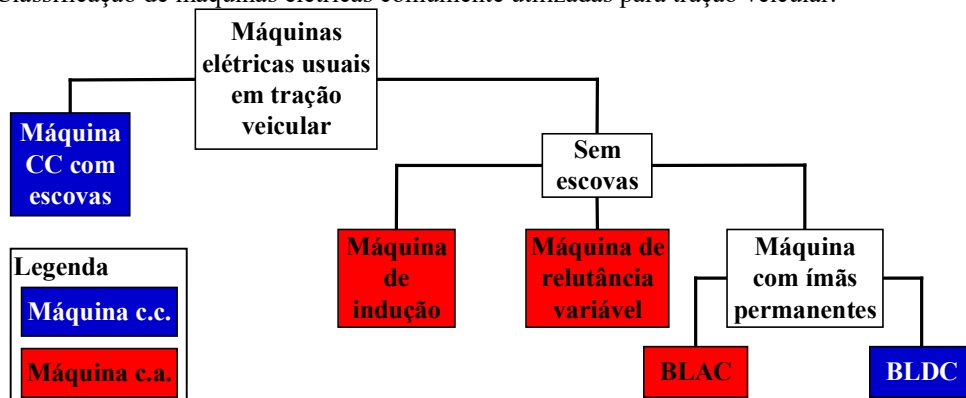
Figura 1 - Curvas de torque/potência por velocidade para uma máquina elétrica aplicada para tração.



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Entre os diferentes tipos de máquinas para acionamentos elétricos, existem essencialmente dois tipos: com escovas e sem escovas [3, 5-7]. Estes, por sua vez, subdividem em quatro máquinas principais, sendo estas: Máquina de Corrente Contínua (MCC), Máquina de Indução (MI), Máquina de Relutância Variável (MRV), e Máquina de Ímãs Permanentes Sem Escovas (PMBM – *Permanent Magnet Brushless Machine*), conforme ilustrado na Figura 2.

Figura 2 - Classificação de máquinas elétricas comumente utilizadas para tração veicular.



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

1.1.1 Máquina de corrente contínua

As MCCs com a armadura no rotor podem possuir enrolamento de campo ou Ímãs Permanentes (IP), para obtenção do fluxo magnético principal.

As vantagens de uma MCC incluem [7, 8]:

- Maturidade tecnológica e simples de controlar;
- Boa regulação de velocidade.

As principais desvantagens são [7, 8]:

- Há necessidade de comutadores e escovas, portanto, é menos confiável e inadequado para operação em alta velocidade e necessitam de manutenção mais frequente;
- Motores com enrolamento de campo têm baixa densidade de potência específica.

1.1.2 Máquina de indução

Existem dois tipos de motores de indução, com rotor bobinado e rotor gaiola-de-esquilo. As MIs com enrolamento de rotor são menos interessantes do que a de rotor de gaiola devido ao seu custo ser mais elevado, possuir maior necessidade de manutenção e pouca robustez [8]. Os tipos mais comuns de rotores de motores de indução são os de gaiola em que barras de alumínio são moldadas para dentro das ranhuras na periferia externa do rotor [7].

As principais vantagens das MIs incluem:

- Estrutura robusta e custo relativamente baixo [7, 9];
- Bom desempenho dinâmico, que pode ser conseguido por exemplo com Controle de Campo Orientado (FOC - *Field Oriented Control*) ou com Controle Direto de Torque (DTC – *Direct Torque Control*) [7]. Isto faz com que esta topologia seja competitiva com a topologia de IPs [8];
- Peso e volume reduzido.

As desvantagens incluem:

- A faixa de potência constante só pode estender entre duas a três vezes a velocidade nominal. Mas em máquinas voltadas para VEs, é requerido uma expansão de quatro à cinco vezes acima da velocidade nominal. Sendo assim, o projeto de MIs se torna mais complicado para satisfazer as necessidades exigidas para aplicações em VEs;
- Fluxo de corrente no rotor causa perdas elevadas e complexidade de arrefecimento do rotor [10]. Mesmo que MIs sejam comparáveis aos motores com IPs na região de alta velocidade, é improvável que para uma mesma potência, sejam capazes de atingir o mesmo nível de torque com o mesmo valor de corrente e temperatura [8];
- Os sistemas de controle são consideravelmente difíceis devido aos parâmetros equivalentes variáveis.

1.1.3 Máquina de relutância variável

As MRVs operam no modo de corrente descontínua. Na Figura 1, na região I, de torque constante, as correntes de fase da MRV são controladas por Modulação por Largura de Pulso (PWM – *Pulse Width Modulation*) para produzir o torque de saída desejado. A região II, de potência constante, vai até cerca de duas à sete vezes a velocidade nominal, que é muitas vezes conseguida por excitação de avanço de fase até que a sobreposição entre correntes de fase sucessivas ocorra. Na região III, a tensão de alimentação do inversor é limitada, logo, o avanço do ângulo de comutação é necessário. Ambos os ângulos de condução e bloqueio são gradualmente avançados conforme o aumento da velocidade. Devido à influência da BEMF e da indutância de enrolamento, o avanço de fase é limitado e as formas de onda de corrente de fase se tornam contínuas. A capacidade de potência nesta condição pode ser obtida através do emprego de excitação sobreposta de duas fases e de condução contínua [11].

As principais vantagens da MRV incluem:

- A estrutura sem ímãs ou enrolamentos no rotor é simples e robusta [7, 12, 13]. Assim, pode ser adotado para operar em ambiente de alta temperatura e também em altas velocidades [8];
- É inerentemente tolerante a falhas [7];
- A estrutura do rotor é de baixo custo e ha capacidade de rotação de alta velocidade [8, 12, 13].

As principais desvantagens são:

- O bom funcionamento em baixas rotações requer perfis complexos das formas de ondas das correntes de fase e sensoramento preciso da posição do rotor;
- O ruído acústico, vibração, e ondulação de torque tendem a ser relativamente elevados [7, 8, 14];
- Menor densidade de potência e de torque, assim, máquinas de torque elevado são muito grandes [8].

Em resumo, as MRVs têm capacidade de operar em altas velocidades. A região de operação de potência constante é relativamente larga [7]. Os efeitos da variação de temperatura têm mínimas influências e, portanto, há pouca necessidade de compensação, o que torna tal máquina um grande potencial de aplicação em sistemas de tração de veículos onde o ruído produzido não é um problema, como em veículos *off-road* [15].

1.1.4 Máquinas de ímãs permanentes sem escovas

As PMBMs incluem máquina de BEMF senoidal e trapezoidal. Elas são divididas em Máquina de Corrente Contínua Sem Escovas (BLDC – *Brushless Direct Current Machine*) e Máquina de Corrente Alternada sem escovas (BLAC - *Brushless Alternating Current Machine*). O mais usual, é que uma forma de onda trapezoidal da BEMF é necessária para a topologia BLDC, e uma forma de onda senoidal da BEMF é necessária para a topologia BLAC, para assim atingir uma elevada densidade de potência e baixa ondulação de torque [16].

As principais vantagens da PMBM são [7]:

- Possui pouco peso, pequeno volume, e alta densidade de potência;
- Alto rendimento, alta confiabilidade e boa dissipação de calor.

As principais desvantagens incluem:

- A região de operação de potência constante é relativamente estreita [7];
- Custo relativamente elevado, especialmente para aplicações de potência elevada [7, 8].

1.2 PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DAS MÁQUINAS ELÉTRICAS

A avaliação dos motores para VEs é mostrada na Tabela 1, onde um sistema de pontos de classificação é adotado com base nas referências [5-7] e feito a média entre as características avaliadas. O sistema de classificação é constituído por seis características principais e cada uma delas é classificada de 1 a 10 pontos, onde 10 pontos significa a melhor classificação.

Tabela 1 - Qualificação dos motores elétricos convencionais para aplicação em veículos elétricos.

	Motor c.c.	MI	MRV	PMBM
Densidade de potência	5	7	7	10
Rendimento	5	7	7	10
Facilidade de controle	10	7	7	8
Robustez	5	10	10	8
Maturidade	10	10	8	8
Custo	8	10	7	6
Total	43	51	46	50

Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Pode-se observar que MI e PMBM são as principais máquinas em acionamentos de VEs de acordo com o valor total. Na maioria dos casos, há interesse em uma relação de velocidade, a qual é definida como a razão entre a velocidade máxima e a velocidade nominal. Cada tipo de motor tem a sua razão de velocidade máxima limitada. O motor de ímãs permanentes tem

uma relação pequena (≤ 2), porque é difícil empregar o controle de enfraquecimento de campo. O motor de relutância variável tem a maior proporção (≥ 6), enquanto um motor de indução pode atingir uma proporção de 4 [7].

Na Tabela 2 são apresentados alguns dos principais VEs comerciais, classificados de acordo com o motor elétrico utilizado no seu sistema de tração. Nota-se que há uma tendência dos fabricantes de usufruir máquinas do tipo PMBM. Destaca-se também que os fabricantes de origem oriental recorrem às máquinas com IPs por haver menor custo devido à localização geográfica do mercado deste material, já os carros de origem americana tendem a ter MIs.

Tabela 2 - Classificação de VEs e VEHs conforme motor elétrico no sistema de tração.

Tipo de motor elétrico	Fabricante (Modelo) de veículos
Motor c.c.	Fiat (Panda Elettra), Mazda (Bongo), GMC (Conceptor G-Van)
MI	Tesla, Fiat (Seicentro Elettra), Ford (City), GMC (EVI),
MRV	Chloride Lucas
PMBM	Honda (EV plus, Accord Hybrid, Civic Hybrid, Insight), Hyndai (Sonata Limited), Toyota (RAV4, Prius), Nissan (Altra, Leaf), Suzuki (Senior Tricycle), Mitsubishi (i-MiEV) Kia (Optima Hybrid, Soul EV+), Lexus (GS 450h F SPORT), BMW (i3, i8), Porsche (918 Spyder), Volkswagem (e-Golf), Lincon (MKZ Hybrid), Ford (Fusion Energi, Focus Electric), Chevrolet (Volt)

Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

1.3 CONVERSORES PARA TRAÇÃO VEICULAR

Os circuitos eletrônicos de potência, quando aplicados a VEs e VEHs devem atender aos seguintes requisitos [17]:

- Alta temperatura de operação: O conversor para acionamento do motor de tração (*driver*) deve ser instalado próximo ao motor, e usualmente fica confinado em um local de pouco espaço, com dificuldade de refrigeração, portanto em um ambiente de altas temperaturas, em torno de 100° C;
- Elevado esforço mecânico: Ocorre devido a própria vibração do veículo devido ao terreno ao qual o mesmo se situa, e devido ao ciclo térmico devido às variações de temperatura do ambiente ao qual o veículo se encontra, assim como o aquecimento causado devido às variações de carga. Ainda, devido a própria natureza do veículo, o conversor necessita suprir uma alta aceleração. Deve-se tomar um cuidado especial de forma a garantir que a unidade suporte os ciclos térmicos;

- Volume e peso reduzido: O peso e o volume são sempre requisitos importantes em veículos de qualquer natureza, mas especialmente nos VEs e VEHs devem ser ainda mais reduzidos, para aumentar a autonomia e reduzir as alterações no projeto das estruturas usualmente concebidas para os veículos;
- Alta proporção entre o pico de potência e a potência média: O motor fornece alta potência durante a aceleração. O pico de potência requerido fica em torno de cinco à dez vezes o da potência média. A duração desta entrega de potência é usualmente na ordem de segundos, o que é muito maior do que a constante térmica para os semicondutores. Isto impõe maiores desafios no projeto do conversor, de modo que o mesmo atenda os requerimentos e tenha ao mesmo tempo baixo custo.

1.4 PRINCIPAIS ESTRUTURAS DE CONVERSORES PARA TRAÇÃO VEICULAR

As duas principais máquinas elétricas utilizadas pelas montadoras são o MI e o PMBM, que possuem a mesma configuração de estator, podendo assim serem acionados pela mesma topologia de conversor. Consequentemente, a maior parte dos conversores utilizados em VEs e VEHs, usa o Inversor de Tensão de dois níveis (VSI - *Voltage Source Inverter*) para acionar o motor/gerador e um conversor c.c.-c.c. entre a bateria e/ou supercapacitor e o barramento c.c. que alimenta o inversor, normalmente operando com tensão mais elevada [1, 18, 19].

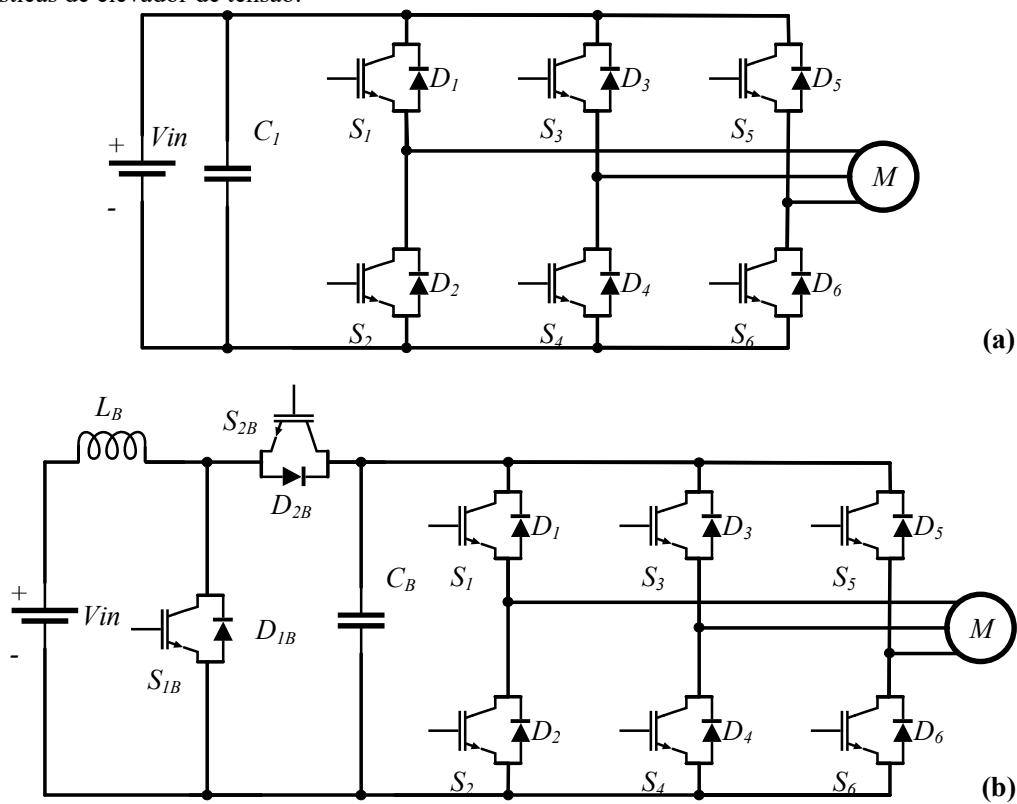
1.4.1 Inversor de tensão trifásico de dois níveis

Os inversores podem ser classificados como VSI ou fonte de corrente (CSI - *Current Source Inverter*). Os CSI não são aconselhados para uso em VE devido à grande indutância colocada em série para proporcionar a pequena ondulação de corrente necessária [1]. O VSI é a topologia mais utilizada para acionamento de motores trifásicos devido à sua simplicidade, aliado ao fato de ser bidirecional, característica essencial para realizar a regeneração da energia cinética em VEs.

No caso do VSI, existem duas configurações básicas [17]: uma com o tradicional inversor alimentado por um banco de baterias, conforme Figura 3 (a), e a outra onde um conversor c.c.-c.c. reversível em corrente é instalado entre o banco de baterias e o inversor. Na configuração da Figura 3(a) o banco de baterias precisa ser composto por um maior número de baterias em série, o que não é desejado, para atingir a tensão do barramento c.c. necessária à alimentação do motor. Na configuração da Figura 3(b) o conversor c.c.-c.c. permite operar com

um banco de baterias de menor tensão, carregando o barramento c.c. com uma tensão mais elevada, própria para a operação do inversor e alimentação do motor. A tensão do banco de baterias pode variar entre 12V e 450V, dependendo do nível de potência requerido. Para aplicações onde o nível de potência do MCI é maior que a potência do motor elétrico, geralmente é utilizada a bateria tradicional do veículo, de 12V, ou baterias de 42V. Para veículos com esta relação mais elevada, o nível de tensão do banco de baterias pode ser entre 200V à 450V [17].

Figura 3 - Inversor de tensão trifásico: (a) com banco de baterias de alta tensão, (b) com pré-estágio c.c.-c.c. com características de elevador de tensão.



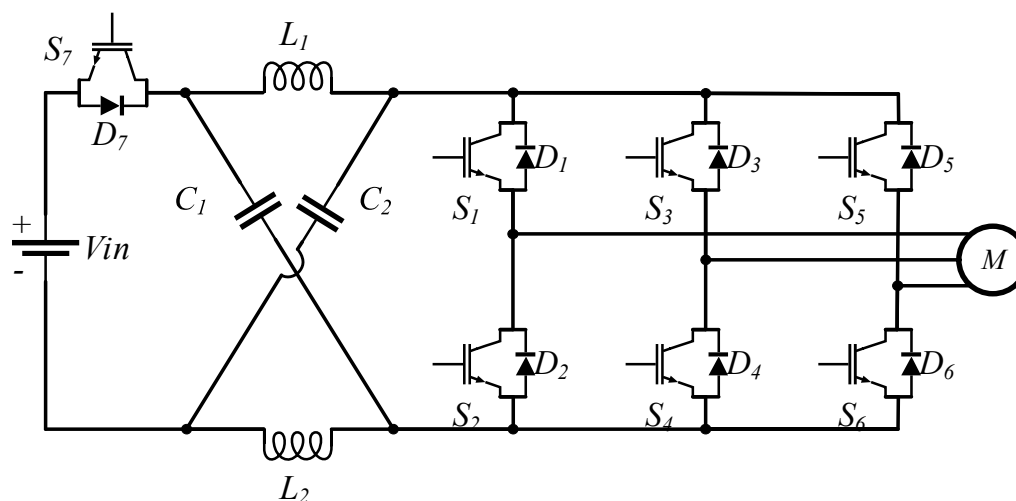
Fonte: Elaborado pelo próprio Autor, 2017

Em VEs e VEHs, a tensão total do banco de baterias varia em uma ampla faixa dependendo do seu Estado de Carga (SOC - *State Of Charge*). Esta variação pode ser em torno de 50% dependendo do tipo de bateria. Com esta ordem de variação de tensão, o VSI tradicional precisa ser superdimensionado, de forma a poder ser capaz de suportar altas tensões e nível de corrente duas vezes maior quando a bateria possui 50% da tensão nominal, de forma a manter a potência [17], elevando o custo do conversor. Já o conversor VSI com estágio c.c.-c.c. reversível em corrente pode minimizar os esforços do inversor, porém o estágio adicional também eleva os custos e a complexidade, podendo haver redução da confiabilidade.

1.4.2 Inversor bidirecional fonte Z

O inversor bidirecional fonte Z (BZSI – *Bidirectional Z Source Inverter*) é mostrado na Figura 4. É uma topologia com proposta recente, assim sendo, é promissora para pesquisa na aplicação em VEs e VEHs, por eliminar o conversor extra para elevar a tensão, uma vez que esta característica é intrínseca desta topologia [17].

Figura 4 - Inversor bidirecional fonte Z.



Fonte: Elaborado pelo próprio Autor, 2017

A topologia possui as seguintes características [17]:

- Pode elevar a tensão de saída para níveis maiores que a tensão de entrada, ou também abaixar a tensão, sendo assim muito adequado para acionamento de motores para tração;
- Possui capacidade de suportar curto-circuito de braço, aumentando assim a confiabilidade do sistema. Na verdade, é uma etapa necessária para elevar a tensão;
- Pode reduzir harmônicos na saída em comparação com o VSI tradicional, uma vez que não é necessário tempo morto para comutação. Sendo assim, também não há perda de razão cíclica;
- Não possui capacitor de barramento, que geralmente é um elemento que gera custo e reduz a confiabilidade;
- Devido à aplicação de curto-circuito de braço para elevar a tensão de saída, a corrente de entrada, fornecida pela fonte de alimentação, é descontínua, não sendo recomendado a utilização de baterias;

- Baixo rendimento para regiões de operação com necessidade de altos ganhos, ocasionado pelo aumento nos esforços de tensão dados pela elevação de tensão necessária, assim como no aumento da corrente de curto-circuito;
- Dificuldade do projeto do sistema de controle, devido a planta de tensão possuir característica de fase não-mínima.

1.5 OBJETIVOS E CONTRIBUIÇÕES DESTE TRABALHO

A partir dos estudos preliminares efetuados, o trabalho está direcionado para o estudo do conversor BZSI, com análise nas perdas, no levantamento do seu modelo matemático e projeto do sistema de controle. É apresentado também o desenvolvimento de um protótipo de 1,1 kW com 300V de entrada, 220V de tensão c.a. de fase, visando a validação do método de controle escolhido.

Estas escolhas foram motivadas pela observação de que a maioria dos trabalhos que foram encontrados na literatura técnica especializada tratava dos modelos matemáticos com a mesma abordagem que foi feita neste trabalho, utilizando também o equacionamento obtido pela análise da etapa de vetor nulo. Portanto um campo pouco explorado, havendo oportunidades de investigação.

As principais contribuições dessa dissertação de mestrado são:

- Levantamento matemático de modelos do conversor BZSI, levando em conta a etapa de operação de vetor nulo, comumente negligenciada na literatura, devido a sua suposta simplicidade;
- Análise da influência da variação dos parâmetros da malha Z e da carga na posição de polos e zeros dos modelos obtidos neste trabalho;
- Comparação dos modelos obtidos neste trabalho com os modelos utilizados comumente na literatura de BZSI;
- Uso de uma técnica de preditor de Smith para contornar o problema da planta de tensão, com características de fase não-mínima;
- Estudo dos esforços para a modulação Máximo *Boost* Constante;
- Estudo das perdas e rendimento do conversor, analisando a influência causada pela escolha da tensão da fonte de alimentação e da frequência de comutação;
- Estudo com relação à melhoria no rendimento, resultante da escolha de componentes semicondutores de tecnologia de Carboneto de Silício (*Silicon Carbide* - SiC);

- Estudo do volume dos indutores da malha Z em função do aspecto construtivo, sendo os casos de indutores individuais ou acoplados.

1.6 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

No Capítulo 2 é apresentada uma revisão da literatura sobre o BZSI, analisando a topologia e as principais modulações.

O Capítulo 3 trata do estudo do funcionamento do conversor, mostrando as etapas de operação e as formas de ondas dos principais componentes do conversor.

No Capítulo 4 são apresentados o estudo e a validação da modelagem do conversor, propondo um método de análise das etapas diferente do que é utilizado comumente na literatura para a topologia.

O dimensionamento dos componentes passivos, o cálculo dos esforços de tensão e das correntes dos semicondutores, o estudo sobre as perdas de comutação e de condução e por fim, a análise do rendimento são apresentados no Capítulo 5.

Um estudo de caso visando o controle da malha Z é mostrado no Capítulo 6. São mostrados os desafios de projetar um controle em cascata, assim como tentar controlar a tensão dos capacitores da malha Z devido a característica de fase não-mínima da planta obtida. São também apresentados vários resultados de simulação com o uso do sistema de controle proposto, analisando os transitórios com variação ao degrau de carga, tanto para o método de controle convencional quanto para o controle com uso de Preditor de Smith na malha de tensão.

No Capítulo 7 é inicialmente apresentado o protótipo desenvolvido, descrevendo suas partes construtivas. Posteriormente, são apresentados e analisados os resultados experimentais obtidos, com a apresentação das formas de onda da corrente dos indutores e da tensão dos capacitores da malha Z, sob variações de carga.

Por fim, no Capítulo 8 é feita uma consideração sobre os resultados, estudos e análises obtidas em cada um dos capítulos deste trabalho, apresentando sugestões para a melhoria e continuidade dos estudos abordados.

2 INVERSOR BIDIRECIONAL FONTE Z

2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão inicialmente apresentadas três topologias de conversores que utilizam malha Z e serão comparadas brevemente suas características. Posteriormente é feita uma análise do funcionamento do circuito, do ponto de vista da malha Z. Por fim, serão apresentadas as três principais modulações para esta topologia, assim como um estudo comparativo entre as mesmas, com relação ao ganho de tensão proporcionado e dos esforços de tensões que são aplicadas aos interruptores.

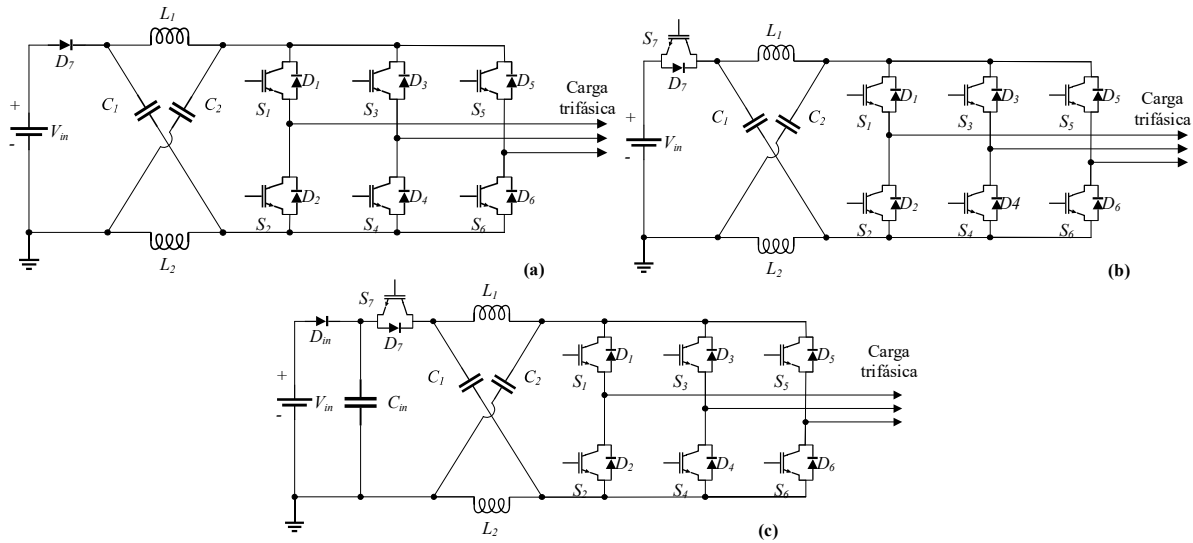
2.2 TOPOLOGIAS DE CONVERSOR FONTE Z

Três topologias diferentes de Inversor Fonte Z (ZSI) de dois níveis foram encontradas na literatura. A primeira topologia mostrada na Figura 5(a) é o ZSI convencional proposto em [20] no ano de 2002, que é unidirecional e possui dois capacitores e dois indutores dispostos de maneira a permitir a utilização de curto-circuito para elevar a tensão de saída.

A segunda é a topologia BZSI, mostrada na Figura 5(b) que é proposta em [21] para VEs, obtida com o acréscimo do interruptor S_7 em antiparalelo ao diodo de entrada D_7 . O BZSI é capaz de trocar energia entre o lado c.a. e o lado de armazenamento de energia, ou seja, o lado c.c. Além disso, o BZSI é capaz de evitar os modos de operação indesejados na topologia unidirecional, quando o conversor está operando sob condições de pequena indutância na malha Z ou com carga de baixo fator de potência [22, 23].

A terceira, mostrada na Figura 5(c), é a topologia BZSI modificada proposta em [24]. Se a fonte de entrada for unidirecional, tal como uma célula combustível ou um conjunto de painéis fotovoltaicos, o BZSI não pode ser utilizado. Tem-se então a topologia BZSI modificada onde é acrescentado um diodo D_{in} e um capacitor C_{in} entre a fonte de alimentação e o conjunto interruptor S_7 e diodo D_7 . Tal adaptação permite que o conversor possa ser utilizado com tais tipos de fontes de energia e ainda mantém as vantagens de se utilizar a topologia bidirecional. O BZSI modificado pode operar com uma larga faixa de carga e com pequena indutância na malha Z, elimina a possibilidade de quedas de tensão no barramento c.c. de entrada devido ao capacitor C_{in} , e a fonte de alimentação passa a fornecer corrente contínua.

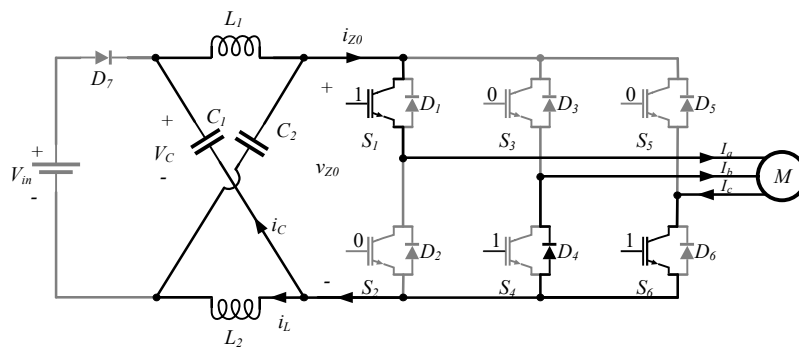
Figura 5 - Topologias de conversores ZSI trifásicos de dois níveis: (a) ZSI convencional, (b) BZSI, (c) BZSI modificado.



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

O primeiro modo de operação indesejável, pode ser observado na Figura 6. O vetor ativo usado para exemplificar é o vetor $(1,0,0)$, ou seja, os interruptores S_1 , S_4 e S_6 são comandados a conduzir. Este modo ocorre quando o conversor se encontra operando em uma etapa de vetor ativo, ou seja, está havendo transferência de energia da fonte de entrada para a carga. Em um dado momento, a corrente do indutor i_L se torna igual à metade da corrente de saída da malha Z i_{Z0} . Como resultado, tem-se que a corrente de entrada do conversor i_{in} , se torna nula, e assim, o diodo de entrada D_7 bloqueia.

Figura 6 - Primeiro modo de operação indesejado para o conversor ZSI.



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Assumindo que a carga tem característica indutiva, e que a indutância da carga é maior que a indutância dos indutores na malha Z L_1 e L_2 , a queda de tensão nos indutores da malha Z pode ser desconsiderada, e assim, a corrente nos indutores da malha Z e a tensão de saída da malha Z v_{Z0} se tornam:

$$i_L = \frac{1}{2} i_{Z0}, \quad (2.1)$$

$$v_{Z0} = V_C, \quad (2.2)$$

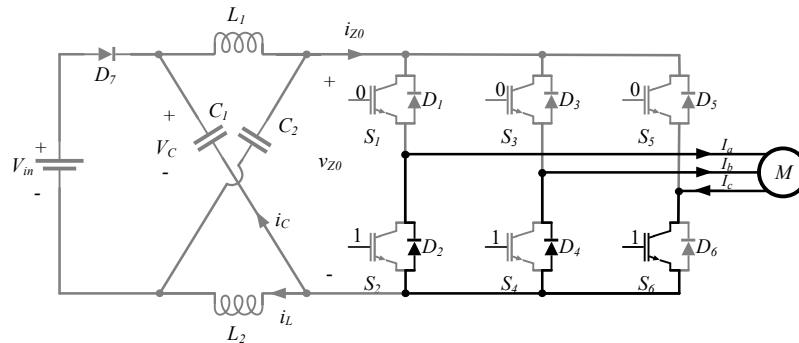
onde V_C é o valor médio da tensão dos capacitores da malha Z.

Sendo assim, com o diodo bloqueado, não há caminho para o fluxo de energia entre a fonte de entrada e a carga, durante uma etapa de operação em que isto deveria ocorrer. Também, não há controle da duração deste modo de funcionamento, uma vez que se inicia quando a corrente do indutor fica pequena o suficiente para que ocorra tal situação, e termina quando há uma nova comutação.

O segundo modo de operação indesejado está demonstrado na Figura 7. O vetor nulo usado para exemplificar é o vetor (0,0,0), ou seja, os interruptores S_2 , S_4 e S_6 são comandados a conduzir. Este modo ocorre quando o conversor está em um dos dois estados de vetor nulo (1,1,1) ou (0,0,0), conseqüentemente não há transferência de energia da fonte de alimentação para a carga e a corrente de entrada é nula.

Na etapa anterior, o conversor está operando em um dos vetores ativos, de forma que há consumo de energia pela carga. Considerando então que antes da etapa de vetor ativo finalizar, a corrente nos indutores da malha Z se anula, surge o segundo modo de operação indesejado.

Figura 7 - Segundo modo de operação indesejado para o conversor ZSI.



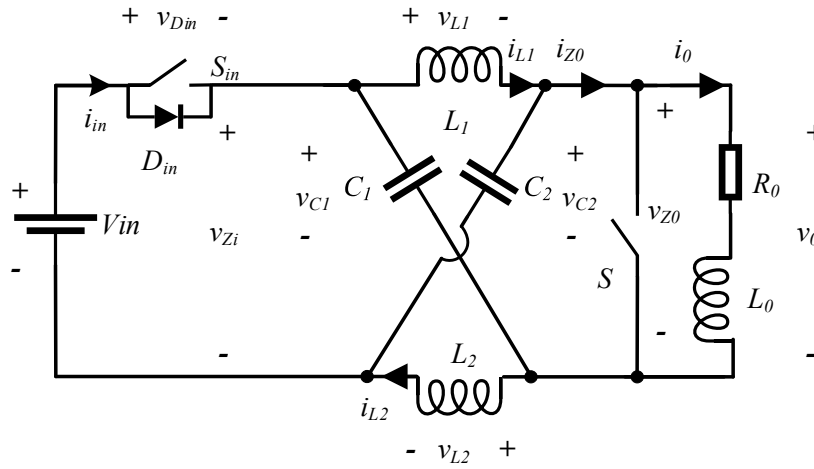
Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

O diodo de entrada D_7 para de conduzir pois a corrente de entrada se anula, assim, a fonte de entrada se encontra desconectada do restante do conversor. A corrente do indutor da malha Z permanece nula até que ocorra uma próxima comutação dos interruptores. Portanto, neste modo, o circuito da malha Z está inutilizado, principalmente considerando que a etapa seguinte é a de curto-circuito (*shoot-through*). Já a carga se encontra em um estado de roda livre, ou pelos três interruptores superiores ou pelos três inferiores, dependendo de qual vetor nulo que está sendo aplicado ao conversor.

2.3 ANÁLISE DA MALHA Z

De forma a facilitar o entendimento do funcionamento da malha Z existente no conversor BZSI, o inversor é representado de maneira simplificada, do ponto de vista do barramento c.c. [20, 21, 25], conforme visto na Figura 9. Nesta forma de representação a carga trifásica é substituída por R_0 e L_0 . Os seis interruptores S_1 à S_6 são simplificados pelo interruptor S . O interruptor de entrada S_7 e o diodo de entrada D_7 são representados por S_{in} e D_{in} , respectivamente.

Figura 9 - Circuito equivalente do conversor BZSI do ponto de vista do barramento c.c.



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

A resistência de carga pode ser calculada baseada no equilíbrio de potência [25, 26], resultando na equação a seguir:

$$R_0 = \frac{8|Z|}{\cos(\Phi)}, \quad (2.3)$$

onde Z é a impedância da carga trifásica, dada por $Z = R_{3f} + j\omega L_{3f}$, e $\cos(\Phi)$ é o seu fator de potência. A indutância L_0 é calculada de forma tal que a constante de tempo da carga c.c. simplificada seja a mesma da carga c.a. Logo tem-se que:

$$\frac{L_0}{R_0} = \frac{L_{3f}}{R_{3f}}. \quad (2.4)$$

R_{3f} e L_{3f} correspondem, respectivamente, à resistência e à indutância da carga trifásica.

Quando está sendo aplicado o vetor de curto-circuito, o circuito do conversor BZSI fica operando conforme a Figura 10. Assumindo que os indutores L_1 e L_2 possuem a mesma indutância L e que os capacitores C_1 e C_2 possuem a mesma capacitância C , a malha Z é dita simétrica. Sendo assim, pode-se afirmar que:

$$V_{C1} = V_{C2} = V_C, \quad (2.5)$$

$$v_{L1} = v_{L2} = v_L. \quad (2.6)$$

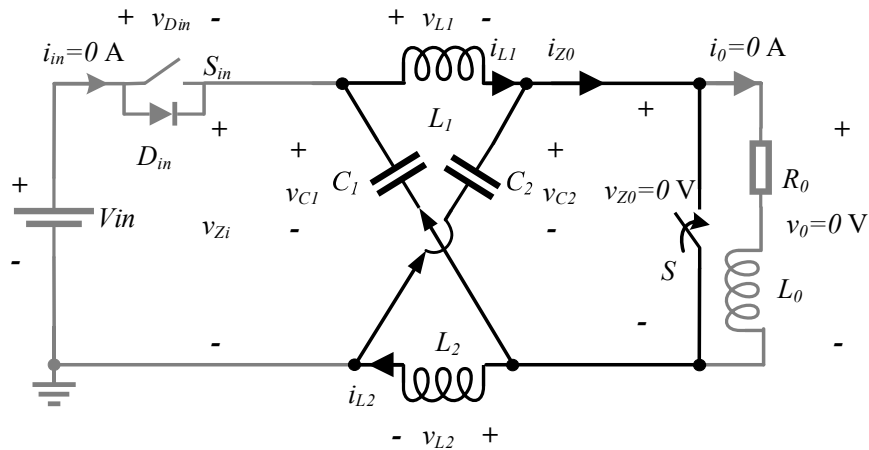
Dado que o conversor esteja em estado de curto-circuito em um intervalo de curto-circuito T_{ST} , dentro de um período de comutação T , e tendo em vista o circuito equivalente da Figura 10, tem-se:

$$v_L = V_C, \quad (2.7)$$

$$v_{Zi} = 2V_C, \quad (2.8)$$

$$v_{Z0} = 0. \quad (2.9)$$

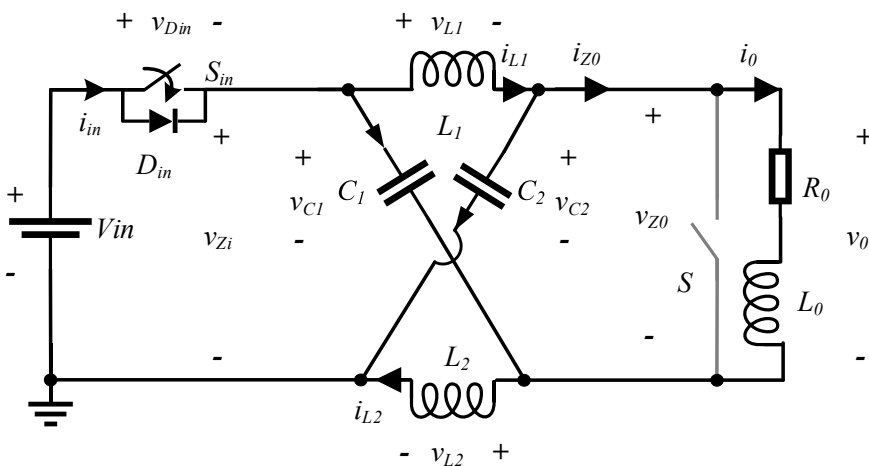
Figura 10 - Circuito equivalente do conversor BZSI do ponto de vista do barramento c.c. quando está em etapa de curto-circuito.



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Para o caso de estar sendo aplicado vetores ativos, tendo assim tensão na carga, o circuito equivalente fica sendo conforme está demonstrado na Figura 11.

Figura 11 - Circuito equivalente do conversor BZSI do ponto de vista do barramento c.c. quando está em etapas de vetores ativos.



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Considerando que o conversor esteja operando em algum dos estados de vetores ativos por intervalo de vetor ativo T_{ativo} , dentro de um período de comutação T , a análise do circuito da Figura 11 leva à:

$$v_L = V_{in} - V_C, \quad (2.10)$$

$$v_{Zi} = V_{in}, \quad (2.11)$$

$$v_{Z0} = V_C - v_L = 2V_C - V_{in}, \quad (2.12)$$

onde V_{in} é a tensão de alimentação e $T = T_{ST} + T_{ativo}$.

Em regime permanente, o valor médio da tensão nos indutores em um período de comutação é nulo. Sendo assim, das equações (2.7) à (2.12) tem-se então:

$$V_L = \frac{T_{ST}V_C + T_{ativo}(V_{in} - V_C)}{T} = 0. \quad (2.13)$$

Rearranjando:

$$\frac{V_C}{V_{in}} = \frac{T_{ativo}}{T_{ativo} - T_{ST}}. \quad (2.14)$$

De forma similar, o valor médio no barramento c.c. pode ser encontrado como sendo:

$$V_{Z0} = \frac{T_{ST} \cdot 0 + T_{ativo}(2V_C - V_{in})}{T}, \quad (2.15)$$

$$V_{Z0} = \frac{T_{ativo}}{T_{ativo} - T_{ST}} V_{in} = V_C. \quad (2.16)$$

O valor de pico de v_{Z0} obtido na equação (2.12) pode ser reescrito como:

$$V_{Z0pk} = \frac{T}{T_{ativo} - T_{ST}} V_{in} = B V_{in}, \quad (2.17)$$

onde B é o fator *Boost* resultado do estado de curto-circuito e é definido como:

$$B = \frac{T}{T_{ativo} - T_{ST}} = \frac{1}{1 - 2\left(\frac{T_{ST}}{T}\right)} \geq 1. \quad (2.18)$$

Definindo a razão cíclica de curto-circuito d_0 como sendo T_{ST}/T tem-se então que B :

$$B = \frac{1}{1 - 2d_0} \geq 1. \quad (2.19)$$

O valor de pico da tensão de fase de saída de um inversor trifásico de dois níveis é dado por:

$$V_{acpk} = m_{idx} \frac{V_{in}}{2}, \quad (2.20)$$

onde m_{idx} é o índice de modulação de amplitude do conversor. Para o caso do conversor BZSI, tem-se que não é aplicado V_{in} na parte correspondente ao inversor trifásico, mas sim o valor de pico da tensão v_{z0} . Sendo assim, usando as equações (2.17) e (2.20), pode-se estender a expressão para:

$$V_{acpk} = m_{idx} \frac{V_{z0pk}}{2} = m_{idx} B \frac{V_{in}}{2}. \quad (2.21)$$

A equação acima mostra que a tensão de saída pode ser elevada ou abaixada ao fazer a escolha desejada do fator de ganho do conversor, definido como ganho *Buck-Boost* G que é dado por [27, 28]:

$$G = m_{idx} B. \quad (2.22)$$

Das equações (2.5) à (2.14), e (2.18), pode-se encontrar o valor médio da tensão nos capacitores como sendo:

$$V_{C1} = V_{C2} = V_C = \frac{1 - T_{st}/T}{1 - 2 T_{st}/T} V_{in}, \quad (2.23)$$

$$V_C = \frac{1 - d_0}{1 - 2d_0} V_{in}. \quad (2.24)$$

O fator de ganho é determinado pelo índice de modulação m_{idx} e pelo fator *Boost* B . O fator *Boost* pode ser controlado pela razão cíclica de curto-circuito d_0 . Ressalta-se que o estado de curto-circuito não altera a modulação PWM senoidal do inversor, pois no ponto de vista da tensão aplicada, é equivalente aos estados de vetores nulos. A razão cíclica de curto-circuito d_0 é limitada pelo intervalo disponível para aplicar o vetor nulo, e este, limitado pelo índice de modulação m_{idx} .

2.4 PRINCIPAIS MODULAÇÕES PARA O INVERSOR FONTE Z

Vários métodos de modulação foram propostos para a topologia unidirecional [20, 21, 24, 29-37] e com o acréscimo de uma pequena lógica, podem ser aplicados ao conversor bidirecional, de forma a comandar o interruptor S_7 . Para tanto, sabe-se que o diodo de entrada D_7 deve isolar a fonte de alimentação V_{in} dos demais componentes do conversor durante a etapa de curto-circuito, e nas demais etapas, tal diodo conduz. Já no caso de o conversor estar operando tal que o sentido de energia seja da carga para a fonte, o interruptor S_7 passará a conduzir em todas etapas, exceto, novamente, na etapa de curto-circuito. Logo há a necessidade de que o diodo D_7 bloqueie e isole a fonte de alimentação do restante do conversor neste

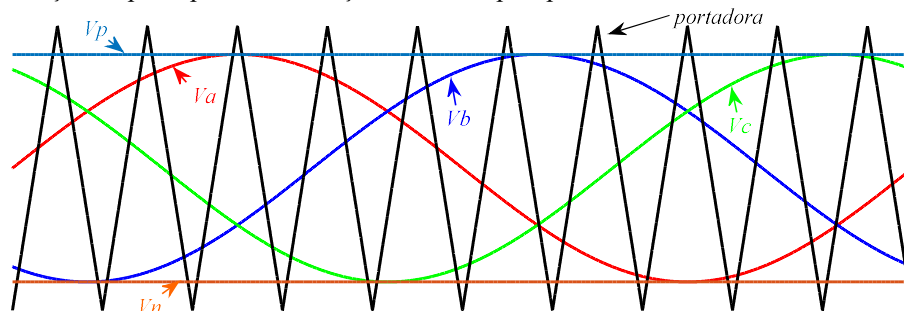
momento. Sendo assim, a lógica analisada é que o interruptor receba comando para conduzir em todas as etapas, exceto na de curto-circuito.

Na sequência, serão abordadas as principais técnicas de modulação propostas na literatura para o ZSI. São elas as modulações *Boost* Simples [20], *Máximo Boost* [31] e *Máximo Boost Constante* [29].

2.4.1 Modulação *Boost* Simples

É a técnica mais simples de modulação empregada para o conversor BZSI. Tal técnica, além das três referências senoidais devidamente defasadas em 120° utilizadas na usual modulação PWM senoidal para inversores trifásicos, também faz o uso de duas retas de valor igual ou maior que o valor de pico destas ondas senoidais. Estas retas têm como objetivo controlar a razão cíclica do estado de curto-circuito, podendo assim, controlar o ganho de tensão desejado. Na Figura 12 está ilustrada a modulação *Boost* Simples, com as ondas de referência e também a presença da onda portadora.

Figura 12 - Ilustração do princípio da modulação *Boost* Simples para inversor fonte Z.



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

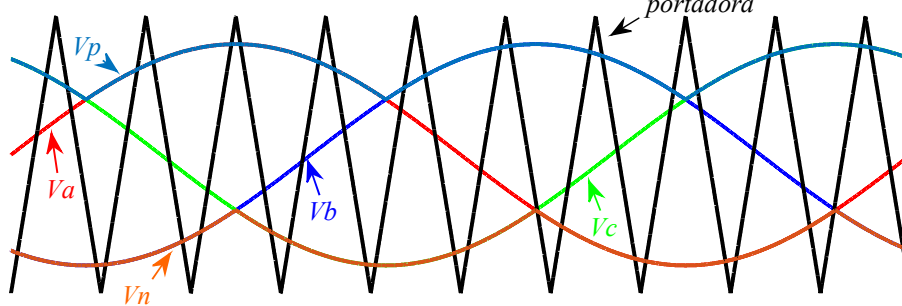
Quando a forma de onda triangular, ou seja, a portadora, for maior que a linha superior V_p , ou menor que a linha inferior V_n , há o estado de curto-circuito. Caso contrário, a operação é a mesma que a modulação PWM senoidal para o inversor trifásico comum. Este método é o mais simples, entretanto os esforços de tensão sobre os interruptores são relativamente elevados, pois alguns estados de vetor nulo tradicionais, onde não se aplica tensão na carga, não são utilizados [24].

2.4.2 Modulação *Máximo Boost*

Com o objetivo de reduzir os esforços de tensão nos semicondutores, para um dado ganho fixo de tensão, foi proposta a técnica chamada modulação *Máximo Boost*, representada na Figura 13. Esta modulação transforma todos os estados de vetor nulo em estados de curto-

circuito. Assim, obtém-se uma razão cíclica de curto-circuito d_0 máxima para um dado índice de modulação m_{idx} .

Figura 13 - Ilustração do princípio da modulação Máximo *Boost* para inversor fonte Z.

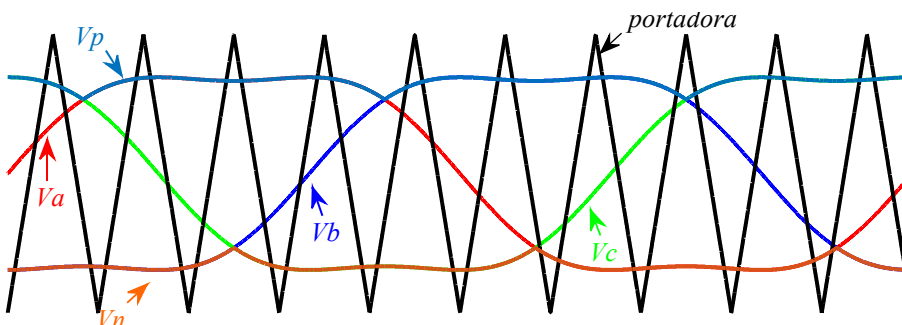


Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Para cargas trifásicas equilibradas, é possível ampliar o valor máximo do índice de modulação com injeção de terceiro harmônico, conforme pode ser visto na Figura 14. O valor máximo de modulação atingido é $2/\sqrt{3}$ com o acréscimo de $1/6$ de terceiro harmônico [31].

Trocar todos os estados de vetor nulo por curto-circuito minimiza os esforços de tensão, entretanto introduz uma ondulação de baixa frequência na corrente do indutor e na tensão do capacitor presentes na malha Z. Isso ocorre porque d_0 varia em uma frequência seis vezes maior que a frequência de saída [24]. Isto aumentará os esforços dos componentes passivos quando a frequência de saída for muito baixa. Logo, esta técnica de modulação se torna mais adequada para aplicações que têm saída em frequência fixa ou relativamente alta.

Figura 14 - Ilustração do princípio da modulação Máximo *Boost* com $1/6$ de terceiro harmônico para inversor fonte Z.



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

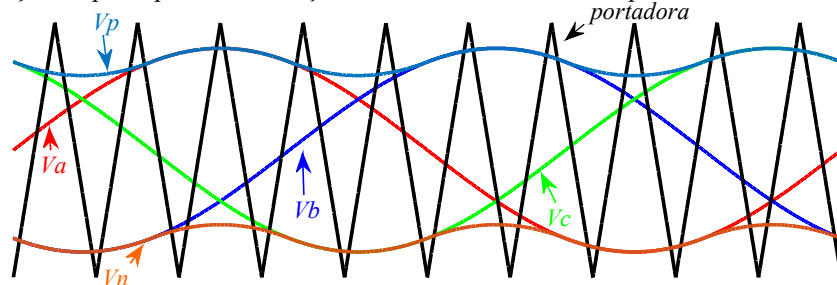
2.4.3 Modulação Máximo *Boost* Constante

De forma a reduzir volume dos componentes passivos e os custos do conversor, principalmente com relação ao indutor, é importante manter o estado de curto-circuito sempre constante. Ao mesmo tempo, obter um elevado ganho de tensão para qualquer índice de

modulação m_{idx} desejado, de forma que seja possível reduzir os esforços de tensão sobre os interruptores [24]. A técnica chamada modulação Máximo *Boost* Constante, alcança um alto ganho de tensão, enquanto mantém a razão cíclica de curto-circuito d_0 constante [17, 24, 35, 38]. Esta modulação está representada na Figura 15. Como a distância entre as ondas que de referência de *shoot-through* V_p e V_n permanece constante com valor de $m_{idx}\sqrt{3}$, consegue-se assim fazer com que a razão de curto-circuito seja constante.

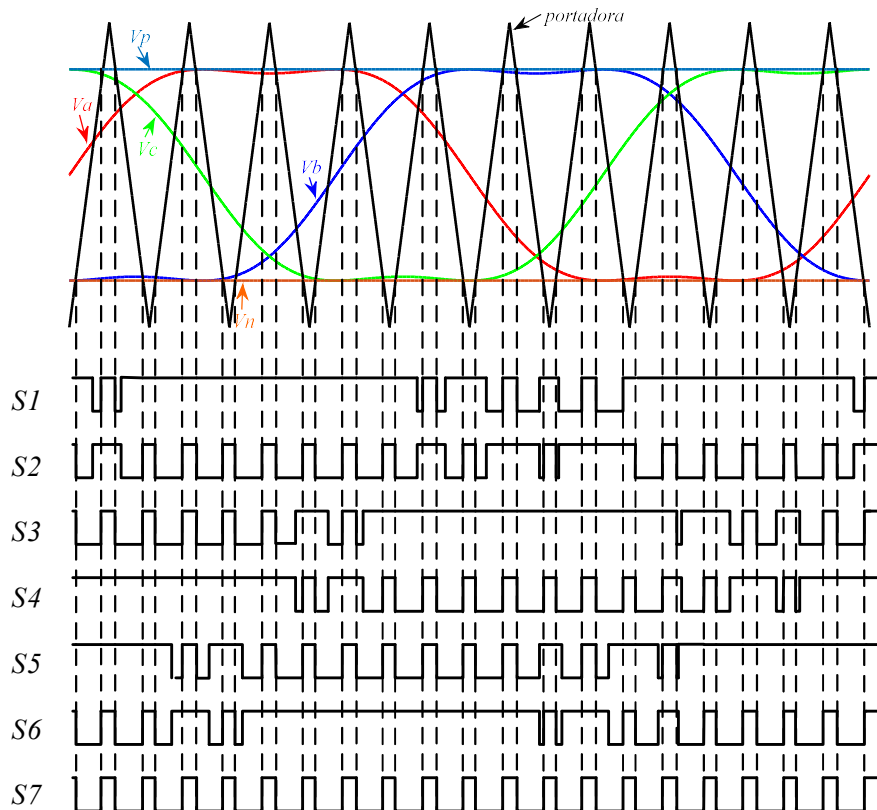
Assim como na modulação discutida anteriormente, pode-se utilizar o acréscimo de terceiro harmônico nas ondas de referência senoidais, com o intuito de estender a capacidade do índice de modulação m_{idx} . Tal efeito está demonstrado na Figura 16.

Figura 15 - Ilustração do princípio da modulação Máximo *Boost* Constante para inversor fonte Z.



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Figura 16 - Ilustração do princípio da modulação Máximo *Boost* Constante com 1/6 de terceiro harmônico para inversor fonte Z.



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

2.5 GANHOS E ESFORÇOS DE TENSÃO DAS MODULAÇÕES

Com base nas equações deduzidas na seção 2.3, pode-se analisar o ganho de tensão e esforços nos interruptores que as diferentes modulações apresentadas proporcionam. Definindo a razão cíclica de curto-circuito d_0 como sendo:

$$d_0 = \frac{T_{ST}}{T}. \quad (2.25)$$

O ganho de tensão, definido como sendo a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada, pode ser rearranjada com base na equação (2.21):

$$G = m_{idx} B = \frac{V_{acpk}}{V_{in}/2}. \quad (2.26)$$

Para a modulação *Boost* Simples tem-se que [24]:

$$G = \frac{m_{idx}}{2m_{idx} - 1}. \quad (2.27)$$

Para qualquer ganho G desejado, o máximo índice de modulação m_{idx} que pode ser utilizado é dado então por:

$$m_{idx} = \frac{G}{2G - 1}. \quad (2.28)$$

O esforço de tensão V_S sobre os interruptores é BV_{in} . O esforço de tensão que este método de modulação gera para os interruptores pode então ser calculado como:

$$V_S = BV_{in} = (2G - 1)V_{in}. \quad (2.29)$$

Para a modulação *Máximo Boost*, tem-se que a razão cíclica de curto-circuito d_0 é periódica a cada $\pi/3$ [31]. Desta forma, o valor médio da razão cíclica de curto-circuito pode ser calculado como:

$$d_0(\theta) = \frac{2 - [m_{idx} \sin(\theta) - m_{idx} \sin(\theta - 2\pi/3)]}{2}, \quad (2.30)$$

$$D_{0med} = \frac{2\pi - \sqrt{3}m_{idx}}{2\pi}. \quad (2.31)$$

Logo o fator *Boost* fica sendo:

$$B = \frac{1}{1 - 2d_0}, \quad (2.32)$$

$$B = \frac{\pi}{3\sqrt{3}m_{idx} - \pi}. \quad (2.33)$$

Assim, tem-se que:

$$G = \frac{m_{idx} \pi}{3\sqrt{3}m_{idx} - \pi}. \quad (2.34)$$

Para qualquer ganho G desejado, o máximo índice de modulação m_{idx} que pode ser utilizado é dado então por:

$$m_{idx} = \frac{\pi G}{3\sqrt{3}G - \pi}. \quad (2.35)$$

O esforço de tensão V_S sobre os interruptores para este método de modulação pode então ser calculado conforme:

$$V_S = BV_{in} = \frac{3\sqrt{3}G - \pi}{\pi} V_{in}. \quad (2.36)$$

Para a modulação Máximo *Boost* Constante, tem-se que a distância entre as duas curvas V_p e V_n é sempre constante e de valor $\sqrt{3} m_{idx}$ [33] de forma a manter d_0 sempre constante. As equações que definem estas curvas para o intervalo $(0, \pi/3)$ são:

$$V_p = \sqrt{3}m_{idx} + \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)m_{idx}, \quad (2.37)$$

$$V_n = \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)m_{idx}. \quad (2.38)$$

E para o intervalo $(\pi/3, 2\pi/3)$:

$$V_p = \sin(\theta)m_{idx}, \quad (2.39)$$

$$V_n = \sin(\theta)m_{idx} - \sqrt{3}m_{idx}. \quad (2.40)$$

Desta forma, o valor médio da razão cíclica de curto-circuito pode ser calculado como:

$$D_{0med} = \frac{2 - [m_{idx} \sin(\theta) - m_{idx} \sin(\theta - \frac{2\pi}{3})]}{3}, \quad (2.41)$$

$$D_{0med} = \frac{2 - \sqrt{3}m_{idx}}{2} = 1 - \frac{\sqrt{3}m_{idx}}{2} = D_0. \quad (2.42)$$

Logo, o fator *Boost* fica sendo:

$$B = \frac{1}{1 - 2D_0}, \quad (2.43)$$

$$B = \frac{1}{\sqrt{3}m_{idx} - 1}. \quad (2.44)$$

Assim, tem-se:

$$G = \frac{m_{idx}}{\sqrt{3}m_{idx} - 1}. \quad (2.45)$$

Para qualquer ganho G desejado, o máximo valor de índice de modulação m_{idx} que pode ser utilizado é então dado por:

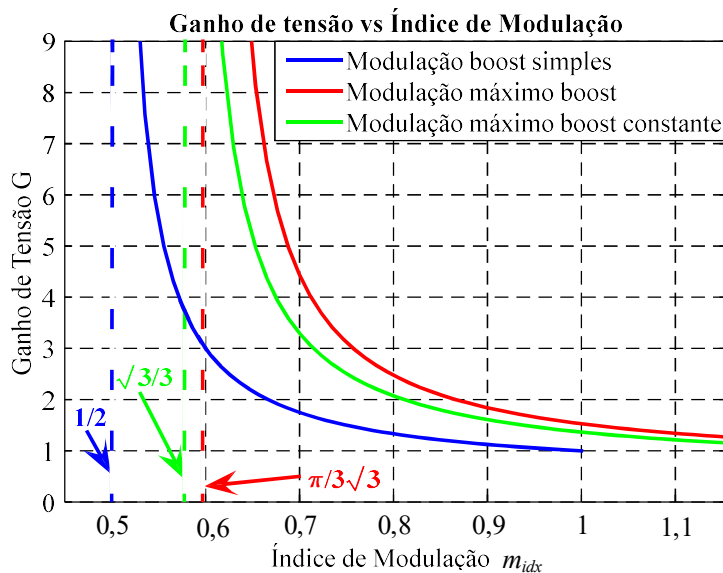
$$m_{idx} = \frac{1}{\sqrt{3G-1}}. \quad (2.46)$$

O esforço de tensão nos interruptores, para esta modulação, é definido então como:

$$V_S = BV_{in} = (\sqrt{3G-1})V_{in}. \quad (2.47)$$

Desta forma pode-se, através da Figura 17, analisar o máximo ganho G possível em função do índice de modulação m_{idx} para as três principais modulações. Na Figura 18 é feita a relação entre os esforços de tensão nos semicondutores normalizado pela tensão de entrada (V_S/V_{in}) em função do ganho G .

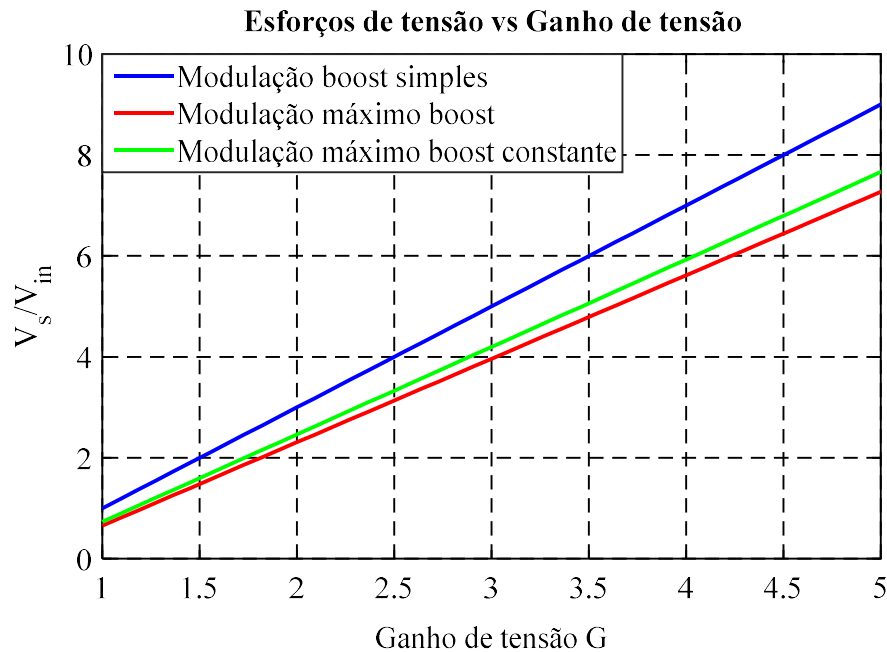
Figura 17 - Comparação entre o ganho de tensão e o índice de modulação para as principais modulações do inversor fonte Z.



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Pode ser observado, pela Figura 17 que o máximo índice de modulação m_{idx} para a modulação *Boost Simples* é 1, já para as demais é $2/\sqrt{3} = 1,155$. Isto se deve ao fato de que foi considerado o acréscimo de $1/6$ de terceiro harmônico para as modulações *Máximo Boost* e *Máximo Boost Constante*. Nota-se também que os valores mínimos para as modulações *Boost Simples*, *Máximo Boost* e *Máximo Boost Constante* são respectivamente $1/2$, $\pi/(3\sqrt{3})$ e $\sqrt{3}/3$. Pela região de operação destas modulações é possível ver que a modulação que possui maior ganho para um dado índice de modulação é a modulação *Máximo Boost*, seguida da modulação *Máximo Boost Constante* e modulação *Boost Simples*.

Figura 18- Relação entre os esforços de tensão dos semicondutores e o ganho de tensão para as principais modulações do inversor fonte Z.



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Ao analisar a Figura 18, nota-se que a modulação que tem menos exigência com relação ao nível de tensão aplicado nos interruptores é a modulação *Máximo Boost*. Entretanto, tal modulação introduz harmônicos de baixa frequência nos componentes passivos da malha Z, uma vez que a razão cíclica de curto-circuito é periódica [24]. Tal fato implica em projeto de magnéticos que suportem o excedente de ondulação, aumentando o volume destes e consequentemente o volume do conversor. Logo, pelo fato de a modulação *Máximo Boost Constante* possuir um ganho G e um nível de esforço de tensão nos interruptores equiparável à modulação *Máximo Boost*, e por possuir razão cíclica de curto-circuito constante, não acrescenta harmônicos de baixa frequência nos indutores e capacitores da malha Z, então é a modulação mais apropriada para ser empregada, dentre as três analisadas, para a utilização do conversor em VEs, onde o volume tem influência no projeto.

2.6 CONCLUSÕES

Foram apresentadas brevemente três topologias do Inversor Fonte Z, sendo a topologia original, a bidirecional e a modificada. Foi demonstrado que essas topologias possuem uma malha Z entre a fonte de alimentação e o circuito do inversor, tornando possível desta forma, aplicar um vetor de curto-circuito, responsável em realizar a função *Boost*. Através desta função

Boost é possibilitada a aplicação de uma tensão na carga maior do que a tensão da fonte de entrada.

Foram analisadas as três principais técnicas de modulação presentes na literatura dedicadas à essa topologia. Encontrou-se a expressão que relaciona o fator de ganho G com o índice de modulação m_{idx} para cada modulação apresentada. Foram verificados os esforços de tensão que cada um dos métodos exige dos interruptores do conversor. Foram então comparados esses dois aspectos e conclui-se que a técnica de Máximo *Boost* obtém o melhor resultado em termos de menor esforço de tensão e maior índice de modulação. Entretanto, a técnica de modulação Máximo *Boost* Constante é considerada melhor do ponto de vista de não introduzir harmônicos de baixa frequência nos componentes da malha Z. Isto não ocorre porque nesta modulação, a razão cíclica de curto-circuito é mantida constante, sendo assim, os volumes dos capacitores e indutores puderam ser então reduzidos.

3 ETAPAS DE OPERAÇÃO DO CONVERSOR FONTE Z BIDIRECIONAL

3.1 INTRODUÇÃO

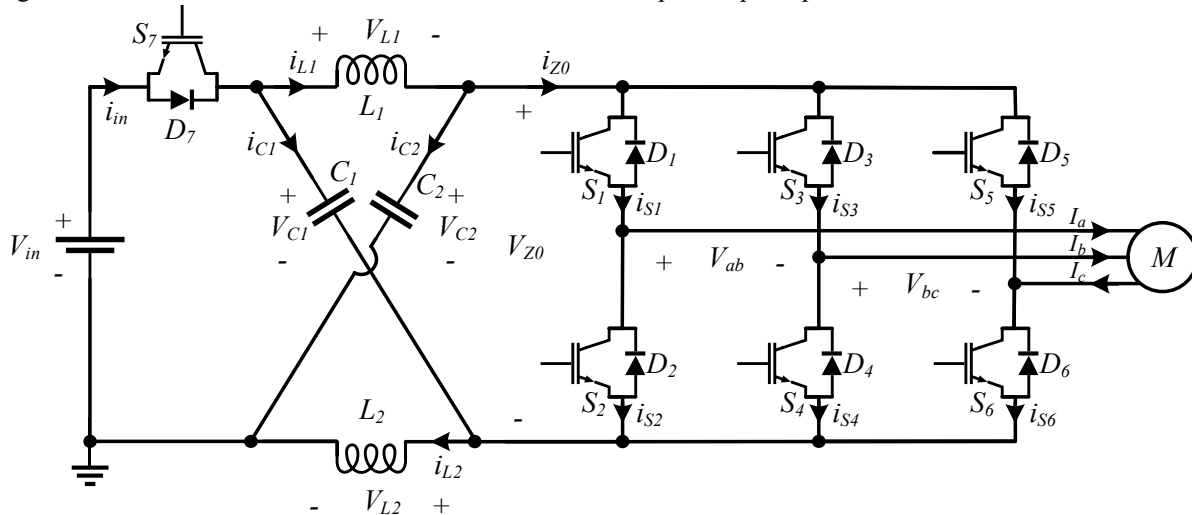
Este capítulo tem como objetivo descrever o funcionamento do conversor, baseando-se nas suas etapas de operação e observando os fluxos de energia nos seus principais componentes. Tais etapas serão analisadas dentro de um período de comutação. Para isso, deve-se ser levado em conta as hipóteses a seguir:

- O comando nos interruptores segue a lógica de modulação PWM Máximo *Boost* Constante, apresentada no capítulo anterior;
- Os capacitores C_1 e C_2 são idênticos e possuem uma capacitância C , assim como os indutores L_1 e L_2 , que possuem uma indutância L ;
- Com base na consideração acima, as correntes nos indutores são definidas como $i_{L1}=i_{L2}=i_L$, e as tensões nos capacitores ficam definidas como $v_{C1}=v_{C2}=v_C$;
- A tensão nos capacitores C_1 e C_2 da malha Z é constante e maior que a tensão de entrada V_{in} ;
- Os semicondutores e os componentes passivos são ideais;
- A carga é trifásica e equilibrada, conectada em estrela. O neutro da carga não se encontra conectado a nenhum ponto do conversor;
- A corrente na carga é constante em um período de comutação. É considerado que a carga emula um motor de indução, possuindo então característica indutiva e resistiva, assim como uma fonte senoidal que corresponde à força contra eletromotriz;
- As correntes I_a , I_b e I_c obedecem ao sentido $I_a > I_b > 0 > I_c$. O sentido positivo é dado pela corrente que entra na carga. Portanto, tem-se que I_a e I_b são positivas e a corrente I_c é negativa;
- A análise é feita em regime permanente, dentro de um intervalo específico de funcionamento do inversor;
- A análise é feita para o conversor operando o motor no modo tração, porém é válida para o modo de frenagem, onde há regeneração de energia (onde as correntes da carga obedecem ao sentido $I_c > 0 > I_b > I_a$), sabendo que o fluxo de energia será espelhado. Isso significa que a corrente que tem seu caminho no diodo D_1 em um modo, terá seu caminho por S_1 no outro, e isso é válido para todos os semicondutores;

- Os comandos dos interruptores inferiores (S_2 , S_4 e S_6) são complementares aos comandos dos interruptores superiores (S_1 , S_3 e S_5), exceto nas etapas de curto-circuito, conforme destacado pelas áreas hachuradas na Figura 20 e na Figura 21.

O conversor, assim como as principais variáveis estão representados na Figura 19.

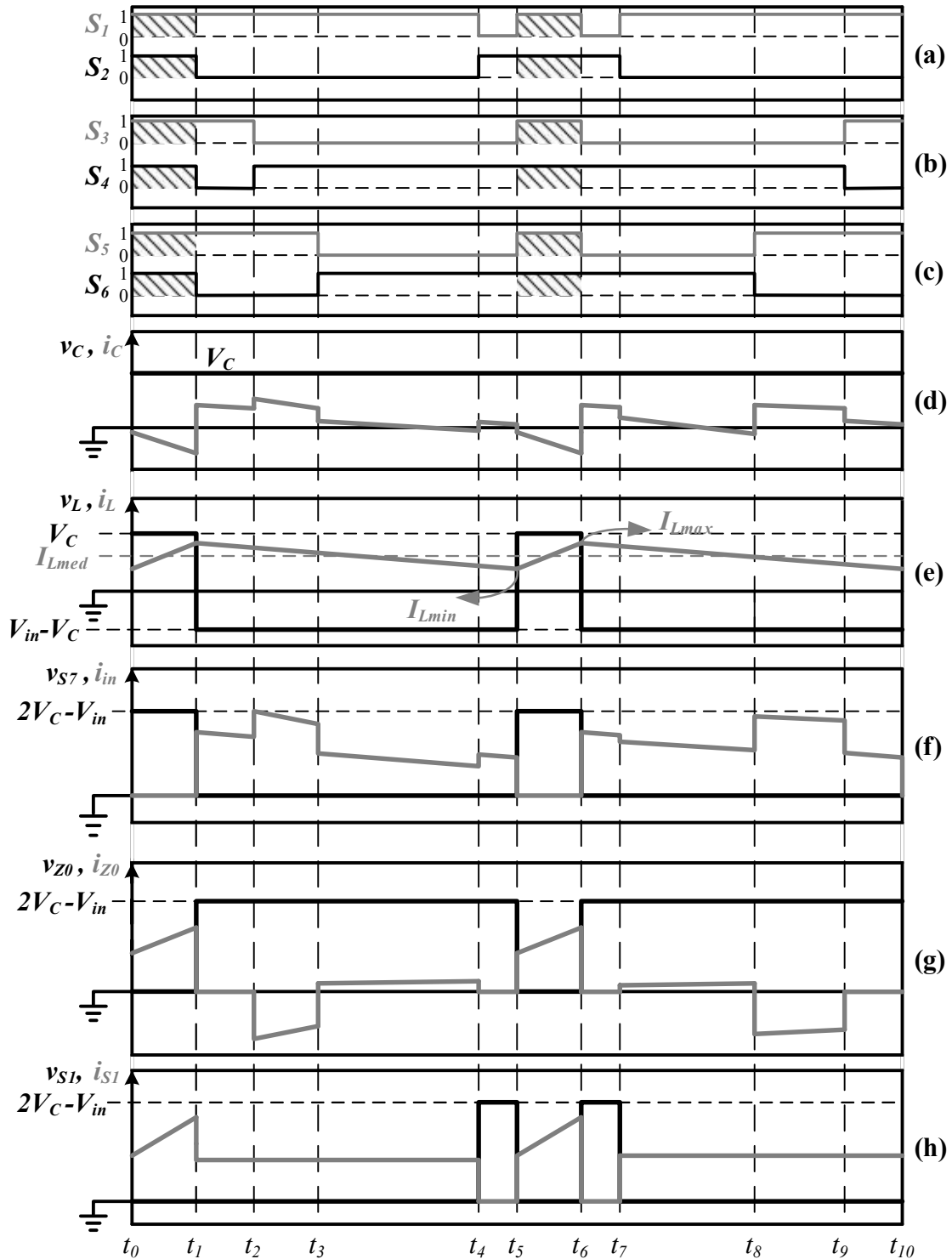
Figura 19 - Conversor BZSI com os sentidos convencionados para as principais variáveis de correntes e tensões.



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

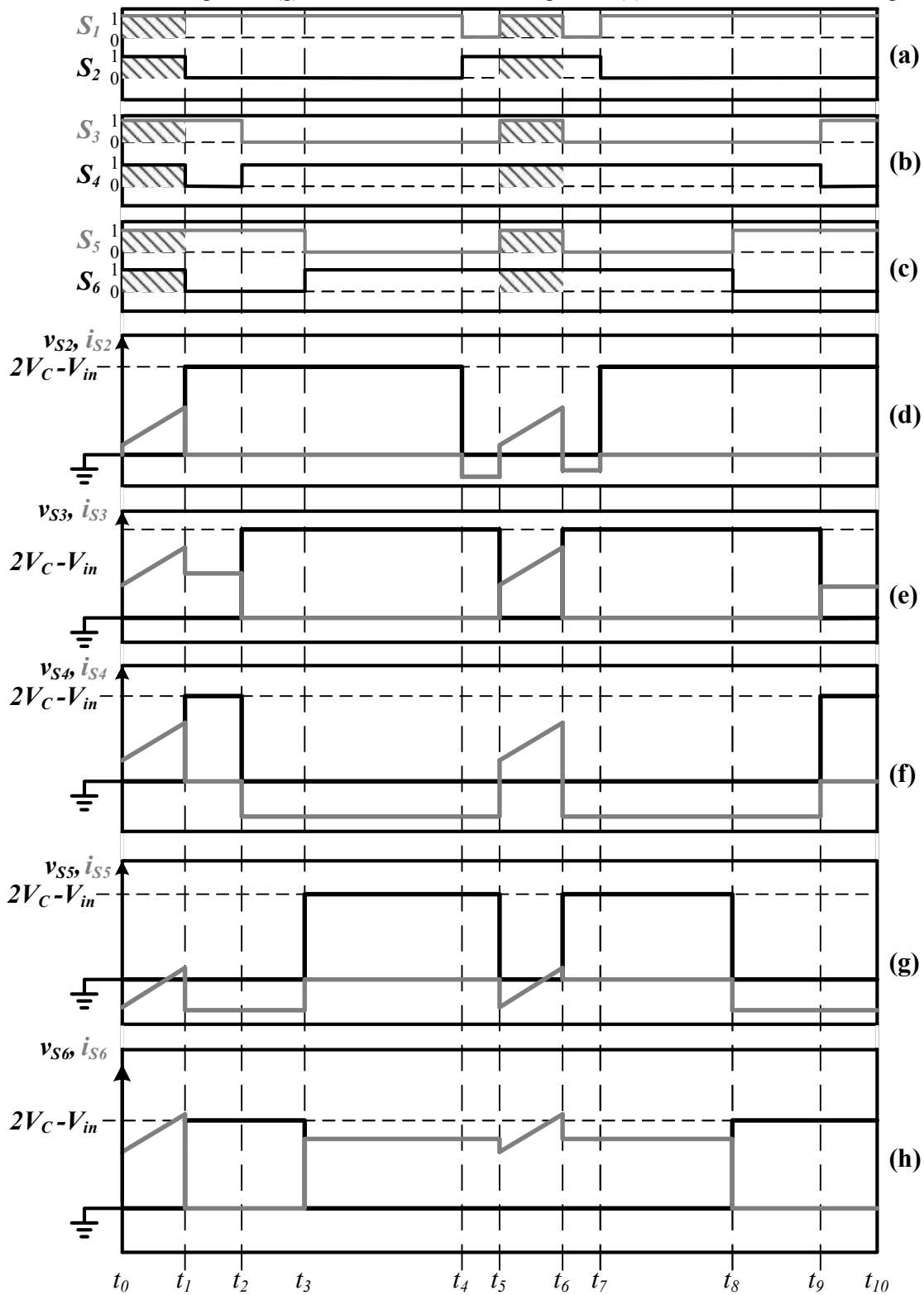
Com o intuito de melhor ilustrar o fluxo de energia no conversor, nas diferentes etapas existentes, as formas das ondas de correntes e tensões em cada um dos componentes podem ser vistas em detalhe na Figura 20 e na Figura 21.

Figura 20 – Formas de onda do conversor BZSI: (a) Sinal de comando de S_1 e S_2 , (b) sinal de comando de S_3 e S_4 , (c) sinal de comando de S_5 e S_6 , (d) tensão e corrente no capacitor da malha Z, (e) tensão e corrente do indutor da malha Z, (f) tensão no interruptor de entrada S_7 e corrente de entrada (g) tensão e corrente do barramento c.c., (h) tensão e corrente no interruptor S_1 .



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Figura 21 - Formas de onda do conversor BZSI: (a) Sinal de comando de S_1 e S_2 , (b) sinal de comando de S_3 e S_4 , (c) sinal de comando de S_5 e S_6 , (d) tensão e corrente no interruptor S_2 , (e) tensão e corrente no interruptor S_3 , (f) tensão e corrente no interruptor S_4 , (g) tensão e corrente no interruptor S_5 , (h) tensão e corrente no interruptor S_6 .

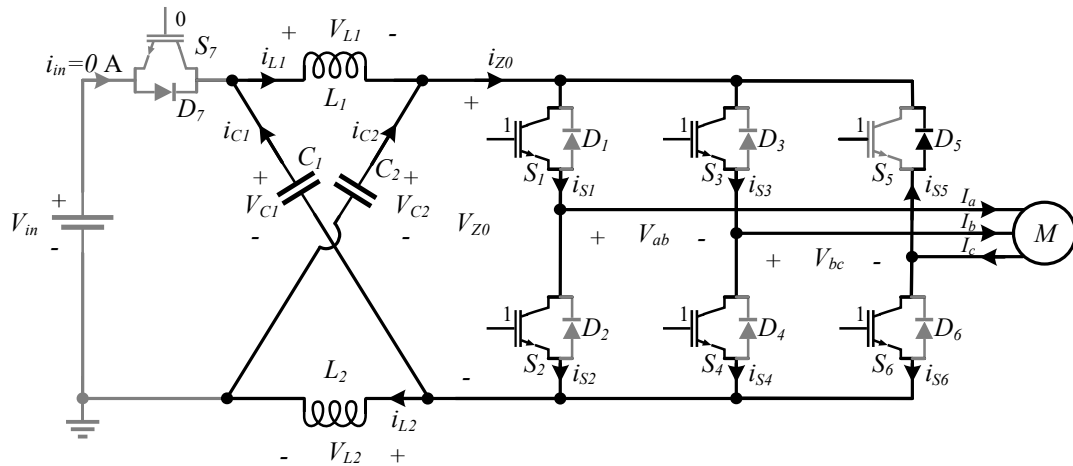


Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

3.2 PRIMEIRA E SEXTA ETAPAS DE OPERAÇÃO

A primeira etapa de operação, intervalo (t_0-t_1) , e a sexta etapa de operação, intervalo (t_5-t_6) , são caracterizadas pelo vetor de curto-circuito. Conforme é mostrado na Figura 22, a saída da malha Z está sendo curto-circuitada, pois as seis chaves estão habilitadas. Como circuito resultante, o capacitor C_1 fica em paralelo com o indutor L_1 e o capacitor C_2 fica em paralelo com o indutor L_2 . Desta forma, a tensão no cátodo do diodo D_7 equivale à soma das tensões dos capacitores V_{C1} com V_{C2} , fazendo com que tal diodo fique inversamente polarizado, desta forma não conduzindo. Sendo assim, a fonte de alimentação V_{in} fica desconectada do conversor.

Figura 22 - Fluxo de energia com os sentidos reais das correntes nos intervalos da primeira etapa de operação que ocorre no intervalo (t_0-t_1) e da sexta etapa de operação que ocorre no intervalo (t_5-t_6) , caracterizadas pelo vetor de curto-circuito



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Neste intervalo, os capacitores fornecem energia para os indutores através de i_{C1} e i_{C2} . Não existe consumo de energia pela carga, por possuir tensão nula nos seus terminais e assim estar em modo “roda-livre”, equivalente a uma etapa de vetor nulo do ponto de vista da carga. A tensão sobre os indutores é equivalente a tensão dos capacitores, pois os mesmos estão em paralelo durante o curto-circuito, conforme explicado previamente. Desta forma, tem-se que:

$$v_L = V_C. \quad (3.1)$$

Também pode ser concluído que as correntes nos indutores será:

$$i_L = \frac{V_C}{L} t + I_{Lmin}. \quad (3.2)$$

As correntes nos indutores possuem derivada positiva, pois a tensão V_C aplicada é positiva. A variável I_{min} representa a corrente mínima nos indutores, e pode ser equacionada conforme segue:

$$I_{Lmin} = \frac{P_0}{V_{in}} - \frac{V_C}{L} \frac{t_{ST}}{4}. \quad (3.3)$$

onde P_0 é a potência de saída e t_{ST} é o tempo de curto-circuito em um período de operação do conversor. A equação da corrente no indutor mostra que a mesma cresce em função do tempo, com uma taxa de variação que depende da tensão nos capacitores. Neste intervalo, as expressões das correntes nos capacitores podem ser escritas da seguinte forma:

$$i_C = -i_L = -\frac{V_C}{L}t - I_{Lmin}. \quad (3.4)$$

Devido à defasagem entre a fundamental da tensão e da corrente na carga, o diodo D_5 entra em condução, durante um breve momento desta etapa, devido ao sentido da corrente I_c mudar, deixando de passar por D_5 , encontrando caminho então por S_5 . As equações que descrevem as correntes nos interruptores nesta etapa de operação são mostradas a seguir:

$$i_{S1} = \frac{2i_L}{3} + \frac{I_a}{2}, \quad (3.5)$$

$$i_{S2} = \frac{2i_L}{3} - \frac{I_a}{2}, \quad (3.6)$$

$$i_{S3} = \frac{2i_L}{3} + \frac{I_b}{2}, \quad (3.7)$$

$$i_{S4} = \frac{2i_L}{3} - \frac{I_b}{2}, \quad (3.8)$$

$$i_{D5} = -\frac{2i_L}{3} - \frac{I_c}{2}, \quad (3.9)$$

$$i_{S5} = \frac{2i_L}{3} + \frac{I_c}{2}, \quad (3.10)$$

$$i_{S6} = \frac{2i_L}{3} - \frac{I_c}{2}. \quad (3.11)$$

As equações (3.9) e (3.10) estão representando pois, conforme explicado acima, o diodo D_5 conduz por um tempo desta etapa, posteriormente é o interruptor S_5 que conduz. Logo, Tais equações são válidas somente por um intervalo desta etapa.

3.3 SEGUNDA E DÉCIMA ETAPAS DE OPERAÇÃO

Na segunda e décima etapas, o vetor nulo (1,1,1) é aplicado, durante o intervalo de tempo (t_1-t_2) e (t_9-t_{10}) , respectivamente. O que significa que todas as chaves superiores de cada braço são habilitadas a conduzir. O fluxo de energia destas etapas está ilustrado na Figura 23.

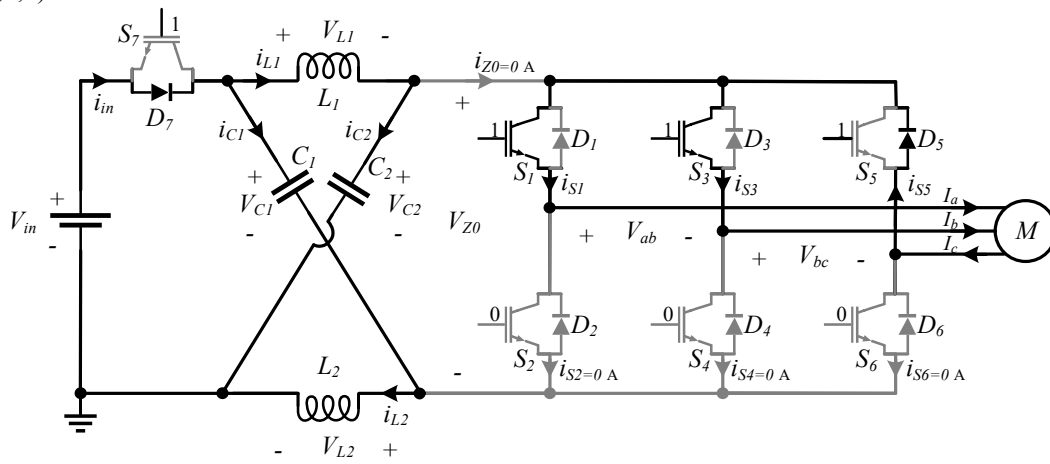
Este vetor emprega tensão nula na saída do inversor, ou seja, nesta etapa a carga também não consome energia. Embora o interruptor S_5 esteja habilitado a conduzir corrente, é o diodo D_5 que conduz, devido ao sentido da corrente I_c que polariza o mesmo. Tem-se então que:

$$i_{S1} = I_a, \quad (3.12)$$

$$i_{S3} = I_b, \quad (3.13)$$

$$i_{D5} = I_c. \quad (3.14)$$

Figura 23 - Fluxo de energia com os sentidos reais das correntes nos intervalos da segunda etapa de operação que ocorre no intervalo (t_1-t_2) e da décima etapa de operação que ocorre no intervalo (t_9-t_{10}) , caracterizadas pelo vetor nulo $(1,1,1)$



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Nesta etapa a corrente de cada indutor é positiva e assim o diodo D_7 é polarizado de forma que passa a conduzir. Os indutores fornecem uma parcela da energia para os capacitores, o restante é entregue pela fonte de alimentação V_{in} . A tensão sobre os indutores obedece a equação abaixo:

$$V_L = V_{in} - V_C, \quad (3.15)$$

e as correntes nos indutores ficam sendo:

$$i_L = \frac{V_{in} - V_C}{L} t + I_{Lmax}, \quad (3.16)$$

sendo que I_{Lmax} representa a corrente máxima nos indutores. Tal corrente pode ser equacionada conforme:

$$I_{Lmax} = \frac{P_0}{V_{in}} + \frac{V_C}{L} \frac{t_{ST}}{4}, \quad (3.17)$$

A equação da corrente no indutor mostra que a mesma decresce em função do tempo, com uma taxa de variação que depende da tensão de entrada e da tensão nos capacitores. Nesta etapa, a equação que descreve a corrente de entrada é:

$$i_{in} = 2i_L, \quad (3.18)$$

$$i_{in} = 2 \frac{V_{in} - V_C}{L} t + 2I_{Lmax}. \quad (3.19)$$

E a expressão das correntes nos capacitores é conforme mostrado abaixo:

$$i_C = i_L = \frac{V_{in} - V_C}{L} t + I_{Lmax}. \quad (3.20)$$

3.4 TERCEIRA E NONA ETAPAS DE OPERAÇÃO

A terceira e a nona etapa de operação ocorrem no intervalo de tempo t_2 à t_3 e t_8 à t_9 , respectivamente, com o fluxo de energia destas etapas sendo representado na Figura 24. Neste intervalo é aplicado o vetor ativo (1,0,1), indicando que os interruptores S_1 , S_4 e S_5 recebem comando para conduzir.

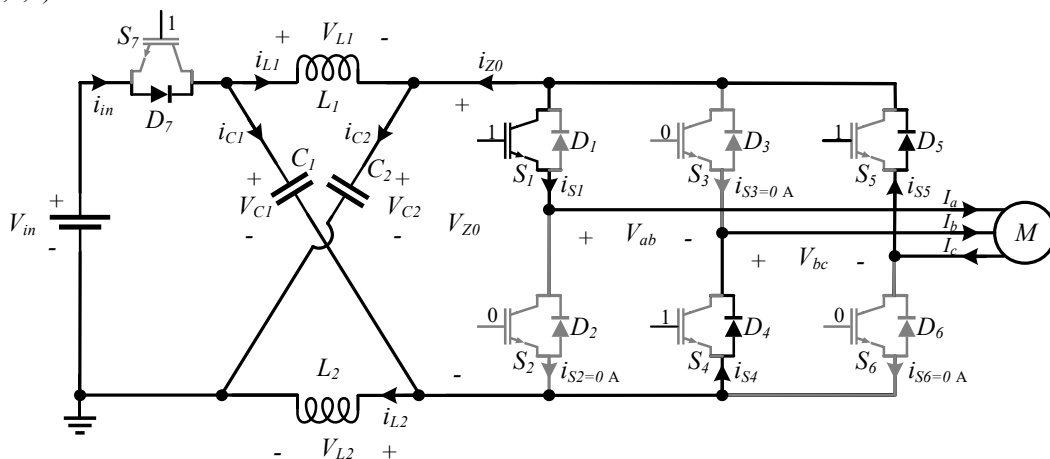
Devido ao sentido da corrente I_b , o interruptor S_4 não conduz. Sendo assim, é o diodo D_4 quem conduz tal corrente. As correntes I_a e I_c passam respectivamente pelo interruptor S_1 e pelo diodo D_5 , de acordo com as equações a seguir:

$$i_{S1} = I_a, \quad (3.21)$$

$$i_{D4} = I_b, \quad (3.22)$$

$$i_{D5} = I_c. \quad (3.23)$$

Figura 24 - Fluxo de energia com os sentidos reais das correntes nos intervalos da terceira etapa de operação que ocorre no intervalo (t_2 - t_3) e da nona etapa de operação que ocorre no intervalo (t_8 - t_9), caracterizadas pelo vetor ativo (1,0,1)



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

O vetor que está sendo usado nesta etapa faz com que seja aplicada tensão na carga, sendo assim, há consumo de energia. Essa energia é entregue pela fonte de alimentação e pelos indutores L_1 e L_2 , na forma de uma corrente i_{Z0} . Destaca-se que tal corrente i_{Z0} é negativa nesta

etapa pois conforme mencionado anteriormente, há uma defasagem entre a corrente e a tensão da carga. Portanto, fazendo com que a corrente i_{Z0} nesta etapa seja negativa e carregue os capacitores da malha Z.

A tensão na fonte de alimentação é menor que a tensão dos capacitores C_1 e C_2 , no entanto a corrente nos indutores L_1 e L_2 da malha Z é positiva e o diodo D_7 permanece em condução. A fonte de alimentação entrega apenas uma parcela da energia para a carga, o restante é entregue pelos indutores. Os capacitores estão armazenando energia, pois i_{C1} e i_{C2} entram no polo positivo de C_1 e C_2 , respectivamente.

A tensão no indutor é dada pela equação abaixo:

$$v_L = V_{in} - V_C. \quad (3.24)$$

E as correntes nos indutores são dadas por:

$$i_L = \frac{V_{in} - V_C}{L} t + I_{Lmax}. \quad (3.25)$$

A corrente i_{Z0} é igual a corrente no diodo D_4 , ou seja:

$$i_{Z0} = -I_b \quad (3.26)$$

As expressões das correntes nos capacitores podem ser vistas na equação abaixo:

$$i_C = i_L - i_{Z0} = \frac{V_{in} - V_C}{L} t + I_{Lmax} - i_{Z0}, \quad (3.27)$$

ou seja:

$$i_C = \frac{V_{in} - V_C}{L} t + I_{Lmax} + I_b. \quad (3.28)$$

Neste intervalo, a expressão que descreve a corrente i_{in} é equivalente a:

$$i_{in} = 2i_L - i_{Z0}, \quad (3.29)$$

$$i_{in} = 2 \frac{V_{in} - V_C}{L} t + 2I_{Lmax} + I_b. \quad (3.30)$$

3.5 QUARTA E OITAVA ETAPAS DE OPERAÇÃO

Na quarta etapa de operação, que ocorre durante o intervalo de tempo situado entre t_3 e t_4 , e na oitava etapa de operação, que ocorre durante o intervalo de tempo situado entre t_7 e t_8 , é aplicado o vetor ativo (1,0,0). Portanto, os interruptores S_1 , S_4 e S_6 são comandados a conduzir. O fluxo de energia destas etapas fica conforme a Figura 25. Este vetor também faz com que seja aplicada tensão na carga, tal que as correntes I_a , I_b e I_c passam por S_1 , D_4 e S_6 , respectivamente, conforme as equações a seguir:

$$i_{S1} = I_a, \quad (3.31)$$

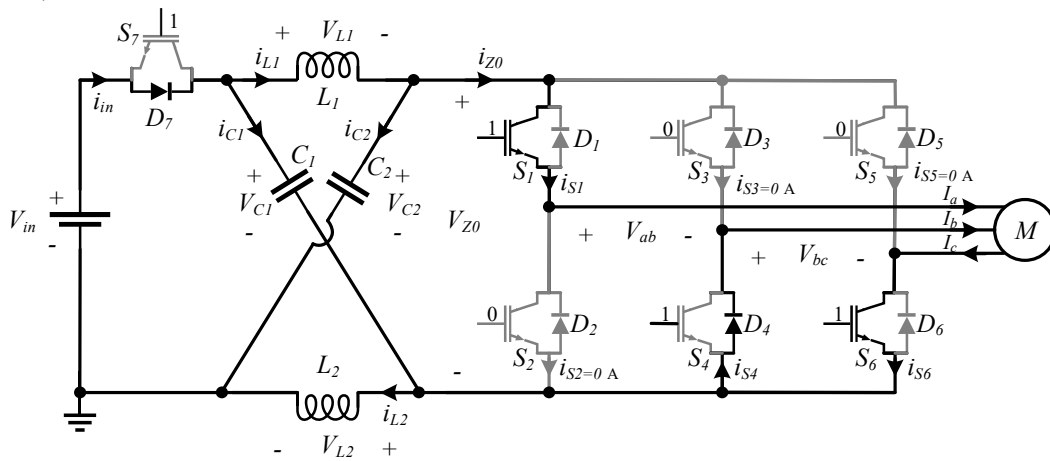
$$i_{D4} = I_b, \quad (3.32)$$

$$i_{S6} = I_c. \quad (3.33)$$

As formas de ondas da tensão e da corrente nos indutores respeitam respectivamente as equações (3.24), e (3.25). As formas de ondas da tensão e corrente nos capacitores dependem da corrente no indutor e da corrente i_{Z0} , como na equação (3.27), porém, para esse caso tem-se que:

$$i_{Z0} = I_a \quad (3.34)$$

Figura 25 - Fluxo de energia com os sentidos reais das correntes nos intervalos da quarta etapa de operação que ocorre no intervalo (t_3-t_4) e da oitava etapa de operação que ocorre no intervalo (t_7-t_8) , caracterizadas pelo vetor ativo $(1,0,0)$



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Substituindo (3.34) em (3.27) resulta que:

$$i_C = \frac{V_{in} - V_C}{L} t + I_{Lmax} - I_a. \quad (3.35)$$

Destaca-se que nesta etapa, a amplitude da corrente dos indutores se reduz de tal forma que $i_L < i_{Z0}/2$. Tal fato implica que as correntes nos capacitores mudam de sentido, passando a ser negativa, e carregam os indutores [21]. A corrente de entrada obedece a equação a seguir:

$$i_{in} = 2i_L, \quad (3.36)$$

$$i_{in} = 2 \frac{V_{in} - V_C}{L} t + 2I_{Lmax}. \quad (3.37)$$

3.6 QUINTA E SÉTIMA ETAPAS DE OPERAÇÃO

A quinta e a sétima etapas de operação ocorrem quando é aplicado ao conversor o vetor nulo $(0,0,0)$, durante o intervalo de tempo (t_4-t_5) e (t_6-t_7) respectivamente. Como não há tensão

na carga, consequentemente não há consumo de energia, então a corrente i_{Z0} também é nula. O fluxo de energia destas etapas fica conforme ilustrado pela Figura 26.

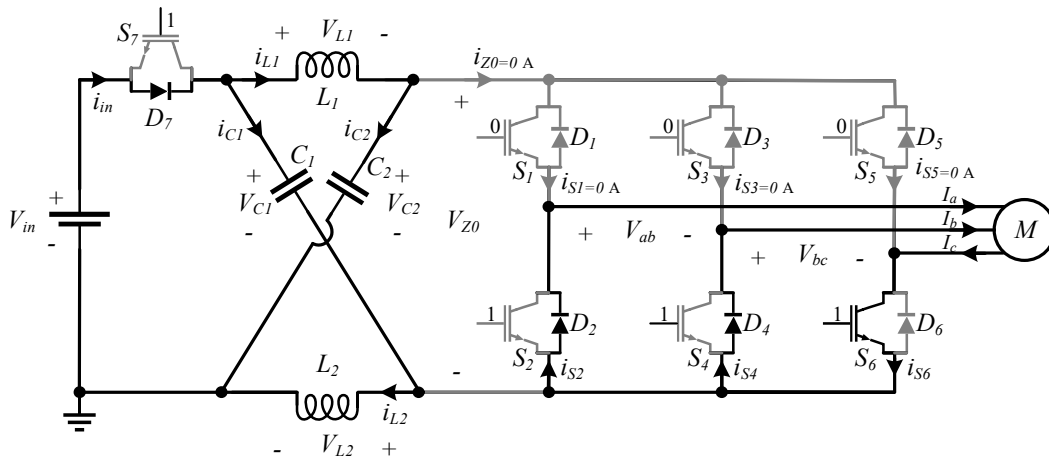
O interruptor S_1 recebe comando para bloquear, desta forma, a corrente I_a encontra caminho através do diodo D_2 . As correntes nos semicondutores são dadas por:

$$i_{D2} = I_a, \quad (3.38)$$

$$i_{D4} = I_b, \quad (3.39)$$

$$i_{S6} = I_c. \quad (3.40)$$

Figura 26 - Fluxo de energia com os sentidos reais das correntes nos intervalos da quinta etapa de operação que ocorre no intervalo (t_4-t_5) e da sétima etapa de operação que ocorre no intervalo (t_6-t_7) , caracterizadas pelo vetor nulo $(0,0,0)$



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Neste intervalo, a corrente em cada indutor é positiva e assim o diodo D_7 permanece em condução. Os indutores fornecem uma parcela de energia para os capacitores, o restante é entregue pela fonte V_{in} . As tensões sobre os indutores obedecem a equação (3.24), assim como as correntes obedecem à (3.25). Portanto, a corrente i_{D7} é a soma das correntes i_{L1} e i_{L2} , ou seja, obedece a equação (3.19), e a corrente nos capacitores obedece a equação (3.20).

3.7 CONCLUSÕES

Foram apresentadas as etapas de operação do conversor BZSI para a modulação Máximo *Boost* Constante, com carga que emula características de um motor de indução. Foi visto que embora existam dez etapas, as etapas onde são aplicados os vetores ativos se repetem, sendo a terceira, a quarta, a oitava e a nona. Porém o tempo de operação para cada uma delas é diferente. Também foi visto que há duas etapas de curto-circuito com duração idênticas. Essa etapa sempre é antecedida e sucedida de etapas de vetores nulos. Essa característica é

consequência da modulação utilizada, cujo objetivo é ter o máximo ganho possível para um dado índice de modulação, porém mantendo a razão cíclica de curto-circuito constante. Como a etapa de curto-circuito, do ponto de vista da tensão aplicada na carga, é similar à aplicação de vetor nulo, não há influência no comportamento das tensões e correntes de carga, quando tal etapa ocorre no intervalo em que teria vetor nulo para a modulação senoidal tradicionalmente usada no VSI.

4 MODELAGEM DO CONVERSOR FONTE Z BIDIRECIONAL

4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentada a modelagem do conversor BZSI. Serão abordados seis modelos em função das variáveis do conversor, sendo a tensão do capacitor da malha Z V_C , a corrente do indutor da malha Z i_L , a razão cíclica de curto-circuito d_0 , o índice de modulação m_{idx} e a tensão de entrada V_{in} . Entretanto somente dois destes modelos serão utilizados para projetar o controle proposto no capítulo 6.

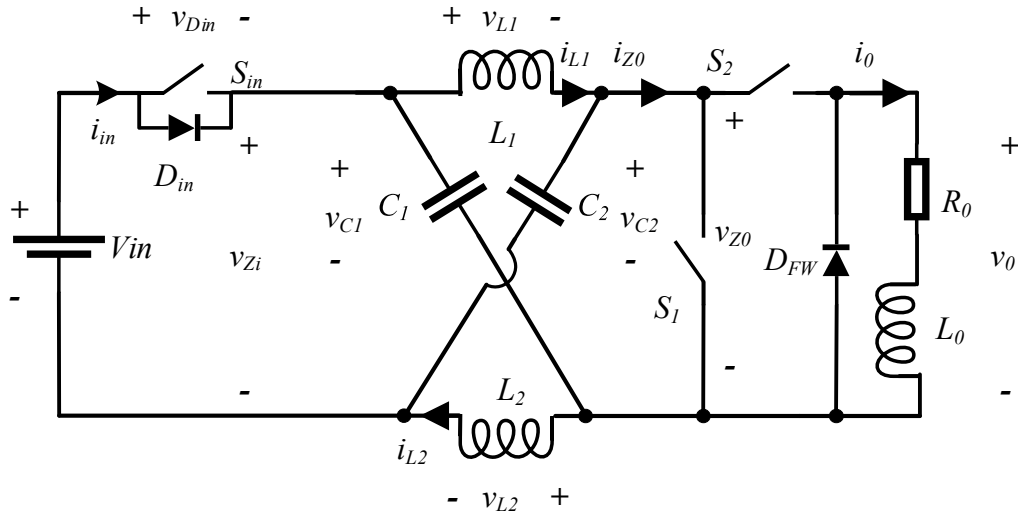
O conversor BZSI contém uma malha Z composta por um arranjo de capacitores e indutores de forma que é possível elevar a tensão de saída desta malha Z e assim proporcionar um nível maior de tensão para a carga. Com estes componentes presentes no conversor, a característica do circuito torna-se mais complexa quando comparada ao VSI tradicional. Além da variável usual de controle de inversores tradicionais, o índice de modulação m_{idx} , o ZSI tem um grau de liberdade adicional para controle, a razão cíclica de curto-circuito d_0 . Assim, o conversor ZSI é capaz de controlar a tensão nos capacitores e a tensão de saída, ao mesmo tempo.

É importante salientar que, embora vários modelos têm sido propostos [25, 26, 39] para o ZSI, tais modelos levam em consideração apenas a razão cíclica de curto-circuito. Desta forma, os modelos não representam totalmente as características do conversor, pois para o equacionamento destes modelos a etapa de vetor nulo é desconsiderada. Diferentemente dos modelos anteriores, nesse trabalho, a etapa de vetor nulo também será considerada.

4.2 EQUACIONAMENTO PARA LEVANTAMENTO DOS MODELOS

Para um inversor trifásico com carga equilibrada, a potência de saída é sempre constante, portanto o lado c.a. pode ser simplificado como uma carga c.c. sem perda de generalidade [25]. Desta forma, o circuito do conversor pode ser simplificado conforme está sendo apresentado na Figura 27. O circuito equivalente possui dois interruptores, S_1 comandado com a razão cíclica de curto-circuito d_0 e S_2 comandado com a razão cíclica imposta pelo índice de modulação M_{idx} , além de um diodo de roda livre D_{FW} . Tais componentes correspondem à parte c.a. que foi simplificada, assim como a carga composta por R_0 e L_0 .

Figura 27 - Circuito simplificado equivalente para levantamento dos modelos do conversor BZSI.



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

A resistência de carga pode ser calculada baseada no equilíbrio de potência [25, 26], resultando na equação a seguir:

$$R_0 = \frac{8|Z|}{\cos(\Phi)}, \quad (4.1)$$

onde Z é a impedância da carga trifásica, dada por $Z = R_{3f} + j\omega L_{3f}$, e $\cos(\Phi)$ é o seu fator de potência. R_{3f} e L_{3f} correspondem, respectivamente, à resistência e à indutância da carga trifásica. A indutância L_0 é calculada de forma tal que a constante de tempo da carga c.c. simplificada seja a mesma da carga c.a. Logo tem-se que:

$$\frac{L_0}{R_0} = \frac{L_{3f}}{R_{3f}}. \quad (4.2)$$

Para fazer a análise matemática, deve-se levar em consideração que os componentes da malha Z são simétricos, sendo assim, as correntes nos indutores são as mesmas, assim como as tensões nos capacitores. Os indutores L_1 e L_2 possuem a mesma indutância L e que os capacitores C_1 e C_2 possuem a mesma capacitância C . Portanto, existem três variáveis a serem analisadas:

- A corrente no indutor $i_{L1} = i_{L2} = i_L$;
- A tensão no capacitor $v_{C1} = v_{C2} = v_C$;
- E a corrente na carga i_0 .

Para o circuito simplificado mostrado na Figura 27, existem três etapas de operação, quando se é considerado que $d_0 + m_{idx} \leq 1$. Uma correspondente à etapa de curto-circuito, outra correspondente às etapas de vetores nulos e por fim, uma equivalente às etapas de vetores

ativos. A primeira etapa de operação ocorre quando S_1 é comandado a conduzir e S_2 está bloqueado, como está representado na Figura 28, correspondendo ao estado de curto-circuito. O interruptor S_{in} recebe o comando complementar de S_1 , sendo assim, tal interruptor está bloqueado. O diodo D_{in} não conduz por estar reversamente polarizado. Os capacitores carregam os indutores e a corrente da carga circula pelo diodo de roda livre D_{FW} . Esta etapa de operação tem o tempo de duração dado por d_0T .

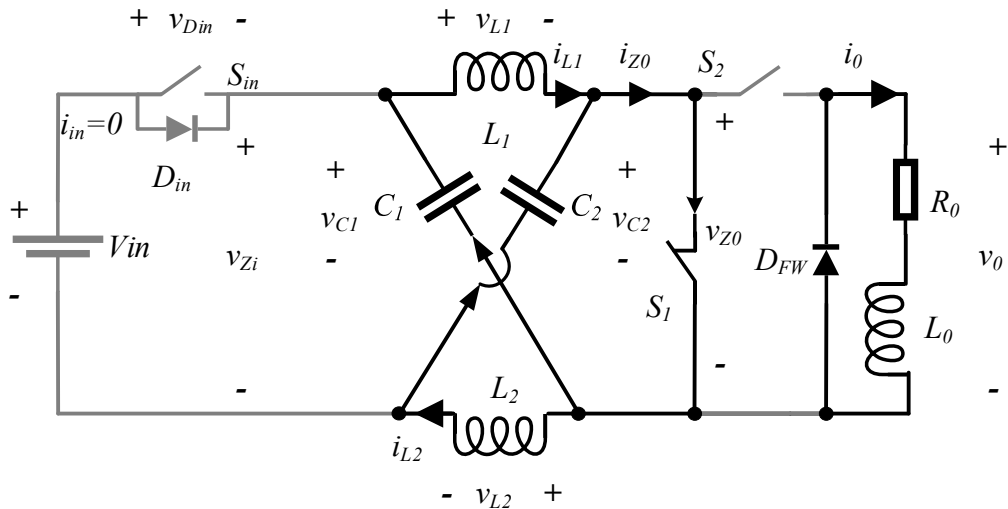
As principais equações desta etapa são apresentadas a seguir:

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = v_C(t), \quad (4.3)$$

$$C \frac{dv_C(t)}{dt} = -i_L(t), \quad (4.4)$$

$$L_0 \frac{di_0(t)}{dt} = -R_0 i_0(t). \quad (4.5)$$

Figura 28 - Primeira etapa de operação do circuito simplificado equivalente para levantamento dos modelos do conversor BZSI, correspondendo a etapa de curto-circuito na saída da malha Z, e equivalente a aplicação de vetor nulo na carga.



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

A segunda etapa de operação ocorre quando S_1 e S_2 estão bloqueados, como está na mostrado na Figura 29. O interruptor S_{in} é comandado a conduzir. Caso esteja operando o motor no modo tração (primeiro ou terceiro), o diodo D_{in} será polarizado e conduzirá. Por outro lado, caso o conversor esteja operando no modo frenagem, com regeneração de energia (segundo ou quarto quadrante), as correntes nos indutores, e consequentemente a de entrada serão negativas, assim, S_{in} irá conduzir. Durante esta etapa, os capacitores são carregados pelos indutores e a corrente da carga passa pelo diodo de roda livre D_{FW} . Esta etapa corresponde à etapa de vetores nulos. O tempo de duração desta etapa é de $(1-d_0-m_{idx})T$.

Por simplicidade, a partir deste estágio, os símbolos de valores médios serão suprimidos. Sabendo que:

$$v_L = L \frac{di_L(t)}{dt}, \quad (4.18)$$

e que

$$C \frac{dv_C(t)}{dt} = i_C, \quad (4.19)$$

podem ser obtidas as seguintes equações diferenciais:

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = 2v_C d_0 - v_{in} d_0 - v_C + v_{in}, \quad (4.20)$$

$$C \frac{dv_C(t)}{dt} = -2i_L d_0 + i_L - i_0 m_{idx}, \quad (4.21)$$

$$L_0 \frac{di_0(t)}{dt} = -R_0 i_0 + 2v_C m_{idx} - v_{in} m_{idx}. \quad (4.22)$$

Considerando a ocorrência de pequenas perturbações nas variáveis envolvidas, conforme mostrado em (4.23) à (4.28), e substituindo-as nas expressões nas equações (4.20) à (4.22), após a aplicação da Transformada de Laplace resultam nas expressões (4.29) à (4.31).

$$i_0 = I_0 + \hat{i}_0 \quad (4.23)$$

$$i_L = I_L + \hat{i}_L \quad (4.24)$$

$$v_C = V_C + \hat{v}_C \quad (4.25)$$

$$d_0 = D_0 + \hat{d}_0 \quad (4.26)$$

$$m_{idx} = M_{idx} + \hat{m}_{idx} \quad (4.27)$$

$$v_{in} = V_{in} + \hat{v}_{in} \quad (4.28)$$

$$I_L(s) = \frac{d_0(s)[2V_C - V_{in}] + V_C(s)[2D_0 - 1] + V_{in}(s)[1 - D_0]}{sL} \quad (4.29)$$

$$V_C(s) = \frac{d_0(s)[-2I_L] + I_L(s)[1 - 2D_0] + M_{idx}(s)[I_0] - I_0(s)[M_{idx}]}{sC} \quad (4.30)$$

$$I_0(s) = \frac{M_{idx}(s)[2V_C - V_{in}] + 2V_C(s)[M_{idx}] + V_{in}(s)[M_{idx}]}{sL_0 + R_0} \quad (4.31)$$

4.2.1 Modelo da tensão do capacitor pela razão cíclica de curto-circuito

Substituindo as equações (4.29) e (4.31) na equação (4.30) e fazendo $V_{in}(s)=0$ e $I_0(s)=0$ obtêm-se então o modelo da tensão do capacitor pela razão cíclica de curto-circuito, dada a seguir:

$$G_{vCd0}(s) = \frac{V_c(s)}{d_0(s)} \quad (4.32)$$

$$G_{vCd0}(s) = \frac{s^2 [-2L_0 L I_L] + s [L_0 V_{in} - 2LR_0 I_L] + [R_0 V_{in}]}{s^3 [C L L_0] + s^2 [C L R_0] + s [2M_{idx}^2 L + L_0 (1 - 2D_0)^2] + [R_0 (1 - 2D_0)^2]} \quad (4.33)$$

O modelo obtido é de terceira ordem e, independentemente dos valores dos parâmetros do modelo, apresenta um zero no semiplano direito, conforme será melhor analisado na seção 4.3. Essa característica torna mais difícil o projeto de controle, uma vez que o comportamento do conversor irá apresentar característica de fase não-mínima.

4.2.2 Modelo da tensão do capacitor pelo índice de modulação

O modelo da tensão do capacitor pelo índice de modulação é obtido ao substituir as equações (4.29) e (4.31) na equação (4.30) e fazendo $V_{in}(s)=0$ e $D_0(s)=0$, resultando em:

$$G_{vCM}(s) = \frac{V_c(s)}{M_{idx}(s)} \quad (4.34)$$

$$G_{vCM}(s) = \frac{s^2 [-L_0 L I_L] + s [LM_{index} V_{in} - 2LM_{idx} V_c - LR_0 I_0]}{s^3 [C L L_0] + s^2 [C L R_0] + s [2M_{idx}^2 L + L_0 (1 - 2D_0)^2] + [R_0 (1 - 2D_0)^2]} \quad (4.35)$$

4.2.3 Modelo da tensão do capacitor pela tensão de entrada

O modelo da tensão do capacitor pela tensão de entrada se dá ao substituir as equações (4.29) e (4.31) na equação (4.30) e fazendo $m_{idx}(s)=0$ e $D_0(s)=0$. O modelo fica então sendo:

$$G_{vCVin}(s) = \frac{V_c(s)}{V_{in}(s)} \quad (4.36)$$

$$G_{vCVin}(s) = \frac{s [L_0 - 3D_0 L_0 + 2D_0^2 L_0 + LM_{idx}^2] + [R_0 - 3D_0 R_0 + 2D_0^2 R_0]}{s^3 [C L L_0] + s^2 [C L R_0] + s [2M_{idx}^2 L + L_0 (1 - 2D_0)^2] + [R_0 (1 - 2D_0)^2]} \quad (4.37)$$

A planta obtida é de terceira ordem, e mostra como um distúrbio na tensão de entrada afeta a tensão dos capacitores.

4.2.4 Modelo da corrente do indutor pela razão cíclica de curto-circuito

O modelo da corrente do indutor pela razão cíclica de curto-circuito é obtido ao substituir a expressão (4.31) em (4.30) e posteriormente substituir o resultado em (4.29). Com a expressão resultante, faz-se então $V_{in}(s)=0$ e $m_{idx}(s)=0$, assim, o modelo resultante é dado por:

$$G_{iLd0}(s) = \frac{I_L(s)}{d_0(s)} \quad (4.38)$$

$$G_{iLd0}(s) = \frac{s^2 [CL_0(2V_C - V_{in})] + s [CR_0(2V_C - V_{in}) + 2I_L L_0(1 - 2D_0)] + [2M_{idx}^2(2V_C - V_{in}) + 2I_L L_0(1 - 2D_0)]}{s^3 [CLL_0] + s^2 [CLR_0] + s [2M_{idx}^2 L + L_0(1 - 2D_0)^2] + [R_0(1 - 2D_0)^2]} \quad (4.39)$$

A Função Transferência (FT) obtida, deve ser utilizada para controlar a corrente nos indutores, em função da razão cíclica de curto-circuito.

4.2.5 Modelo da corrente do indutor pelo índice de modulação

Da mesma forma que o modelo obtido anteriormente, para se ter o modelo da corrente do indutor pelo índice de modulação, deve-se substituir a equação (4.31) em (4.30) e o resultado, substituir em (4.29). Faz-se então $V_{in}(s)=0$ e $D_0(s)=0$, assim, o modelo fica sendo:

$$G_{iLM}(s) = \frac{I_L(s)}{M_{idx}(s)} \quad (4.40)$$

$$G_{iLM}(s) = \frac{s [I_0 L_0(1 - 2D_0)] + [M_{idx}(2V_C - V_{in}) + R_0(1 - 2D_0)]}{s^3 [CLL_0] + s^2 [CLR_0] + s [2M_{idx}^2 L + L_0(1 - 2D_0)^2] + [R_0(1 - 2D_0)^2]} \quad (4.41)$$

A FT obtida, deve ser utilizada para controlar a corrente do indutor, em função do índice de modulação.

4.2.6 Modelo da corrente do indutor pela tensão de entrada

O modelo da corrente do indutor pela tensão de entrada é obtido ao substituir (4.31) na equação (4.30). Com a expressão resultante, substitui na equação (4.29) e fazendo $m_{idx}(s)=0$ e $D_0(s)=0$, resultando em:

$$G_{iLVin}(s) = \frac{I_L(s)}{V_{in}(s)} \quad (4.42)$$

$$G_{iLVin}(s) = \frac{s^2 [CL_0(1-D_0)] + s [CR_0(1-D_0)] + [2M_{idx}^2(1-D_0) - M_{idx}^2(1-2D_0)]}{s^3 [CLL_0] + s^2 [CLR_0] + s [2M_{idx}^2L + L_0(1-2D_0)^2] + [R_0(1-2D_0)^2]} \quad (4.43)$$

O modelo obtido pode ser utilizado para analisar o comportamento da corrente no indutor em função de variações decorrentes na tensão de entrada.

4.3 VALIDAÇÃO DOS MODELOS OBTIDOS

Para confirmar se os modelos matemáticos obtidos anteriormente representam bem o comportamento do sistema, são comparadas via simulação as respostas em frequência das FTs obtidas com as respostas em frequência do conversor chaveado. Os parâmetros utilizados para o circuito simplificado utilizado na simulação feita no *software* PSIM[®] são mostrados na Tabela 3. Os parâmetros em questão foram escolhidos por questões que visam simplificar os cálculos numéricos para reduzir o tempo de simulação.

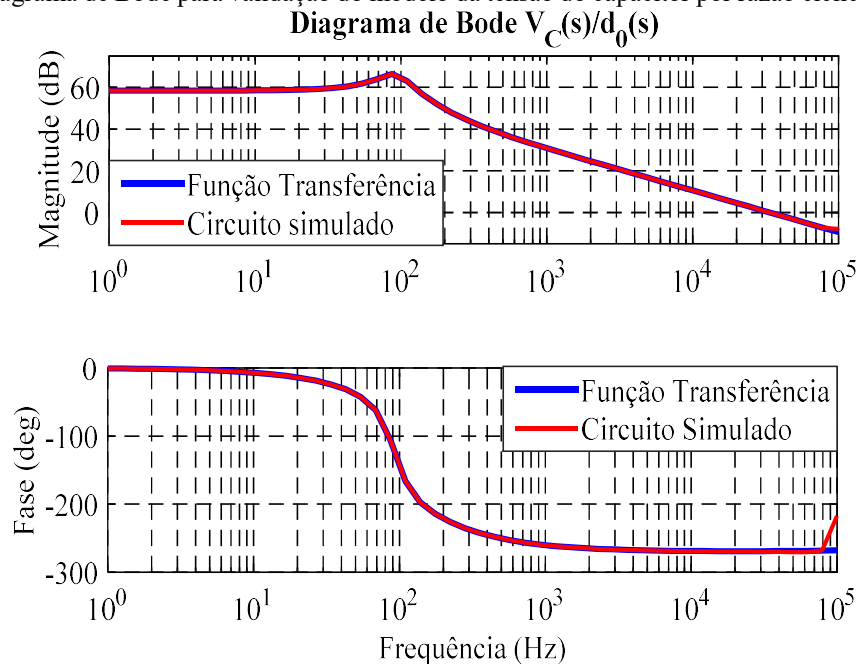
Tabela 3 - Parâmetros do circuito simplificado utilizado para validação dos modelos obtidos.

Parâmetros do circuito simulado		
Parâmetros	Valor	Unidade
V_{in}	300	V
V_C	400	V
V_0	375	V
I_L	140,625	A
I_0	112,5	A
M_{idx}	0,75	-
D_0	0,2	-
L	1	mH
C	1,32	mF
R_0	10/3	Ω
L_0	2,5	mH
f_s	100	kHz

Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

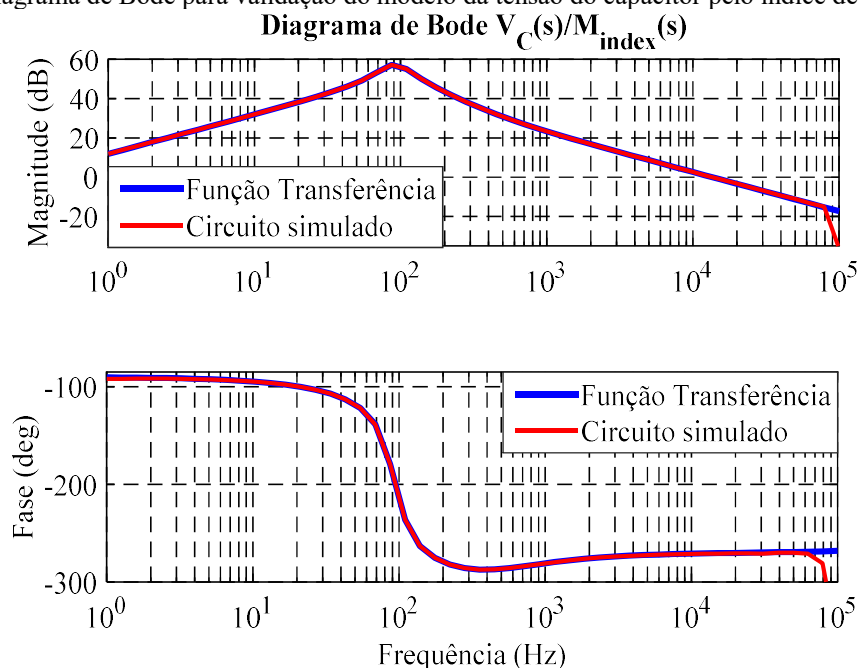
Da Figura 31 à Figura 36 são apresentadas as comparações das respostas em frequência entre o modelo matemático no domínio da frequência (contínuo), e o modelo elétrico de circuito comutado (discreto). Para frequências elevadas, o gráfico da FT no domínio discreto começa a diferenciar do modelo no domínio contínuo. Isso acontece devido à frequência de comutação ser inferior à frequência da perturbação inserida no sinal de controle analisado, ferindo o teorema de Nyquist, não sendo possível representar corretamente o sinal.

Figura 31 - Diagrama de Bode para validação do modelo da tensão do capacitor por razão cíclica de curto-circuito.



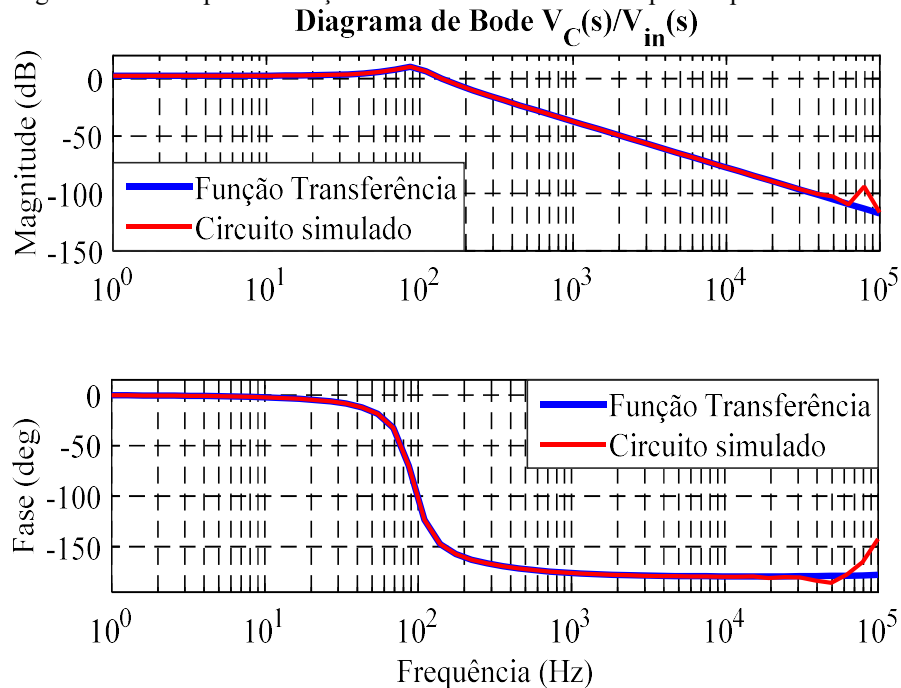
Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Figura 32 - Diagrama de Bode para validação do modelo da tensão do capacitor pelo índice de modulação.



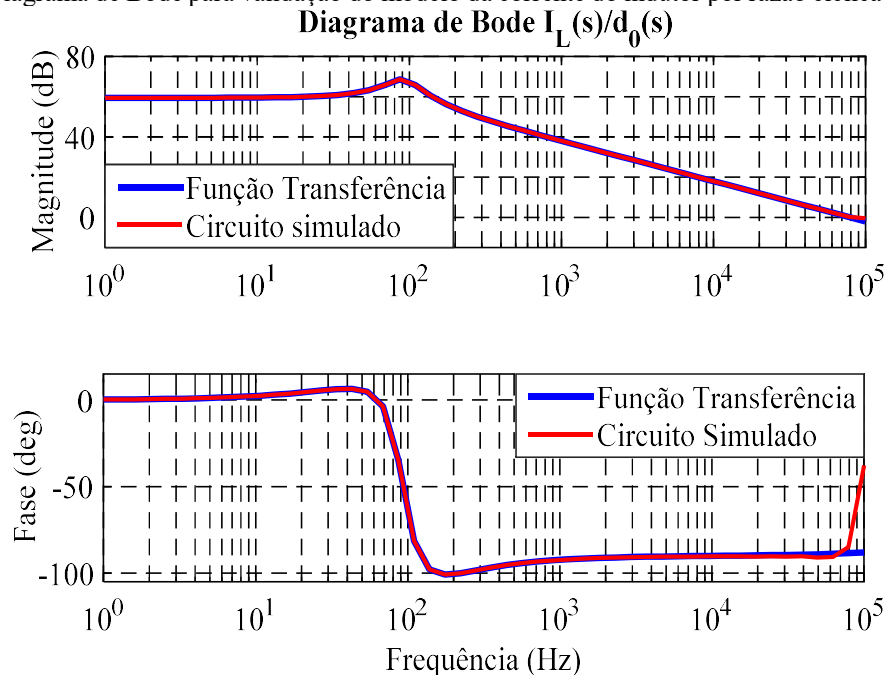
Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Figura 33 - Diagrama de Bode para validação do modelo da tensão do capacitor pela tensão de entrada.



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Figura 34 - Diagrama de Bode para validação do modelo da corrente do indutor por razão cíclica de curto-circuito.

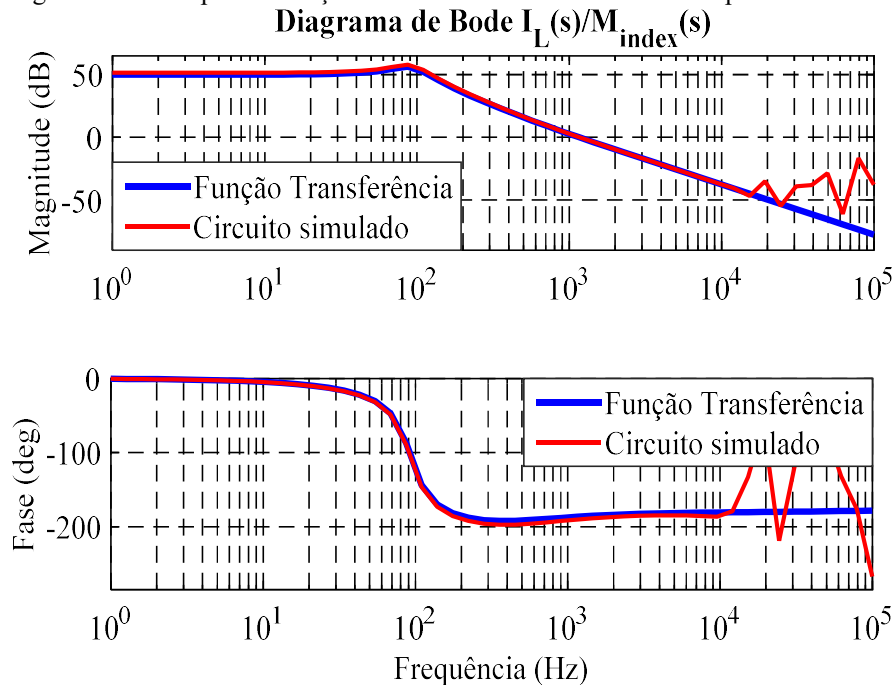


Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Pode-se verificar que na Figura 35 as respostas em frequência contínua e discreta se sobrepõem, para uma faixa de frequência até em torno de 10kHz, validando desta forma o modelo da corrente do indutor pelo índice de modulação para tal região. Para frequências elevadas, a resposta em frequência no domínio contínuo começa a diferenciar da resposta em frequência no domínio discreto para frequências superiores à 10kHz. Como a frequência de

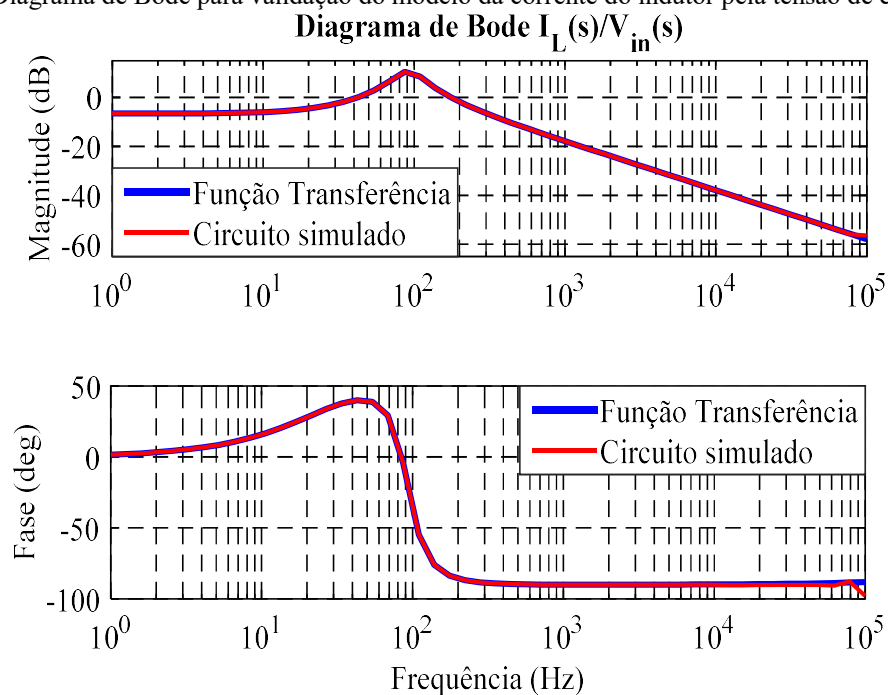
operação utilizada foi de 100kHz, era esperado obter respostas semelhantes pelo menos até a faixa de frequência de 50kHz, mas o modelo é válido apenas para baixas frequências.

Figura 35 - Diagrama de Bode para validação do modelo da corrente do indutor pelo índice de modulação.



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Figura 36 - Diagrama de Bode para validação do modelo da corrente do indutor pela tensão de entrada.

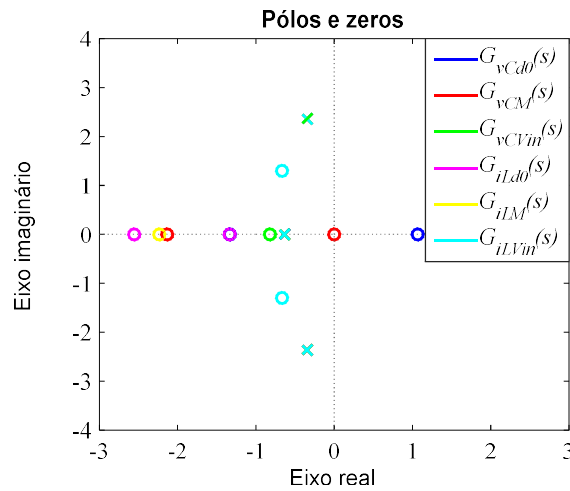


Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

4.3.1 Análise de pólos e zeros

Para analisar a distribuição dos polos e zeros dos modelos levantados, a Figura 37 apresenta o mapa dos polos e zeros das FTs obtidas. Os modelos possuem três polos, sendo dois deles complexos conjugados. O modelo da tensão no capacitor pela razão cíclica de curto-circuito possui um zero no semiplano direito, conforme previamente afirmado. O modelo da tensão no capacitor pelo índice de modulação possui um zero na origem. O modelo da corrente no indutor pela tensão de entrada possui um par de zeros complexos conjugados.

Figura 37 - Mapa dos polos e zeros dos modelos levantados com os parâmetros utilizados em simulação.

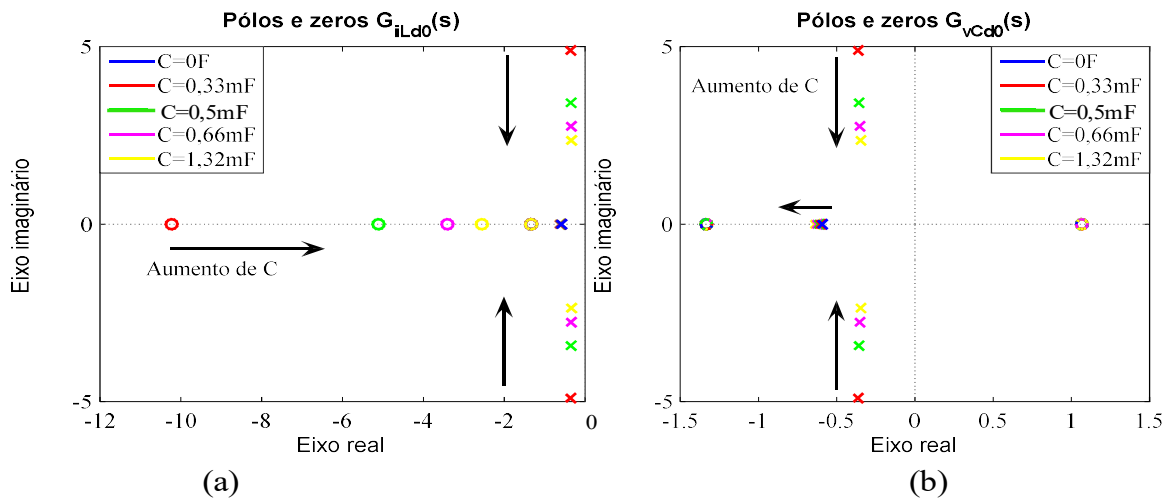


Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

4.3.2 Variação paramétrica da malha Z e carga

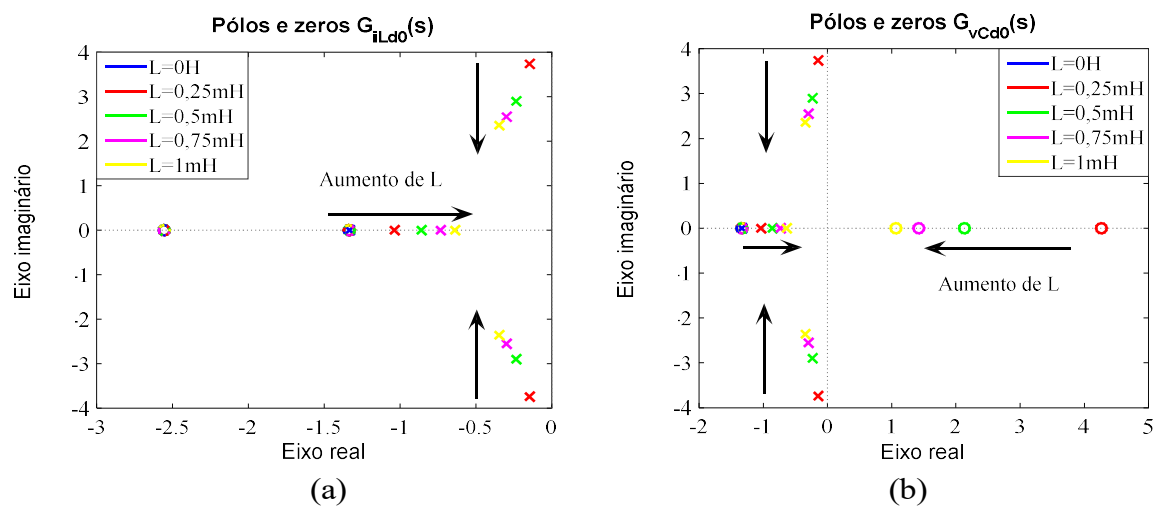
Como serão utilizados apenas dois destes modelos para o projeto de controle, sendo esses $G_{vCd0}(s)$ e $G_{iLd0}(s)$, os mesmos serão analisados, com relação à mudança da posição dos polos e zeros de acordo com a variação dos principais elementos do conversor, sendo esses os componentes da malha Z, e da carga. Os gráficos mostrados na Figura 38 e na Figura 39 indicam que um aumento da capacitância da malha Z não causa efeito na posição do zero presente no semiplano direito no modelo $G_{vCd0}(s)$. Um aumento da indutância da malha Z faz com que o zero no semiplano direito do modelo $G_{vCd0}(s)$ fique mais próximo da origem. Pelo gráfico apresentado na Figura 40, um aumento da resistência e indutância de carga, tem o efeito de afastar da origem o zero no semiplano direito do modelo $G_{vCd0}(s)$. O aumento destes componentes tem como efeito, a redução do amortecimento natural dos polos complexos conjugados para ambos os modelos analisados. Para o caso do aumento dos valores dos componentes da carga e do indutor da malha Z há também uma pequena redução da frequência natural dos polos complexos conjugados para ambos os modelos.

Figura 38 - Mapa de polos e zeros para diferentes capacitâncias da malha Z: (a) $G_{iLd0}(s)$, (b) $G_{vCd0}(s)$.



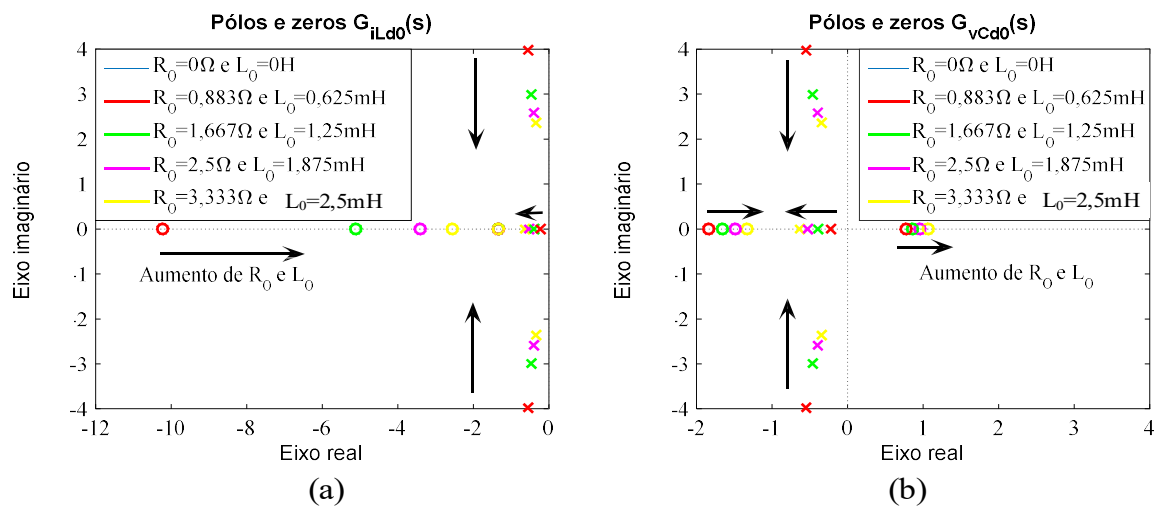
Fonte: Elaborado pelo Autor,2017

Figura 39 - Mapa de polos e zeros para diferentes indutâncias da malha Z: (a) $G_{iLd0}(s)$, (b) $G_{vCd0}(s)$.



Fonte: Elaborado pelo Autor,2017

Figura 40 - Mapa de polos e zeros para diferentes resistências e indutâncias de carga: (a) $G_{iLd0}(s)$, (b) $G_{vCd0}(s)$.



Fonte: Elaborado pelo Autor,2017

4.3.3 Comparação entre modelos obtidos e modelos usuais

Os modelos comumente utilizados na literatura sobre ZSI não apresentam as duas variáveis de controle, a razão cíclica de curto-circuito e o índice de modulação, abordadas neste trabalho. Nos trabalhos encontrados a variável de controle é apenas a razão cíclica de curto-circuito $D_0(s)$. Em [26, 40, 41] também é utilizado o controle em cascata, com os modelos da corrente do indutor pela razão cíclica de curto-circuito e da tensão do capacitor pela razão de curto-circuito. Tais modelos são apresentados a seguir:

$$\begin{aligned} & (-2I_L + I_0)L_0Ls^2 + \\ & + \left[(-2I_L + I_0)R_0L + (1-D_0)(2V_C - V_{in})L + (1-2D_0)(2V_C - V_{in})L_0 \right]s + \\ & \frac{V_C(s)}{d_0(s)} = \frac{(1-2D_0)(2V_C - V_{in})R_0}{L_0LCs^3 + R_0LCs^2 + \left[2L(1-2D_0)^2 + L_0(2D_0-1)^2 \right]s + R_0(2D_0-1)^2} \quad (4.44) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & (2V_C - V_{in})L_0Cs^2 + \left[R_0C(2V_C - V_{in}) + (1-2D_0)(-2I_L + I_0)L_0 \right]s + \\ & \frac{I_L(s)}{d_0(s)} = \frac{(1-D_0)(2V_C - V_{in}) + (1-2D_0)(-2I_L + I_0)R_0}{L_0LCs^3 + R_0LCs^2 + \left[2L(1-2D_0)^2 + L_0(2D_0-1)^2 \right]s + R_0(2D_0-1)^2} \quad (4.45) \end{aligned}$$

Com o intuito de comparar tais modelos com os obtidos neste trabalho, são apresentadas as respostas em frequência dos mesmos na Figura 41, com os modelos que abordam a tensão do capacitor e, na Figura 42, com os modelos que abordam a corrente do indutor.

Figura 41 - Diagrama de Bode para comparação entre as FTs da tensão do capacitor por razão cíclica de curto-circuito do modelo levantado neste trabalho com o modelo encontrado na literatura.

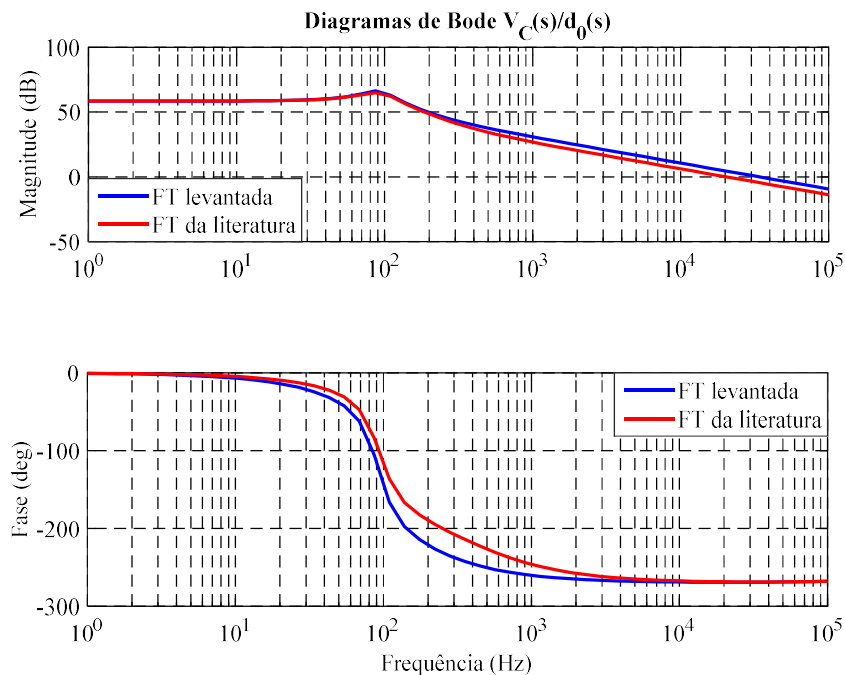
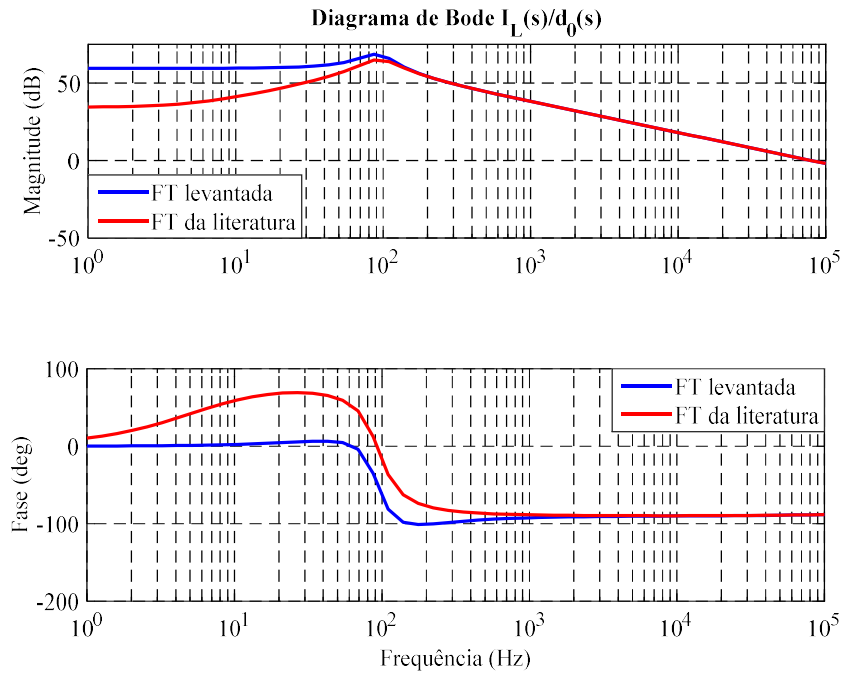


Figura 42 - Diagrama de Bode para comparação entre as FTs da corrente do indutor por razão cíclica de curto-circuito do modelo levantado neste trabalho com o modelo encontrado na literatura.



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Para o caso das FTs da tensão do capacitor, nota-se uma similaridade. A maior diferença aparece nos modelos que relacionam a corrente do indutor, onde percebe-se que para baixas frequências, o ganho é maior e a fase é mais comportada. Isto ocorre devido a presença de um zero em uma frequência menor no modelo utilizado em [26, 40, 41].

Por fazer uma aproximação ao considerar que $d_0 + M_{idx} = 1$, perde-se a capacidade de representar os modelos em função somente de d_0 e somente de M_{idx} . Assim, a representação das duas variáveis é abordada em um único modelo, causando então esse descasamento, principalmente para o modelo da corrente.

4.4 CONCLUSÕES

Neste capítulo foram apresentados os equacionamentos matemáticos utilizados para obter seis modelos do conversor BZSI. Para tanto, foi levado em consideração a simplificação da parte c.a. do circuito, visando facilitar a compreensão de suas etapas de operação. Existem três etapas para o circuito equivalente, sendo elas a etapa de curto-circuito, a etapa de vetor nulo, a qual é simplificada em vários trabalhos [25, 26, 39-41] e a etapa referente aos vetores ativos, a qual faz com que haja transferência de energia para a carga.

Após análise das equações correspondentes de cada etapa, e baseado no método de valores médios quase-instantâneos, foram então obtidos os modelos que relacionam as variáveis

tensão do capacitor e corrente do indutor, com as variáveis razão cíclica de curto-circuito, índice de modulação e tensão de entrada. A validação destes modelos foi dada através de simulação, comparando a característica na frequência da resposta obtida com o modelo e da resposta obtida com o circuito, apresentando similaridade.

A análise indicou que um aumento da capacitância da malha Z não causa efeito na posição do zero presente no semiplano direito no modelo $G_{vCdo}(s)$, porém, um aumento da indutância da malha Z faz com que o zero no semiplano direito do modelo $G_{vCdo}(s)$ fique mais próximo da origem. Um aumento da resistência e indutância de carga, tem o efeito de afastar da origem o zero no semiplano direito do modelo $G_{vCdo}(s)$. Em relação aos polos, o aumento do valor destes componentes tem como consequência, a redução do amortecimento natural dos polos complexos conjugados para ambos os modelos analisados. No caso do aumento dos valores dos componentes da carga e da indutância da malha Z há também uma pequena redução da frequência natural dos polos complexos conjugados para ambos os modelos.

Com o intuito de analisar os modelos obtidos com os existentes na literatura, apresentou-se então a comparação gráfica dos mesmos. Foi visto que embora haja um certo grau de similaridade entre os modelos, uma maior discrepância foi notada entre os modelos da corrente do indutor, principalmente para baixas frequências. Também, como os modelos usuais possuem apenas uma variável de controle, há um grau de liberdade menor para controle do conversor.

5 PROJETO DO CONVERSOR FONTE Z

5.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentado um estudo comparativo do conversor com relação a utilização de diferentes valores de tensão de entrada e frequência de comutação, visando observar os resultados obtidos em relação à volume, custo e perdas do conversor. Também serão examinados os esforços e perdas nos semicondutores conforme o estudo apresentado em [28], adaptando para a modulação utilizada neste trabalho, com o intuito de obter o rendimento do conversor para as diferentes tensões de entrada e frequência de operação escolhidas.

5.2 PARÂMETROS DO CONVERSOR

A Tabela 4 apresenta os parâmetros de operação escolhidos para o conversor. Foram escolhidas duas frequências de comutação f_s , e duas tensões de entrada V_{in} . Resultando desta forma em quatro casos possíveis. Para os indutores, foi abordado também a utilização de indutores acoplados, acrescentando mais quatro casos. Os cálculos dos fatores de ganho *Buck-Boost* foram feitos tal que os valores eficazes da tensão de fase V_{acrms} e da corrente I_{acrms} na carga fossem os mesmos para todos os casos. Consequentemente, será possível analisar os efeitos de utilizar frequência alta e mais baixa de comutação e a influência de ganho maior ou menor no conversor.

A carga escolhida trata-se de um motor de indução de 1,5 CV com fator de potência de 0,82. Entretanto para testes em bancada será utilizada uma carga RL equivalente, de forma que tanto o fator de potência quanto a corrente na carga sejam as mesmas em relação ao motor operando em regime permanente com carga nominal.

Tabela 4 - Parâmetros de projeto do conversor.

Parâmetro	Descrição	Valor	Unidade
$f_{s1,2,3,4}$	Frequências de comutação	[10 50 10 50]	kHz
f_o	Frequência de operação da carga	60	Hz
P_o	Potência de saída	1,12	kW
R_s	Resistência de estator	8,932	Ω
R_r	Resistência de rotor	8,932	Ω
L_s	Indutância de estator	6,539	mH
L_r	Indutância de rotor	6,539	mH
$V_{in1,2,3,4}$	Tensões de entrada	[200 200 300 300]	V
$V_{Z0pk1,2,3,4}$	Tensões de pico de saída da malha Z	[900 900 800 800]	V
ΔV_C	Ondulação de tensão do capacitor	5% V_C	V
ΔI_L	Ondulação de corrente no indutor	15% I_L	A

Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Os valores de pico das tensões de saída da malha Z são maiores para os casos em que os valores das tensões de entrada são inferiores, para que seja possível obter tensões nos terminais da carga com valores idênticos em todos os casos. O fator *Boost* é obtido com base nas tensões de entrada e nos valores de pico impostos das tensões de saída da malha Z.

$$B = \frac{V_{Z0pk}}{V_{in}} = [4,5 \quad 4,5 \quad 2,667 \quad 2,667]. \quad (5.1)$$

Com os valores dos fatores *Boost*, os índices de modulação e razões cíclicas de curto-circuito podem ser então obtidos, e consequentemente o fator de ganho *Buck-Boost* G :

$$D_0 = \frac{B-1}{B} = [0,839 \quad 0,839 \quad 0,313 \quad 0,313], \quad (5.2)$$

$$m_{idx} = \frac{1+B}{\sqrt{3}B} = [0,706 \quad 0,706 \quad 0,794 \quad 0,794], \quad (5.3)$$

$$G = m_{idx}B = [3,175 \quad 3,175 \quad 2,117 \quad 2,117]. \quad (5.4)$$

Observa-se que para os casos com tensões de entrada inferiores, as razões cíclicas de curto-circuito obtidas são maiores, conforme esperado. Isso é explicado pelo fato de que o fator *Boost* necessita ser superior para que a tensão na carga seja equivalente em todos os casos. Assim, com um valor de pico na tensão de saída da malha Z superior, o tempo da etapa de curto-circuito deverá ser maior. Tais condições fazem com que o ganho B seja maior para os casos em que V_{in} é menor. Os índices de modulação são superiores nos casos com maior tensão de entrada. A justificativa se dá no princípio de operação da modulação utilizada pois uma vez que o tempo de curto-circuito é menor, consegue-se aplicar um maior índice de modulação, já que o conversor irá operar com vetores nulos por menos tempo.

Com essas grandezas, pode-se obter os valores médios da tensão nos capacitores e da corrente nos indutores da malha Z.

$$V_C = \frac{1-D_0}{1-2D_0} V_{in} = [550 \quad 550 \quad 550 \quad 550] \text{V}, \quad (5.5)$$

$$I_L = \frac{P_o}{V_{in}} = [5,593 \quad 5,593 \quad 3,728 \quad 3,728] \text{A}. \quad (5.6)$$

Os valores máximos e eficazes das tensões de fase, correntes na carga e o valor da tensão de linha são calculados conforme é apresentado:

$$V_{acpk} = \frac{GV_{in}}{2} = 317,543 \text{V}, \quad (5.7)$$

$$V_{acrms} = \frac{V_{acpk}}{\sqrt{2}} = 224,537 \text{V}, \quad (5.8)$$

$$V_{LL} = V_{acrms} \sqrt{3} = 388,909V, \quad (5.9)$$

$$I_{acrms} = \frac{P_o}{3V_{acrms} \cos(\Phi)} = 2,025A, \quad (5.10)$$

$$I_{acpk} = I_{acrms} \sqrt{2} = 2,864A. \quad (5.11)$$

Com relação à carga RL equivalente, os valores do resistor e do indutor são encontrados com base na potência e fator de potência do motor de indução operando com a carga nominal. As grandezas são:

$$|Z| = \frac{V_{acrms}}{I_{acrms}} = 110,88 \Omega, \quad (5.12)$$

$$R_{3f} = \sqrt{\frac{|Z|^2}{1 + (\tan(\Phi))^2}} = 90,92\Omega, \quad (5.13)$$

$$L_{3f} = \frac{R_{3f} \tan(\Phi)}{2\pi f_o} = 168,34mH. \quad (5.14)$$

5.3 DIMENSIONAMENTO DA CAPACITÂNCIA DA MALHA Z

Os valores de capacitância necessários para cada caso específico podem ser encontrados baseado em [21], de acordo com a ondulação de tensão do capacitor imposta pelo projetista. Portanto, com um nível de ondulação de 5% tem-se que:

$$\Delta V_C = 5\%V_C = [27,5 \quad 27,5 \quad 27,5 \quad 27,5]V. \quad (5.15)$$

Assim, a capacitância mínima necessária é dada por:

$$C = \frac{D_0 I_L}{2f_s \Delta V_C} = [3,954 \quad 0,791 \quad 2,118 \quad 0,424]\mu F. \quad (5.16)$$

Sendo assim, os valores escolhidos, tendo em vista os capacitores comerciais existentes, foram:

$$C_{ZSI} = [4,7 \quad 1 \quad 2,2 \quad 0,47]\mu F. \quad (5.17)$$

A potência dissipada nos capacitores segue a seguinte equação:

$$P_{C_ZSI} = r_{SE} I_{C_ZSI_rms}^2, \quad (5.18)$$

onde P_{C_ZSI} é a potência dissipada no capacitor, r_{SE} é a Resistência Série Equivalente (RSE), fornecida no catálogo pelo fabricante e $I_{C_ZSI_rms}$ é o valor eficaz da corrente no capacitor. Os valores eficazes da corrente no capacitor, para os quatro casos, foram obtidos através de

simulação numérica e estão presentes na Tabela 5, assim como os valores das respectivas RSEs fornecidas pelos fabricantes e o resultado das perdas de potência.

Tabela 5 - Valor eficaz da corrente, dados dos fabricantes e perdas no capacitor da malha Z para os quatro casos.

Valor eficaz da corrente no capacitor da malha Z		Fabricantes e modelos dos capacitores (polipropileno)	Resistência Série Equivalente dos capacitores	Potência dissipada nos capacitores
Caso	Valor [A]		Valor [$m\Omega$]	Valor [mW]
Caso 1	4,613	EPCOS® B32674D6475K Cornell Dubilier Capacitors®	5,8	246,841
Caso 2	4,615	Cornell Dubilier Capacitors® 940C10W1K-F	3	127,764
Caso 3	2,892	Cornell Dubilier Capacitors® 940C8W2P2K-F	5	83,661
Caso 4	2,892	Cornell Dubilier Capacitors® 940C10P47K-F	5	83,661

Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

5.4 DIMENSIONAMENTO DA INDUTÂNCIA DA MALHA Z

Devido a peculiaridade de operação da malha Z, vários trabalhos foram desenvolvidos com o intuito de encontrar um valor ótimo de indutância. Em [21] o valor de indutância é encontrado de acordo com a ondulação de corrente imposta pelo projetista:

$$\Delta I_L = 15\% I_L = [0,893 \quad 0,893 \quad 0,559 \quad 0,559] A, \quad (5.19)$$

$$L_{\Delta I_L} = \frac{D_0 V_C}{2 f_s \Delta I_L} = [12,748 \quad 2,550 \quad 15,366 \quad 3,073] mH. \quad (5.20)$$

Em [42], a indutância é calculada de forma que os modos de operação indesejados, chamados também de Estados Pseudo-Ativos (EPA), apresentados no Capítulo 2 sejam evitados.

$$L_{EPA} = \frac{V_{LL}^2 \cos(\Phi) 4V_{LL} V_{in} - \sqrt{6} V_{in}^2}{\sqrt{6} f_s P_o \left[V_{in}^2 - V_{LL} V_{in} \left(\frac{8}{\sqrt{6}} + \sqrt{6} \cos(\Phi) \right) + 8V_{LL}^2 \cos(\Phi) \right]} = \begin{bmatrix} 1,551 \\ 0,310 \\ 2,388 \\ 0,478 \end{bmatrix} \mu H. \quad (5.21)$$

Em [24], o valor da indutância é calculado tal que seja evitado a condição de ressonância em regime permanente. Para tanto é requerido que a frequência natural da malha Z seja menor que a frequência de comutação.

$$L_{res} = \frac{1}{4\pi f_s^2 C_{ZSI}} = [53,894 \quad 10,132 \quad 115,138 \quad 21,538] \mu H. \quad (5.22)$$

E também em [24] é calculada a indutância crítica de forma que o conversor permaneça em modo de condução contínua, mesmo sob condição de carga com baixo fator de potência.

$$L_{crt} = \frac{D_0(1-D_0)|Z|}{f_s m_{idx} \left(\frac{3}{2} m_{idx} B \cos(\Phi) - 1 \right)} = [1,285 \quad 0,257 \quad 1,871 \quad 0,374] mH. \quad (5.23)$$

Portanto, com esses resultados podem ser definidos os valores de indutância da seguinte forma:

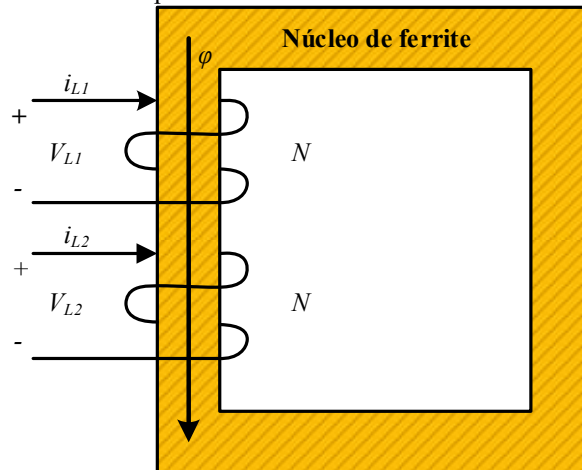
$$L_{ZSI} > \max [L\Delta_{I_L}, L_{EPA}, L_{res}, L_{crt}], \quad (5.24)$$

$$L_{ZSI} = [12,75 \quad 2,56 \quad 15,4 \quad 3,08] mH. \quad (5.25)$$

Com os valores das indutâncias calculadas acima, os componentes magnéticos (indutores) podem ser projetados, para cada caso, e analisados posteriormente quanto aos volumes ocupados e potência de perdas.

No projeto dos indutores serão considerados dois casos, indutores independentes e indutores acoplados conforme a Figura 43. Devido a simetria da malha Z, as correntes dos indutores são exatamente idênticas em todas as etapas de operação, pode-se fazer proveito da indutância magnetizante para reduzir o valor da indutância a ser construída e assim, minimizar os custos ao que se refere na quantidade de material utilizado [21].

Figura 43 - Configuração dos indutores acoplados da malha Z.



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Para um núcleo somente com uma bobina, o fluxo magnético é dado por:

$$\varphi = PNi, \quad (5.26)$$

onde φ é o fluxo magnético, P é uma constante relacionada ao material e à dimensão do núcleo do indutor e i é a corrente no enrolamento do indutor. A indutância é dada por:

$$L = \frac{N\varphi}{i} = PN^2. \quad (5.27)$$

Mas para o caso do conversor ZSI, as correntes em cada um dos indutores são iguais, devido a simetria na malha Z, então, para o caso da construção de indutores acoplados o fluxo magnético será dado por:

$$\varphi = 2PNi. \quad (5.28)$$

Assim, a indutância resultante de cada bobina que é alimentada exatamente pela mesma corrente é:

$$L = \frac{N\varphi}{i} = 2PN^2. \quad (5.29)$$

Desta forma, a indutância de cada bobina fica com o dobro do valor de bobinas separadas. A Tabela 6 mostra os resultados do projeto dos indutores, para cada caso.

Tabela 6 - Comparação de volume e perdas nos indutores do conversor para os distintos casos.

Caso avaliado	Tipo de indutores	Tipo de Núcleo ¹	Quantidade de núcleos	Fator de ocupação [%]	Volume [cm ³]	Perdas [W]
1	Normal	NEE 65/33/13	14	71,0	547,4	48,73
1	Acoplado	NEE 65/33/13	13	76,9	508,3	26,28
1	Normal	NEE 55/28/21	16	69,1	680	52,87
1	Acoplado	NEE 55/28/21	15	73,4	637,5	29,12
2	Normal	NEE 65/33/13	4	57,0	156,4	13,02
2	Acoplado	NEE 65/33/13	3	65,2	117,3	6,01
2	Normal	NEE 55/28/21	4	63,4	170	13,15
2	Acoplado	NEE 55/28/21	3	79,9	127,5	6,79
3	Normal	NEE 65/33/13	8	62,9	312,8	29,09
3	Acoplado	NEE 65/33/13	7	74,2	273,7	14,91
3	Normal	NEE 55/28/21	8	71,2	340	30,66
3	Acoplado	NEE 55/28/21	8	72,3	340	16,22
4	Normal	NEE 65/33/13	2	58,3	78,2	5,73
4	Acoplado	NEE 65/33/13	2	58,6	78,2	4,02
4	Normal	NEE 55/28/21	2	35,1	85	6,31
4	Acoplado	NEE 55/28/21	2	64,5	85	4,09

Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Com os dados da Tabela 6 pode-se concluir que o uso de indutores acoplados é vantajoso pois houve redução nas perdas em todos os casos. Houve também uma redução na quantidade de núcleos utilizados para os dois primeiros casos, assim como para o terceiro caso com o núcleo do tipo NEE 65/33/13, significando um menor volume do componente magnético. Com relação aos dois tipos de núcleos estudados, é evidente que a utilização no núcleo do tipo NEE 65/33/13 apresenta menores perdas e um volume reduzido. Como o núcleo do tipo NEE 65/33/13 é mais caro, sua escolha depende de quanto os valores da redução de custo, aumento de rendimento e redução de volume pesam no projeto.

¹ Núcleo de ferrite da Thornton Eletrônica IP12 LDTA

5.5 CÁLCULO DE ESFORÇOS

Nesta seção, são feitos os cálculos dos valores médios e eficazes das correntes e dos esforços de tensão dos semicondutores do conversor conforme [28], fazendo os ajustes adequados para a modulação Máximo *Boost* Constante. Os cálculos relacionados as correntes serão abordados para os componentes responsáveis pela parte positiva da corrente I_a (S_1 e D_1), porém podem ser estendidos para os demais semicondutores devido a distribuição simétrica da corrente, característica do conversor. As expressões que representam a corrente na carga da fase ‘A’ e a razão cíclica do interruptor S_1 durante o semiciclo positivo seguem abaixo:

$$\begin{aligned} i_a^+(\theta) &= I_p \sin(\theta - \Phi), \text{ para } \Phi \leq \theta \leq \pi + \Phi, \\ i_a^+(\theta) &= 0, \text{ para } \Phi + \pi \leq \theta \leq 2\pi + \Phi, \end{aligned} \quad (5.30)$$

$$d_{S1}(\theta) = 1 - \frac{m_{idx}}{2} + \frac{m_{idx}}{2} \sin(\theta), \quad (5.31)$$

onde $i_a^+(\theta)$ é a corrente da fase ‘A’ durante o semiciclo positivo em função do ângulo θ do sinal de referência de modulação senoidal, I_p é o valor de pico da corrente da carga, Φ é o ângulo de defasagem entre a corrente e o sinal de referência da modulação senoidal, e $d_{S1}(\theta)$ é a razão cíclica do interruptor S_1 durante o semiciclo positivo, em função do ângulo θ .

Para efetuar o cálculo dos esforços nos semicondutores é necessário dividir o cálculo entre a corrente que passa na carga e a corrente de curto-circuito. A corrente de curto-circuito é dividida em duas componentes, i_{ST1} e i_{ST2} . A primeira componente é correspondente à parcela de corrente dos dois indutores durante a etapa de curto-circuito, que está presente no interruptor S_1 , e nula durante as demais etapas. Logo, tem-se que o valor de i_{ST1} é de $2i_L/3$ durante as etapas de curto-circuito devido à configuração do conversor e à distribuição simétrica das correntes durante tal etapa. A segunda parcela corresponde àquela equivalente à corrente de carga durante a etapa de curto-circuito e nula durante as demais etapas. Tomando como referência a corrente da fase ‘A’, e pela simetria do conversor, durante um período da corrente da carga, metade da corrente flui pelo interruptor S_1 e a outra metade pelo interruptor S_2 . Sendo assim, tem-se que o valor de i_{ST2} corresponde à $-|i_a|/2$ durante o tempo em que ocorre o curto-circuito e zero no restante das etapas de operação. Como a etapa de curto-circuito ocorre duas vezes em um período de comutação, a corrente i_{ST2} tem duas vezes a frequência de comutação.

5.5.1 Valores médio e eficaz da corrente de curto-circuito

Para encontrar o valor médio da corrente de curto-circuito, faz-se a soma dos valores médios das duas correntes que a compõem. O valor médio da primeira componente é obtido pela expressão a seguir:

$$I_{ST1med} = \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{t_{ST}}{2}} \frac{2}{3} i_L dt = \frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{t_{ST}}{2}} \frac{2}{3} \frac{V_C}{L_{ZSI}} t + I_{Lmin} dt = [1,450 \quad 1,450 \quad 0,777 \quad 0,777] \text{ A.} \quad (5.32)$$

O valor médio da segunda componente de curto-circuito é dado por:

$$I_{ST2med} = \frac{D_0}{\pi} \int_{\Phi}^{\Phi+\pi} -\frac{I_P}{2} \sin(\theta - \Phi) d\theta = [-0,355 \quad -0,355 \quad -0,285 \quad -0,285] \text{ A.} \quad (5.33)$$

Portanto, somando-se os resultados das expressões (5.32) e (5.33) chega-se ao valor médio da corrente de curto-circuito:

$$I_{STmed} = I_{ST1med} + I_{ST2med} = [1,095 \quad 1,095 \quad 0,492 \quad 0,492] \text{ A.} \quad (5.34)$$

Para calcular o valor eficaz da corrente de curto-circuito, deve-se utilizar a expressão:

$$I_{STrms} = \sqrt{I_{ST1rms}^2 + 2(I_{ST1}I_{ST2})_{med} + I_{ST2rms}^2}. \quad (5.35)$$

O valor eficaz da primeira componente da corrente de curto-circuito é obtido pela expressão:

$$I_{ST1rms} = \sqrt{\frac{2}{T_s} \int_0^{\frac{t_{ST}}{2}} \left(\frac{2}{3} \frac{V_C}{L_{ZSI}} t + I_{Lmin} \right)^2 dt} = [2,327 \quad 2,327 \quad 1,391 \quad 1,391] \text{ A.} \quad (5.36)$$

O valor eficaz da segunda componente da corrente de curto-circuito é obtido pela expressão:

$$I_{ST2rms} = \sqrt{\frac{D_0}{\pi} \int_{\Phi}^{\Phi+\pi} \left[-\frac{I_P}{2} \sin(\theta - \Phi) \right]^2 d\theta} = [0,631 \quad 0,631 \quad 0,566 \quad 0,566] \text{ A.} \quad (5.37)$$

O valor médio entre o produto de i_{ST1} e i_{ST2} , que corresponde ao segundo termo dentro da raiz da equação (5.35) é dado pela expressão:

$$(I_{ST1}I_{ST2})_{med} = \frac{D_0}{\pi} \int_{\Phi}^{\Phi+\pi} \frac{2}{3} \frac{V_C}{L_{ZSI}} \left[-\frac{I_P}{2} \sin(\theta - \Phi) \right] d\theta, \quad (5.38)$$

$$(I_{ST1}I_{ST2})_{med} = [-1,322 \quad -1,322 \quad -0,708 \quad -0,708] \text{ A}^2.$$

Substituindo os resultados das equações (5.36), (5.37) e (5.38) na equação (5.35) tem-se o valor eficaz da corrente de curto-circuito:

$$I_{STrms} = [1,781 \quad 1,781 \quad 0,916 \quad 0,916] \text{ A.} \quad (5.39)$$

5.5.2 Valores médio e eficaz da corrente do interruptor

Sabendo que as correntes dos interruptores do inversor são compostas por duas componentes, pode então ser aplicada a mesma abordagem feita no cálculo da corrente de curto-circuito. A expressão que descreve a corrente no interruptor S_I é dada por:

$$i_{S1} = i_{ST} + i_a^+ d_{S1}, \quad (5.40)$$

onde i_{S1} é a corrente no interruptor S_I , i_{ST} é a corrente de curto-circuito, i_a^+ é a corrente do semiciclo positivo da fase 'a' e d_{S1} é a razão cíclica do interruptor S_I .

Portanto, o cálculo do valor médio da corrente do interruptor é dado pela soma do valor médio da corrente de curto-circuito com o valor médio da corrente i_a^+ . Sendo assim, tem-se que:

$$\begin{aligned} (I_a^+ d_{S1})_{med} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\Phi}^{\pi+\Phi} I_P \sin(\theta - \Phi) \left[1 - \frac{m_{idx}}{2} + \frac{m_{idx}}{2} \sin(\theta) \right] d\theta, \\ (I_a^+ d_{S1})_{med} &= [0,797 \quad 0,797 \quad 0,783 \quad 0,783] \text{ A}. \end{aligned} \quad (5.41)$$

Sendo assim, somando-se o valor médio da corrente de curto-circuito obtido na equação (5.34) com o resultado da equação (5.41) tem-se então o valor médio da corrente do interruptor S_I , dado a seguir:

$$I_{S1med} = [1,893 \quad 1,893 \quad 1,275 \quad 1,275] \text{ A}. \quad (5.42)$$

O valor eficaz da corrente do interruptor S_I é obtido e conforme a equação (5.43):

$$I_{S1rms} = \sqrt{I_{STrms}^2 + 2(I_{ST} I_a^+ d_{S1})_{med} + (I_a^+ d_{S1})_{rms}^2}. \quad (5.43)$$

O valor eficaz da corrente i_a^+ pode ser calculado pela expressão:

$$\begin{aligned} (I_a^+ d_{S1})_{rms} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\Phi}^{\pi+\Phi} [I_P \sin(\theta - \Phi)]^2 \left[1 - \frac{m_{idx}}{2} + \frac{m_{idx}}{2} \sin(\theta) \right] d\theta}, \\ (I_a^+ d_{S1})_{rms} &= [1,353 \quad 1,353 \quad 1,343 \quad 1,343] \text{ A}. \end{aligned} \quad (5.44)$$

O valor médio do produto entre $i_a^+ d_{S1}$ e a corrente de curto-circuito pode ser calculado pela expressão:

$$\begin{aligned} (I_{ST} I_a^+ d_{S1})_{med} &= \frac{D_0}{2\pi} \int_{\Phi}^{\pi+\Phi} \left[\frac{2}{3} \frac{P_0}{V_{in}} - I_P \sin(\theta - \Phi) \right] I_P \sin(\theta - \Phi) d\theta, \\ (I_{ST} I_a^+ d_{S1})_{med} &= [0,923 \quad 0,923 \quad 0,388 \quad 0,388] \text{ A}^2. \end{aligned} \quad (5.45)$$

Logo, a corrente eficaz no interruptor S_I é obtida ao substituir os resultados das equações (5.39), (5.44) e (5.45) em (5.43), resultando nos valores:

$$I_{S1rms} = [2,617 \quad 2,617 \quad 1,848 \quad 1,848] A. \quad (5.46)$$

5.5.3 Valores médio e eficaz da corrente do diodo

Os diodos só conduzem no semiciclo negativo da corrente de carga. A expressão que descreve o comportamento da corrente que flui no diodo $D1$ é dada por:

$$\begin{aligned} i_{D1} &= 0, \text{ para } \Phi \leq \theta \leq \pi + \Phi, \\ i_{D1} &= I_P \sin(\theta - \Phi) \left[1 - d_{S1}(\theta - \pi) \right], \text{ para } \Phi + \pi \leq \theta \leq 2\pi + \Phi. \end{aligned} \quad (5.47)$$

Os valores médio e eficaz da corrente no diodo são obtidos pelas expressões (5.48) e (5.49):

$$I_{D1med} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi+\Phi}^{2\pi+\Phi} I_P \sin(\theta - \Phi) \left[1 - \left(1 - \frac{m_{idx}}{2} + \frac{m_{idx}}{2} \sin(\theta - \pi) \right) \right] d\theta, \quad (5.48)$$

$$I_{D1rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi+\Phi}^{2\pi+\Phi} \left[I_P \sin(\theta - \Phi) \right]^2 \left[1 - \left(1 - \frac{m_{idx}}{2} + \frac{m_{idx}}{2} \sin(\theta - \pi) \right) \right] d\theta}. \quad (5.49)$$

Sendo assim, os valores médios e eficazes da corrente no diodo $D1$ são:

$$I_{D1med} = [114,492 \quad 114,492 \quad 128,804 \quad 128,804] mA, \quad (5.50)$$

$$I_{D1rms} = [468,930 \quad 468,930 \quad 497,375 \quad 497,375] mA. \quad (5.51)$$

5.5.4 Valores médio e eficaz dos semicondutores da malha Z

O valor médio da corrente no diodo $D7$, durante a tração, ou no interruptor $S7$, durante a regeneração, é igual ao valor médio da corrente do indutor da malha Z. O valor eficaz da corrente nesses componentes é obtido através de simulação numérica, uma vez que a expressão que descreve o comportamento desta corrente é muito complexa de obter. Logo tem-se:

$$I_{D7,S7med} = \frac{P_0}{V_{in}} = [5,593 \quad 5,593 \quad 3,728 \quad 3,728] A, \quad (5.52)$$

$$I_{D7,S7rms} = [7,402 \quad 7,402 \quad 4,839 \quad 4,839] A. \quad (5.53)$$

5.5.5 Esforços de tensão nos semicondutores

O esforço de tensão nos semicondutores depende da modulação utilizada. Conforme foi visto no Capítulo 2, o esforço de tensão causado pela modulação Máximo *Boost* Constante é dado pela equação (2.47), reapresentada na expressão (5.54):

$$V_S = BV_{in} = (\sqrt{3}G - 1)V_{in} = [900 \quad 900 \quad 800 \quad 800] \text{ V.} \quad (5.54)$$

5.6 PERDAS NOS SEMICONDUTORES

A potência total dissipada nos interruptores é composta pelas perdas de condução e de comutação. De forma geral, as perdas de condução dependem linearmente da corrente conduzida, devido à queda de tensão interna ou a resistência série, e são independentes da frequência de comutação. Já as perdas de comutação dependem de uma forma quadrática da corrente, além de serem diretamente proporcionais à frequência de comutação.

Nos cálculos das perdas totais do conversor foram utilizados diferentes componentes comerciais, somente nos seis interruptores do VSI, a fim de escolher os que resultassem numa maior eficiência. Como o interruptor de entrada representa uma pequena parcela das perdas foi utilizado apenas um modelo comercial.

5.6.1 Perdas de condução

A perda de condução pode ser calculada conforme a expressão (5.55):

$$P_{cond,S/Dmn} = V_{To} I_{S/Dmn,med} + r_T I_{S/Dmn,rms}^2, \quad (5.55)$$

onde, S/D descreve qual componente está sendo calculado, sendo S para o interruptor ou D para o diodo. O sub-índice $m=1,2,3,4,5,6,7$ corresponde qual interruptor ou diodo está sendo equacionado. O sub-índice $n = A, B, C$ representa a fase a qual o semiconductor pertence. V_{To} representa uma queda de tensão constante no componente e r_T representa a sua resistência série. O primeiro termo cresce linearmente com o aumento da corrente e o segundo aumenta de forma quadrática.

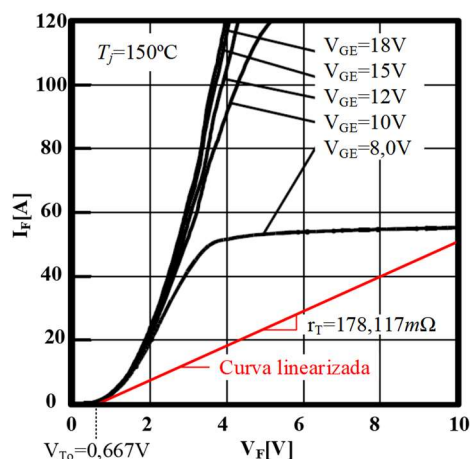
Os interruptores selecionados para o estudo de perdas no inversor foram o IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) modelo IRG7PD42UDP, fabricado pela empresa International Rectifier® e o MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor - MOSFET*) modelo SCH2080KE de tecnologia de SiC, fabricado pela empresa ROHM Semiconductor®.

Os parâmetros que representam a oposição à passagem de corrente destes interruptores foram obtidos através da curva que demonstra a queda de tensão instantânea do componente em função da corrente direta instantânea. Estas curvas fornecidas pelos fabricantes e a curva linearizada em função dos parâmetros obtidos são apresentadas na Figura 44 e na Figura 45. A

curva linearizada foi obtida para a condição de 15V de tensão de comando e visando uma maior precisão, na região de 0A a 5A. Na Figura 44 há um elevado grau de imprecisão na linearização feita pois, o valor de corrente desejado encontra-se em um valor muito pequeno quando comparado à escala existente no gráfico fornecido pelo fabricante.

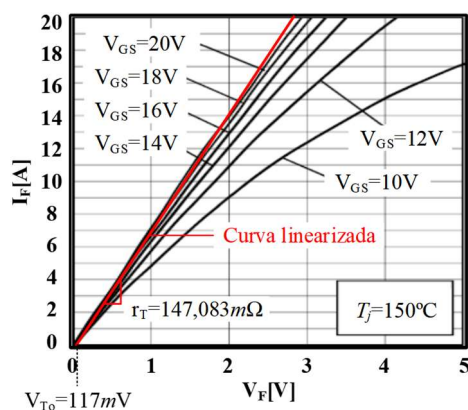
A Figura 46 e a Figura 47 apresentam a queda de tensão instantânea do diodo em função da corrente do diodo para diferentes temperaturas de junção. A curva linearizada com os parâmetros empregados nos cálculos de perdas estão presentes na Figura 46 e na Figura 48. Optou-se pela curva com os valores típicos a uma temperatura de junção de 150 °C para realizar a linearização, no caso do IGBT e do MOSFET. Para o diodo intrínseco do MOSFET, optou-se pela curva com temperatura de junção de 125°C, devido a disponibilidade destes dados presentes nos catálogos. Devido à complexidade da curva apresentada para o diodo do MOSFET, levantou-se primeiramente os pontos desta curva, para posteriormente linearizá-la. Assim, obteve-se a curva apresentada na Figura 48.

Figura 44 - Curvas tensão versus corrente fornecidas pelo fabricante do IGBT IRG7PD42UDP e a linearização para a temperatura de operação de 150°C.



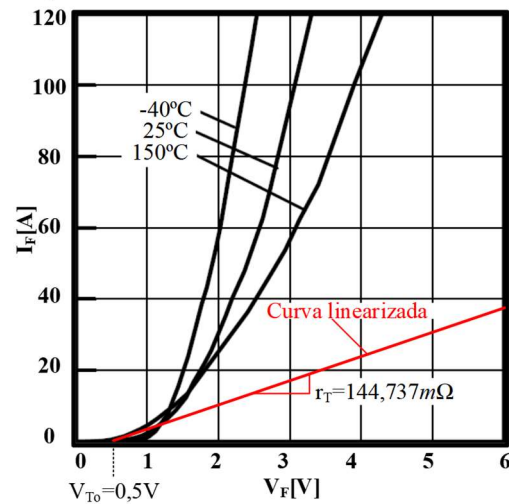
Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Figura 45 - Curvas tensão versus corrente fornecidas pelo fabricante do MOSFET SCH2080KE e a linearização para a temperatura de operação de 150°C.



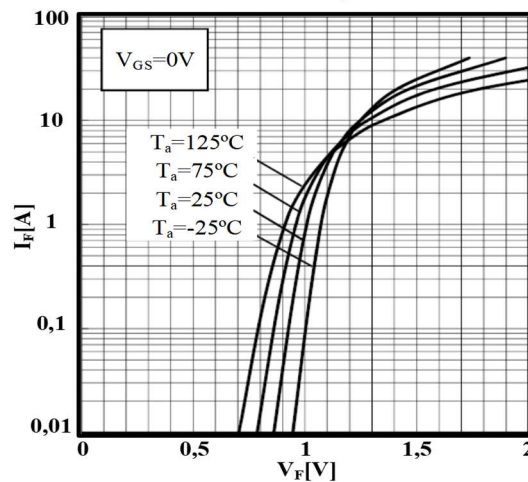
Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Figura 46 - Curvas tensão versus corrente do diodo fornecidas pelo fabricante do IGBT IRG7PD42UDP e a linearização para a temperatura de operação de 150°C.



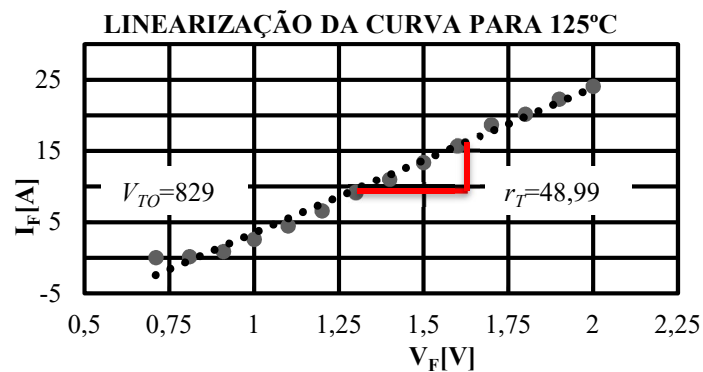
Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Figura 47 - Curvas tensão versus corrente do diodo fornecidas pelo fabricante do MOSFET SCH2080KE.



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Figura 48 - Linearização da curva tensão versus corrente do diodo fornecidas pelo fabricante MOSFET SCH2080KE para a temperatura de operação de 125°C.



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Considerando os valores médios e eficazes das correntes nos interruptores e diodos, calculados na seção anterior, a metodologia de cálculos de perdas em condução e os valores dos parâmetros obtidos, chega-se aos resultados das perdas em condução dos diodos e dos interruptores do inversor, para os quatro casos referentes às tensões da fonte de alimentação e frequência de comutação, assim como dos dois modos de operação. Os resultados estão apresentados na Tabela 7.

Tabela 7 - Perdas de condução do inversor para IGBT IRG7PD42UDP e MOSFET SCH2080KE.

Perdas em condução nos semicondutores do inversor				
Componente/Caso	IGBT IRG7PD42UDP		MOSFET SCH2080KE	
	Perdas em condução no modo tração [W]	Perdas em condução no modo regeneração [W]	Perdas em condução no modo tração [W]	Perdas em condução no modo regeneração [W]
Diodos caso 1	0,534	11,625	0,634	11,431
Diodos caso 2	0,534	11,625	0,634	11,431
Diodos caso 3	0,601	6,791	0,714	7,348
Diodos caso 4	0,601	6,791	0,714	7,348
Interruptores caso 1	14,893	0,693	7,368	0,274
Interruptores caso 2	14,893	0,693	7,368	0,274
Interruptores caso 3	8,753	0,780	3,908	0,308
Interruptores caso 4	8,753	0,780	3,908	0,308

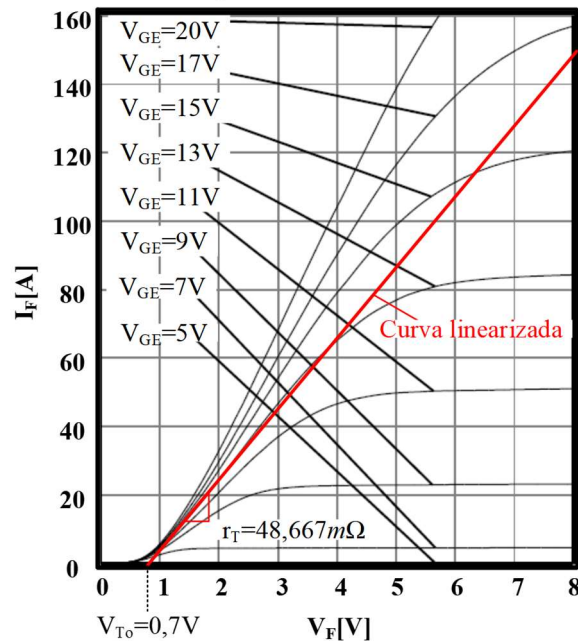
Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Dos resultados apresentados, chega-se à conclusão de que quando comparado o semicondutor IGBT com o MOSFET de SiC, as perdas em condução são levemente superiores, em todos os casos, nos diodos do MOSFET de SiC. Entretanto, as perdas nos interruptores do MOSFET de SiC são menores, chegando a menos da metade do valor obtido quando se utiliza o IGBT, compensando a desvantagem apresentada pelo diodo.

O cálculo de perdas em condução dos semicondutores que compõem a malha Z (D_7 e S_7) segue a mesma metodologia. Os semicondutores escolhidos para os cálculos, devido a disponibilidade em protótipo existente, foram o IGBT modelo IGW40N120H3, sem diodo interno, fabricado pela Infineon[®], e o diodo modelo DSEI120-12A, fabricado pela IXYS Power[®].

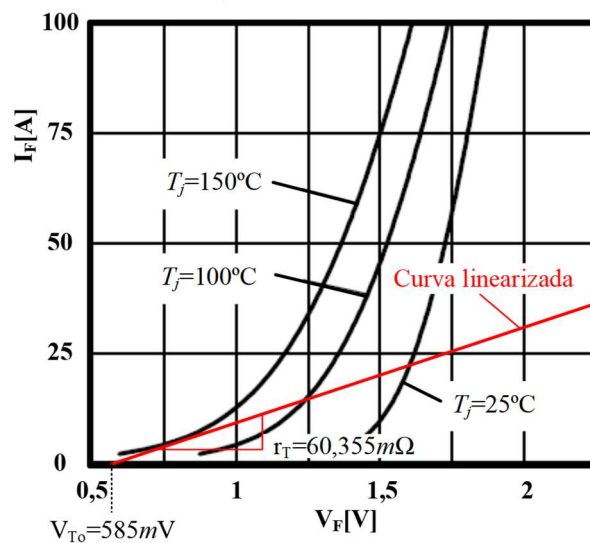
As curvas fornecidas pelos fabricantes e as curvas linearizadas em função dos parâmetros obtidos são apresentadas na Figura 49 e na Figura 50. As retas de linearização foram definidas na região entre 5A e 10A, com 15V de tensão V_{GE} para o transistor.

Figura 49 - Curvas tensão versus corrente para a temperatura de operação de 175°C fornecidas pelo fabricante do IGBT IRGW40N120H3 e a reta de linearização ajustada entre 5A e 10A.



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Figura 50 - Curvas tensão versus corrente para a temperatura de operação de 150°C fornecidas pelo fabricante do diodo do DSEI120-12A e a reta de linearização ajustada entre 5A e 10A.



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

A Tabela 8 apresenta os resultados das perdas em condução do diodo e do interruptor presentes na malha Z. No modo de tração (inversor) as perdas ocorrerão no diodo, e no modo de regeneração (retificador), as perdas ocorrerão no transistor. Pelos resultados apresentados, nota-se que no modo regeneração, ou seja, quando a corrente passa pelo interruptor S_7 , as perdas em condução são levemente superiores. Porém, as perdas para os casos 3 e 4 são quase a metade das perdas nos casos 1 e 2, independentemente do modo de operação, se tração ou regeneração. Conclui-se que para uma maior tensão da fonte de alimentação, menor será a corrente de

entrada, devido ao menor ganho necessário e consequentemente, menores serão as perdas em condução nos semicondutores da malha Z.

Tabela 8 - Perdas de condução para o diodo DSEI120-12A e IGBT IGW40N120H3 da malha Z.

Perdas em condução para semicondutores da malha Z	
Componente/Caso	Perdas em condução [W]
Diodo D_7 caso 1	6,578W
Diodo D_7 caso 2	6,578W
Diodo D_7 caso 3	3,594W
Diodo D_7 caso 4	3,594W
Interruptor S_7 caso 1	6,582W
Interruptor S_7 caso 2	6,582W
Interruptor S_7 caso 3	3,750W
Interruptor S_7 caso 4	3,750W

Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

5.6.2 Perdas de comutação

Os interruptores quando mudam de estado, ou seja, comutam, dissipam energia por haver simultaneamente tensão e corrente em seus terminais. Essa energia pode ser calculada tanto para a entrada em condução quanto para o bloqueio. Uma metodologia para calcular essa potência dissipada baseia-se na integração de equações polinomiais que representam a energia dissipada. Seguindo a metodologia apresentada por [43], a energia dissipada na comutação para um dado nível de tensão de alimentação é aproximada por um polinômio de segunda ordem, com coeficientes, k_0 , k_1 e k_2 , sendo na forma:

$$W(i_{S/Dmn}) = k_{0_on/off/rr} + k_{1_on/off/rr} i_{S/Dmn} + k_{2_on/off/rr} i_{S/Dmn}^2, \quad (5.56)$$

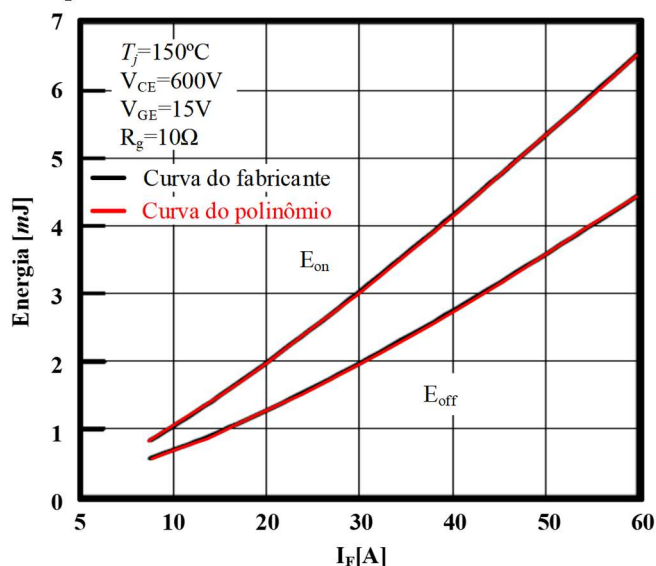
onde, k_0 , k_1 e k_2 são os coeficientes que definem o polinômio, os quais podem ser obtidos através de ensaios do componente ou das curvas fornecidas pelo fabricante. Os sub-índices *on/off/rr* definem se o coeficiente está relacionado com a entrada em condução “on”, com o bloqueio “off” ou com a recuperação reversa do diodo “rr”. E os sub-índices $i_{S/Dmn}$ se referem a corrente instantânea no interruptor/diodo que está sendo representado.

A perda de potência ocorrida na comutação do interruptor é calculada integrando as expressões da energia dissipada na entrada em condução, no bloqueio e de recuperação reversa do diodo em função da frequência de comutação, conforme a expressão (5.57):

$$P_{S/Dmn_on/off/rr} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f_s W(i_{S/Dmn}) d\omega t \quad (5.57)$$

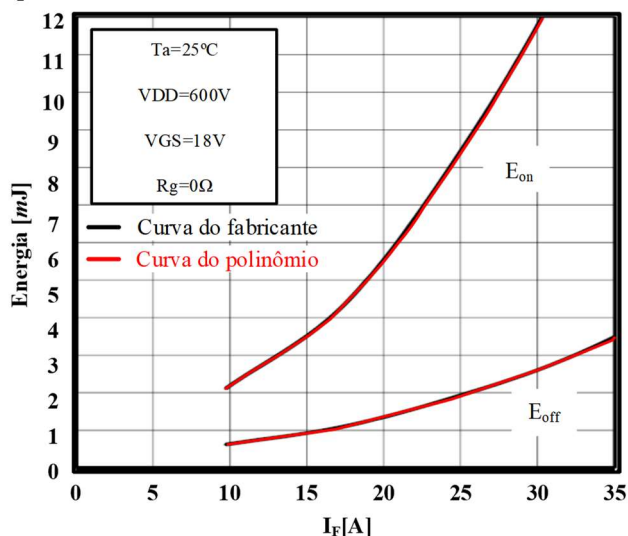
As curvas fornecidas pelos fabricantes, que representam a energia dissipada na entrada em condução e no bloqueio dos interruptores IRG7PD42UDP, SCH2080KE e IGW40N120H3 são apresentados na Figura 51, na Figura 52 e na Figura 53, respectivamente. Estas curvas fornecem o valor de energia dissipada a cada comutação do interruptor. Pode ser observado que as curvas obtidas através dos polinômios de segunda ordem são muito semelhantes às curvas fornecidas pelo fabricante, mostrando que o uso de polinômios de segunda ordem é bem adequado para representar as curvas de energia dissipada na entrada em condução e no bloqueio.

Figura 51 - Curvas da energia de entrada em condução e bloqueio em função da corrente direta do IGBT IRG7PD42UDP e polinômios aproximados.



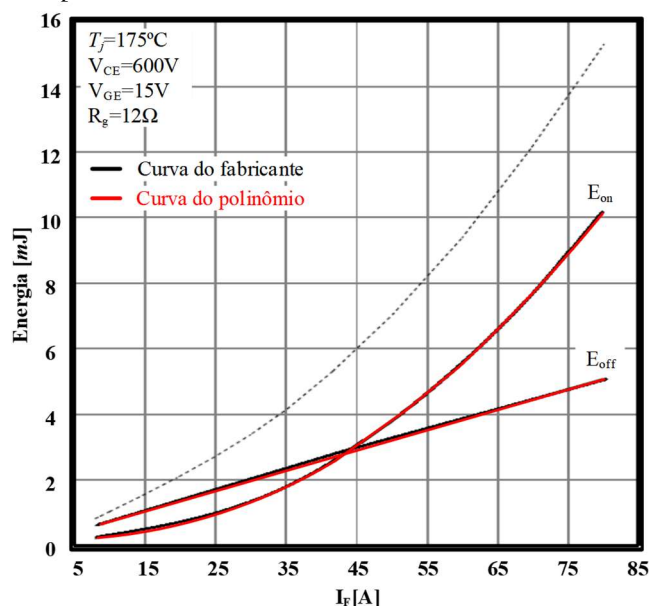
Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Figura 52 - Curvas da energia de entrada em condução e bloqueio em função da corrente direta do MOSFET SCH2080KE e polinômios aproximados.



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Figura 53 - Curvas da energia de entrada em condução e bloqueio em função da corrente direta do IGBT IGW40N120H3 e polinômios aproximados.



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Os coeficientes dos polinômios que reproduzem as características das curvas do fabricante foram obtidos através de regressão polinomial e estão apresentados para o interruptor IRG7PD42UDP, para o interruptor SCH2080KE e para o interruptor IGW40N120H3 na Tabela 9.

Tabela 9 - Coeficientes dos polinômios de segunda ordem que representam a energia dissipada na entrada em condução e no bloqueio em função da corrente do interruptor IRG7PD42UDP, do interruptor SCH2080KE e do interruptor IGW40N120H3.

Coeficiente	IRG7PD42UDP	SCH2080KE	IGW40N120H3
k_{1_on}	$1,47431 \cdot 10^{-4} \text{J}$	$1,75902 \cdot 10^{-4} \text{J}$	$3,70664 \cdot 10^{-4} \text{J}$
k_{2_on}	$8,57527 \cdot 10^{-5} \text{J/A}$	$-9,93144 \cdot 10^{-6} \text{J/A}$	$-2,27562 \cdot 10^{-5} \text{J/A}$
k_{3_on}	$3,59883 \cdot 10^{-7} \text{J/A}^2$	$1,45660 \cdot 10^{-6} \text{J/A}^2$	$1,82232 \cdot 10^{-6} \text{J/A}^2$
k_{1_off}	$1,52648 \cdot 10^{-4} \text{J}$	$5,26528 \cdot 10^{-5} \text{J}$	$4,70235 \cdot 10^{-5} \text{J}$
k_{2_off}	$4,95435 \cdot 10^{-5} \text{J/A}$	$-1,46091 \cdot 10^{-6} \text{J/A}$	$6,82647 \cdot 10^{-5} \text{J/A}$
k_{3_off}	$3,77604 \cdot 10^{-7} \text{J/A}^2$	$2,82960 \cdot 10^{-7} \text{J/A}^2$	$-7,91413 \cdot 10^{-8} \text{J/A}^2$

Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Considerando os valores das constantes para cada um dos componentes e a metodologia de cálculos de perdas em comutação, chega-se aos resultados de perdas em comutação dos interruptores presentes no inversor para os quatro casos referentes às tensões da fonte de alimentação e frequência de comutação, assim como também dos dois modos de operação. Estes resultados estão apresentados na Tabela 10. As perdas de comutação do interruptor presente na malha Z para os quatro diferentes casos em função da tensão de alimentação e frequência de comutação estão apresentados na Tabela 11.

Tabela 10 - Perdas de comutação para os interruptores do inversor IGBT IRG7PD42UDP e MOSFET SCH2080KE.

Perdas em comutação para os interruptores do inversor				
Componente/Caso	IGBT IRG7PD42UDP		MOSFET SCH2080KE	
	Perdas no modo tração [W]	Perdas no modo regeneração [W]	Perdas no modo tração [W]	Perdas no modo regeneração [W]
Interruptores caso 1	64,479	9,969	19,208	6,784
Interruptores caso 2	322,405	56,747	96,039	33,918
Interruptores caso 3	53,931	11,051	19,257	6,755
Interruptores caso 4	269,657	62,412	96,283	33,876

Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Tabela 11 - Perdas de comutação para o interruptor da malha Z IGBT IGW40N120H3.

Perdas em comutação para o interruptor da malha Z	
Componente/Caso	Perdas [W]
Interruptor S_7 caso 1	22,896
Interruptor S_7 caso 2	114,489
Interruptor S_7 caso 3	17,080
Interruptor S_7 caso 4	85,401

Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Dos resultados da Tabela 10, confere-se a influência da frequência de comutação. Os casos 2 e 4 tem valores cinco vezes maiores de perdas com relação aos casos 1 e 3, uma vez que tal valor foi modificado de 10kHz para 50kHz. Com relação a comparação entre componentes há redução das perdas usando os MOSFET de SiC, conforme esperado. Para o modo de operação de tração a redução foi em torno de três vezes, e para o modo de operação de regeneração a redução fica sendo aproximadamente duas vezes menor.

O cálculo da energia dissipada durante a recuperação reversa dos diodos tem o mesmo procedimento do cálculo da energia dissipada na comutação dos interruptores. Entretanto, como o catálogo fornecido pelos fabricantes não apresenta as curvas de recuperação reversa, será utilizado o conceito apresentado por [44], para a obtenção dos coeficientes do polinômio de segundo grau. Esta expressão foi concebida para IGBTs, portanto, para MOSFETs, os resultados obtidos podem não representar corretamente. Neste método, a equação que representa a energia de recuperação reversa dos diodos em função da corrente direta é dada por:

$$W_{rr}(i_D) = V_{Dmax} \left(0,8 + \frac{0,2i_D}{I_D} \right) t_{rr} \left(0,35I_{rr} + 0,15 \frac{I_{rr}}{I_D} i_D + i_D \right), \quad (5.58)$$

onde V_{Dmax} é a tensão de bloqueio do diodo, I_D é a corrente nominal do diodo, t_{rr} é o tempo de recuperação reversa e I_{rr} é a corrente de recuperação reversa. Sendo assim, os coeficientes do polinômio de segunda ordem que representam a energia de recuperação reversa de um diodo podem ser obtidos através das seguintes expressões:

$$k_{0_rr} = 0,14V_{Dmax}t_{rr}I_{rr}, \quad (5.59)$$

$$k_{1_rr} = \frac{V_{Dmax}}{2} t_{rr} \left[0,8 \left(0,15 \frac{I_{rr}}{I_D} + 1 \right) \frac{0,2}{I_D} 0,35 I_{rr} \right], \quad (5.60)$$

$$k_{2_rr} = 0,1 \frac{V_{Dmax}}{I_D} t_{rr} \left(0,15 \frac{I_{rr}}{I_D} + 1 \right). \quad (5.61)$$

Os dados fornecidos pelo fabricante do diodo do IGBT IRG7PD42UDP, do diodo do MOSFET de SiC SCH2080KE e do diodo DSEI120-12A estão na Tabela 12.

Tabela 12 - Dados fornecidos no catálogo do diodo do IGBT IRG7PD42UDP, do diodo do MOSFET SCH2080KE e do diodo DSEI120-12A para temperatura de operação de 100°C.

Semicondutor	Parâmetro	Valor
Diodo IRG7PD42UDP	t_{rr}	135 ns
	I_{rr}	34 A
	I_D	45 A
Diodo SCH2080KE	t_{rr}	37 ns
	I_{rr}	2,4 A
	I_D	28 A
Diodo DSEI120-12A	t_{rr}	40 ns
	I_{rr}	25 A
	I_D	75 A

Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Substituindo esses dados nas expressões (5.59), (5.60) e (5.61) obtém-se as constantes dos polinômios para os respectivos diodos. Estes coeficientes estão apresentados na Tabela 13.

Tabela 13 – Coeficientes dos polinômios de representação das perdas de recuperação reversa dos diodos internos ao IGBT IRG7PD42UDP, ao MOSFET SCH2080KE e do diodo DSEI120-12A.

Semicondutor	Parâmetro	Valor
Diodo IRG7PD42UDP	$k_{0_rr1,2,3,4}$	$655,452.10^{-6}$ J
		$655,452.10^{-6}$ J
		$582,624.10^{-6}$ J
		$582,624.10^{-6}$ J
	$k_{1_rr1,2,3,4}$	$64,964.10^{-6}$ J/A
		$64,964.10^{-6}$ J/A
		$57,746.10^{-6}$ J/A
		$57,746.10^{-6}$ J/A
	$k_{2_rr1,2,3,4}$	$340,680.10^{-9}$ J/A ²
		$340,680.10^{-9}$ J/A ²
		$302,827.10^{-9}$ J/A ²
		$302,827.10^{-9}$ J/A ²
Diodo SCH2080KE	$k_{0_rr1,2,3,4}$	$11,188.10^{-6}$ J
		$11,188.10^{-6}$ J
		$9,9456.10^{-6}$ J
		$9,9456.10^{-6}$ J
	$k_{1_rr1,2,3,4}$	$13,591.10^{-6}$ J/A
		$13,591.10^{-6}$ J/A
		$12,081.10^{-6}$ J/A
		$12,081.10^{-6}$ J/A
	$k_{2_rr1,2,3,4}$	$120,458.10^{-9}$ J/A ²
		$120,458.10^{-9}$ J/A ²
		$120,458.10^{-9}$ J/A ²
		$120,458.10^{-9}$ J/A ²

Diodo DSEI120-12A	$k_{0_rr1,2,3,4}$	$107,073.10^{-9} \text{ J/A}^2$
		$107,073.10^{-9} \text{ J/A}^2$
		126.10^{-6} J
		126.10^{-6} J
	$k_{1_rr1,2,3,4}$	112.10^{-6} J
		112.10^{-6} J
		$15,54.10^{-6} \text{ J/A}$
		$15,54.10^{-6} \text{ J/A}$
	$k_{2_rr1,2,3,4}$	$13,813.10^{-6} \text{ J/A}$
		$13,813.10^{-6} \text{ J/A}$
		$50,4.10^{-9} \text{ J/A}^2$
		$50,4.10^{-9} \text{ J/A}^2$
	$k_{2_rr1,2,3,4}$	$44,8.10^{-9} \text{ J/A}^2$
		$44,8.10^{-9} \text{ J/A}^2$

Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

A potência dissipada durante a recuperação reversa para os seis diodos do inversor, para os quatro casos referentes às tensões da fonte de alimentação e frequência de comutação, assim como também dos dois modos de operação estão apresentados na Tabela 14. As perdas de recuperação reversa do diodo presente na malha Z para os quatro diferentes casos em função da tensão de alimentação e frequência de comutação estão apresentados na Tabela 15.

Tabela 14 - Perdas de recuperação reversa para diodos do inversor para IGBT IRG7PD42UDP e MOSFET SCH2080KE.

Perdas de recuperação reversa para os seis diodos do inversor				
Componente/Caso	IGBT IRG7PD42UDP		MOSFET SCH2080KE	
	Perdas no modo tração [W]	Perdas no modo regeneração [W]	Perdas no modo tração [W]	Perdas no modo regeneração [W]
Diodos caso 1	20,111	76,970	0,429	4,817
Diodos caso 2	100,544	384,854	2,147	24,088
Diodos caso 3	17,926	63,921	0,392	3,321
Diodos caso 4	89,631	319,607	1,961	16,605

Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Tabela 15 - Perdas de recuperação reversa do diodo da malha Z para o diodo DSEI120-12A.

Perdas de recuperação reversa do diodo da malha Z	
Componente/Caso	Perdas de recuperação reversa [W]
Diodo D_7 caso 1	6,123
Diodo D_7 caso 2	30,614
Diodo D_7 caso 3	4,350
Diodo D_7 caso 4	21,750

Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Dos resultados da Tabela 14, nota-se que a frequência de comutação tem grande influência nas perdas de recuperação reversa. Os casos 2 e 4 tem valores acima de cinco vezes maiores de perdas com relação aos casos 1 e 3, uma vez que tal valor foi modificado de 10kHz para 50kHz. Com relação a comparação entre componentes, há redução das perdas usando os diodos internos do MOSFET de SiC. Para o modo de operação de tração a redução foi em torno

de cinquenta vezes, e para o modo de operação de regeneração a redução fica sendo aproximadamente vinte vezes menor.

5.6.3 Perdas totais nos semicondutores

Tendo os valores das perdas em condução e comutação para os semicondutores, chega-se ao resultado das perdas totais nestes componentes para os quatro casos, e nos dois modos de operação. Tais resultados estão presentes na Tabela 16, para os diferentes semicondutores utilizados para os cálculos.

Tabela 16 - Perdas totais para os semicondutores do inversor.

Perdas totais para os semicondutores do inversor					
Semicondutor	Caso/Modo	Perdas totais no modo tração [W]		Perdas totais regeneração [W]	
		IRG7PD42UDP	SCH2080KE	IRG7PD42UDP	SCH2080KE
Interruptores	Caso 1	79,372	26,576	10,662	7,058
	Caso 2	337,297	103,407	57,440	34,192
	Caso 3	62,684	23,164	11,831	7,084
	Caso 4	278,409	100,191	63,191	34,184
Diodos	Caso 1	20,645	1,064	88,595	16,249
	Caso 2	101,089	2,781	396,478	35,519
	Caso 3	18,527	1,106	70,713	10,669
	Caso 4	90,233	2,675	326,398	23,953

Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Na Tabela 17 encontram-se os resultados das perdas totais para o diodo DSEI120-12A e para o IGBT IGW40N120H3, que foram escolhidos como diodo D_7 e interruptor S_7 respectivamente.

Tabela 17 - Perdas totais para os semicondutores da malha Z para o diodo DSEI120-12A e para o IGBT IGW40N120H3.

Perdas totais para os semicondutores da malha Z		
Semicondutor	Caso	Perdas totais no semicondutor [W]
Interruptor	Caso 1	29,478
	Caso 2	121,072
	Caso 3	20,830
	Caso 4	59,151
Diodo	Caso 1	12,700
	Caso 2	37,194
	Caso 3	7,945
	Caso 4	25,345

Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Da Tabela 17 percebe-se que as perdas no interruptor são superiores, o que influenciará nas perdas totais no modo de operação de regeneração. Com os resultados obtidos na Tabela 16 e na Tabela 17, tem-se então os valores finais para as perdas de todos os semicondutores do BZSI na Tabela 18.

Tabela 18 - Perdas totais nos semicondutores do conversor BZSI.

Perdas totais para os semicondutores do conversor BZSI			
Semicondutor	Caso/Modo	Perdas totais no modo tração [W]	Perdas totais no modo regeneração [W]
Uso do IGBT IRG7PD42UDP	Caso 1	112,717	128,735
	Caso 2	475,580	574,990
	Caso 3	89,156	103,374
	Caso 4	393,987	478,740
Uso do MOSFET SCH2080KE	Caso 1	40,34	52,785
	Caso 2	143,382	190,783
	Caso 3	32,215	38,583
	Caso 4	128,210	147,288

Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Devido ao caminho percorrido pela corrente durante a regeneração passar pelo interruptor S_7 , as perdas no modo de regeneração são superiores em todos os casos. Por fim, ressalta-se que o uso de um componente de tecnologia superior reduz drasticamente as perdas, principalmente para elevadas frequências.

5.7 RENDIMENTO DO CONVERSOR FONTE Z

Para o cálculo do rendimento para os distintos casos, levou-se em consideração as perdas nos semicondutores e nos indutores da malha Z. Nesta análise estão considerados apenas a configuração de indutores acoplados, por serem obtidos menores perdas. Os resultados encontram-se na Tabela 19.

Tabela 19 - Perdas totais e rendimento do conversor BZSI.

Perdas totais e rendimento do conversor BZSI					
Semicondutor	Caso/Modo	Perdas totais no modo tração [W]	Rendimento [%]	Perdas totais no modo regeneração [W]	Rendimento [%]
IRG7PD42UDP	Caso 1	142,085	82,792	158,102	87,616
	Caso 2	481,718	69,898	581,128	65,810
	Caso 3	105,458	91,384	119,676	90,335
	Caso 4	398,090	73,752	482,843	69,849
SCH2080KE	Caso 1	69,708	94,134	82,152	93,158
	Caso 2	149,502	88,209	196,921	85,030
	Caso 3	48,516	95,843	54,884	95,323
	Caso 4	132,313	89,422	151,391	88,079

Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Dos resultados mostrados, fica evidente que o uso do MOSFET SCH2080KE é vantajoso, principalmente para frequência de comutação elevada. Nota-se uma grande variação para os rendimentos, tendo como o pior resultado o caso 2, durante a regeneração, e o melhor resultado para o caso 3 durante a tração. Assim sendo, o protótipo será montado tendo como parâmetros de projeto os dados referentes ao caso 3.

5.8 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os parâmetros do conversor para diferentes casos, com a finalidade de analisar a influência do ganho *Buck-Boost* do conversor e da frequência de comutação nas perdas do conversor. Foram dimensionados os componentes passivos da malha Z e efetuado os cálculos das correntes médias e eficazes nos semicondutores do inversor, utilizando a modulação Máximo *Boost* Constante.

Foram efetuados também os cálculos das perdas nos semicondutores para os distintos casos apresentados, para o conversor operando no modo tração e no modo regeneração. Observa-se que melhores resultados foram obtidos para o modo tração, uma vez que as perdas no interruptor S_7 são superiores à do diodo D_7 . Pode-se notar também que o caso 3 foi onde obteve-se melhor rendimento. Ou seja, o caso com maior tensão na fonte de alimentação e menor frequência de comutação. Sendo assim, o conversor operando com menor ganho *Buck-Boost* e menor frequência de comutação possui menores perdas.

Foi feita também a comparação das perdas ao se utilizar semicondutores de diferentes tecnologias. Nos cálculos de perdas com o semicondutor de SiC chega-se a resultados melhores principalmente com relação à potência dissipada na comutação. Tal fato ficou em maior evidência quando comparado a melhora do rendimento para os casos 2 e 4, com frequência de comutação maior.

Pela análise dos cálculos efetuados neste capítulo, o conversor Z não apresenta bons rendimentos para ganhos elevados. Isso ocorre porque o tempo de duração dos estados de curto-circuito, e consequentemente o tempo de duração do estado de vetor nulo são maiores quando se tem tensão de alimentação menor. Isto acarreta em maiores esforços de tensão nos semicondutores e maiores correntes durante a etapa de *shoot-through*. Para o caso de ter-se um VSI com pré estágio c.c.-c.c. com característica de elevação de tensão, o rendimento do sistema encontra-se entre 93% e 96% mesmo para casos com menor valor na tensão de alimentação, onde são aplicados maiores ganhos [45]. Ou seja, somente para situações em que se utiliza menor elevação de tensão o ZSI tem rendimento equiparável ao conversor VSI com estágio c.c.-c.c.

6 CONTROLE DA MALHA Z

6.1 INTRODUÇÃO

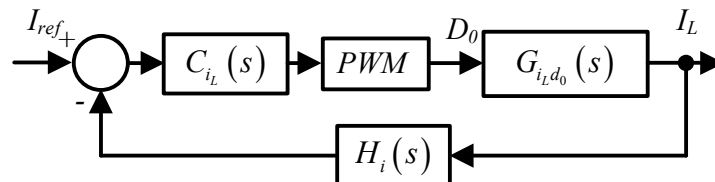
Neste capítulo é inicialmente apresentada a ideia de controle em cascata adotada para o conversor, com base nos modelos de tensão e corrente obtidos. Posteriormente, são feitos os projetos dos controladores, visando os requisitos de desempenho e estabilidade. É incluída uma breve revisão sobre o Preditor de Smith, técnica a qual será aplicada na malha de tensão, visto que a planta desta malha possui característica de fase não-mínima.

Os resultados de simulação são apresentados, para o conversor operando em malha fechada, operando com índice de modulação M_{idx} com valor fixo no ponto nominal de operação. O controle em cascata e Preditor de Smith na malha de tensão, são então aplicados para controlar a variável de razão cíclica de curto-circuito D_0 . Assim, é possível analisar a vantagem da topologia em ter uma variável que controla o ganho de tensão e outra que controla o índice de modulação. Por fim, é comparado o desempenho do conversor ao analisar os resultados de simulação da malha sem a inclusão da técnica do preditor, com a malha possuindo o preditor.

6.2 MALHA DE CONTROLE EM CASCATA

O controle em cascata possui esse nome pois é composto de duas malhas de controle, uma interna e outra externa. A Figura 54 demonstra o diagrama de blocos da malha interna para o controle de corrente. O bloco $C_{iL}(s)$ representa o controlador, o bloco do modulador PWM representa o ganho do modulador, a planta é representada pelo bloco $G_{iLd0}(s)$ e o sensor é representado pelo bloco $H_i(s)$.

Figura 54 - Diagrama de blocos do controle de corrente.

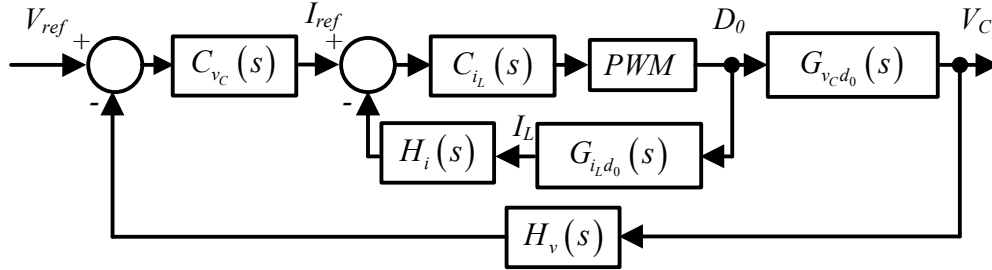


Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

A Figura 55 demonstra o diagrama de blocos do controle em cascata, com a malha de tensão e a malha de corrente. Tal arranjo se dá devido a utilização das plantas de corrente $G_{iLd0}(s)$ e $G_{vCdo}(s)$, baseado nos estudos feitos em [26, 40, 41]. A malha de tensão, é composta

pelos bloco do controlador, $C_{vc}(s)$, pela malha de corrente, pela planta de tensão, $G_{vc d_0}(s)$, e pelo sensor de tensão $H_v(s)$.

Figura 55 - Diagrama de blocos para controle em cascata.

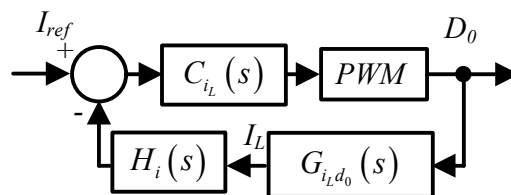


Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Como é o controlador da malha de tensão que define a referência de corrente, uma das considerações para o projeto dos controladores é que a frequência de cruzamento da Função de Transferência de Malha Aberta (FTMA) de tensão deve ser menor que a frequência de cruzamento da FTMA de corrente. Geralmente utiliza-se uma década de diferença entre as frequências de cruzamento das malhas. Isso garante com que a planta interna tenha uma resposta mais rápida à variações e perturbações que a malha externa, sendo assim, sua resposta não influencia na dinâmica da malha externa [46].

De forma a analisar a estabilidade o diagrama de blocos da Figura 55 pode ser rearranjado conforme mostrado na Figura 56. De maneira simplificada, pode-se definir como instável um sistema cuja saída tende ao infinito quando excitado [47]. Desse modo, para que D_0 cresça indefinidamente, é necessário que o denominador da FTMA se anule.

Figura 56 - Rearranjo da malha de corrente para controle em cascata.



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Em termos matemáticos tem-se que para o sistema ser instável, a equação a seguir é verdadeira:

$$1 + [C_{i_l}(s) PWM][G_{i_l d_0}(s) H_i(s)] = 0, \quad (6.1)$$

$$[C_{i_l}(s) PWM][G_{i_l d_0}(s) H_i(s)] = -1. \quad (6.2)$$

Assim:

$$G(\omega)dB = 20\log\left(\left[C_{i_L}(s)PWM\right]\left[G_{i_Ld_0}(s)H_i(s)\right]\right) = 0, \quad (6.3)$$

$$\phi = -180^\circ. \quad (6.4)$$

Ou seja, o sistema torna-se instável quando, para um ganho de 0dB o ângulo de fase é igual à -180° . Desse modo, o sistema será estável se na frequência em que o ganho se torna igual à 0dB, o ângulo de fase é maior que -180° . O ângulo da fase para frequências maiores pode ser menor que -180° , sem que isto comprometa a estabilidade.

6.3 PROJETO DO CONTROLE DE CORRENTE

De forma a projetar o controle da malha de corrente, primeiramente é direcionado o foco aos requisitos impostos, com o intuito de se obter resposta rápida o suficiente, assim como levar o sistema para regime permanente, garantindo a estabilidade do mesmo. Os requisitos de projetos são:

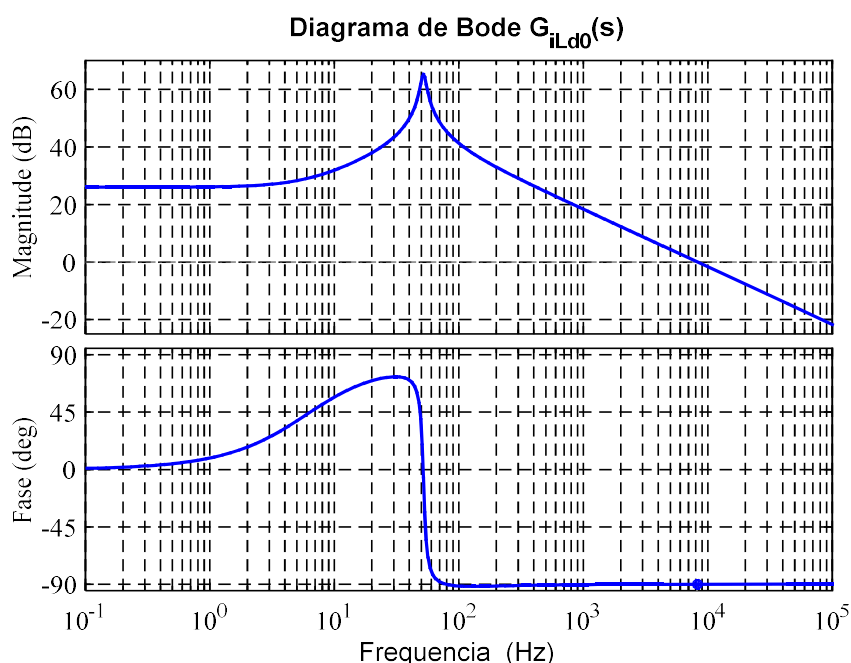
- **Erro de regime permanente nulo:** O maior enfoque dos resultados das simulações é dado na resposta transitória. No entanto, é também necessário certificar que o erro será nulo quando o sinal chegar ao regime permanente. Isto é obtido através de um alto ganho no diagrama de Bode para baixas frequências. Para tanto, é adicionado um pólo na origem, elevando o ganho em baixas frequências;
- **Inclinação de ganho de -20dB/dec na passagem por 0dB:** A partir de uma inclinação de -20dB/dec na passagem por 0dB, é garantido que, neste ganho, a fase do sistema será no máximo -90° , e, logo, não haverá realimentação positiva. Devido ao acréscimo do pólo na origem, a inclinação deve ser ajustada com a adição de um zero antes da frequência de corte desejada;
- **Margem de fase entre 45° e 90° :** Esta característica é necessária de forma a certificar que na frequência de interesse, ou seja, quando o ganho é de 0dB, a fase não seja de -180° , evitando assim realimentação positiva e garantindo a estabilidade. Ao ser adicionado o pólo na origem e o zero mencionado nos itens acima, é feito com que a margem de fase permaneça dentro do patamar estabelecido;
- **Frequência máxima de cruzamento deverá ser quatro vezes menor que a frequência de comutação:** Pelo teorema de Nyquist, um sinal só pode ser recomposto se amostrado por uma frequência pelo menos duas vezes maior que a frequência existente do sistema. Como regra geral, sugere-se [47] que a frequência de cruzamento seja, no máximo, um quarto da frequência de comutação. A frequência de cruzamento

escolhida foi de 500Hz. Para atender este requisito, foi feito um ajuste no ganho do controlador;

- **Rejeição a ruídos em altas frequências:** Com o intuito de rejeitar ruídos de alta frequência, é interessante obter uma atenuação bastante alta para a faixa de elevadas frequências, mais altas do que a atenuação decorrente da inclinação de -20dB/dec. Logo, é adicionado um polo em uma frequência maior que a de cruzamento, aumentando a inclinação para -40dB/dec.

A FTMA da planta de corrente do indutor pela razão cíclica de curto-circuito do conversor está representada na Figura 57.

Figura 57 - Diagrama de Bode da planta de corrente do indutor pela razão cíclica de curto-circuito em malha aberta.

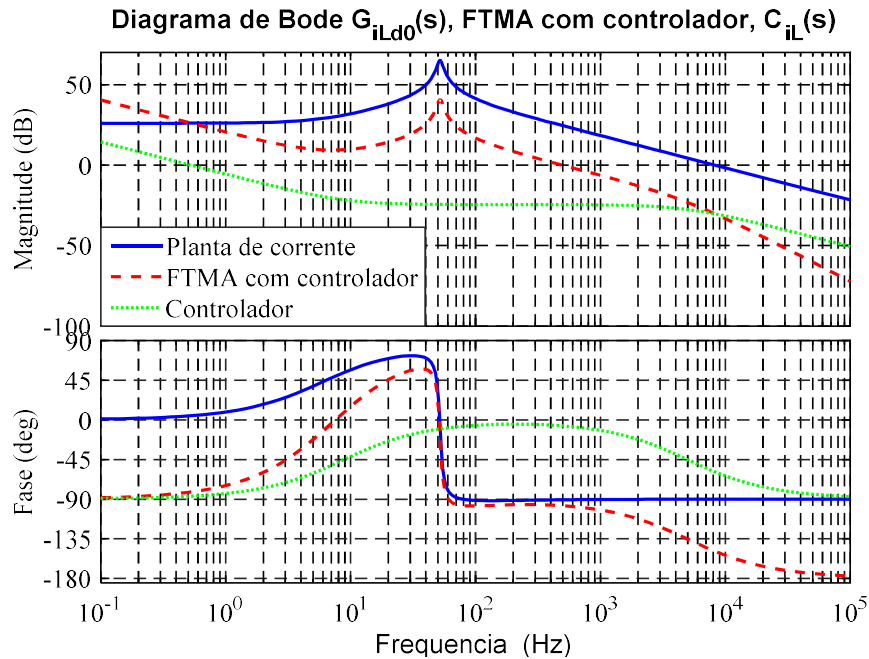


Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Pelos pontos acima demonstrados, chega-se a um controlador conforme a equação a seguir:

$$C_{iL}(s) = 3,3 \frac{0,0018s + 1}{s(3,2 \times 10^{-5}s + 1)}. \quad (6.5)$$

Com o controlador de corrente projetado, é obtida a resposta do sistema em malha aberta, mostrado na Figura 58. Estão demonstrados o diagrama de Bode da planta $G_{iLd0}(s)$, da FTMA com controlador e o controlador $C_{iL}(s)$.

Figura 58 - Diagrama de Bode da planta $G_{iLd0}(s)$, da FTMA com controlador e do controlador $C_{iL}(s)$.

Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Com o controle projetado, os resultados obtidos foram que a FTMA com controlador tem sua frequência de cruzamento em 500Hz com queda de -20dB/dec e com margem de fase de 82,6°. Todos os requisitos foram atendidos.

6.4 PREDITOR DE SMITH

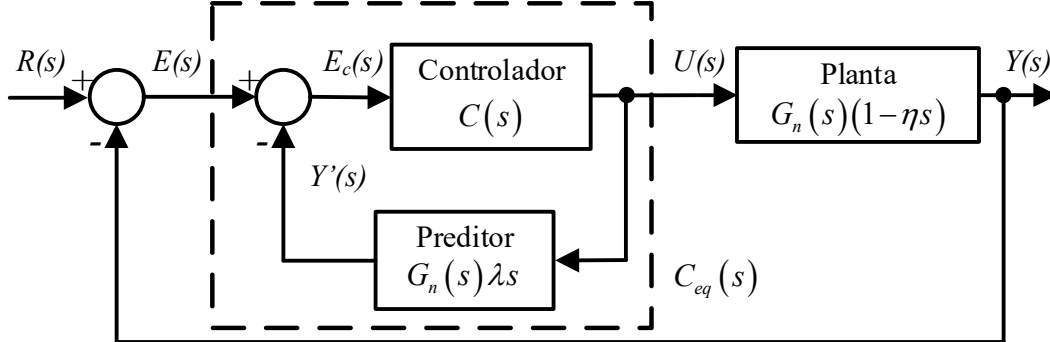
Conforme visto anteriormente, as plantas de tensão do capacitor, tanto em função do índice de modulação M_{idx} ou em função da razão cíclica de curto-circuito D_0 , possuem um zero no semiplano direito do eixo imaginário, no plano complexo. Esse zero eleva a complexidade do projeto de controle para atingir os critérios de estabilidade [48-51]. De forma a suplantarmos essa dificuldade e minimizar o efeito causado por este zero, é proposta a aplicação de uma técnica de preditor de Smith.

A estrutura do Preditor de Smith pode ser dividida em duas partes, uma com o controlador e outra com a estrutura do preditor. O controlador $C(s)$ é usualmente um controlador Proporcional Integral Derivativo (PID), mas pode também ser um controlador de ordem mais elevada e mais sofisticado.

O preditor é composto pelo modelo da planta sem a presença do zero no semiplano direito $G_n(s)$ e uma parte correspondente para cancelar este zero, λs . Conforme pode ser

observado na Figura 59, a planta é separada em $G_n(s)$ e em uma parcela que corresponde ao zero no semiplano direito, $(1-\eta s)$.

Figura 59 - Diagrama de blocos para controle com Preditor de Smith



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

A realimentação do controlador é dada por:

$$G'(s) = G_n(s) \lambda s. \quad (6.6)$$

O objetivo é escolher um λ que faz com que o controlador tenha a resposta equivalente ao processo sem o zero no semiplano direito. Definindo então o sinal de realimentação do controlador como sendo:

$$Y'(s) = G'(s)U(s). \quad (6.7)$$

Portanto,

$$E_c(s) = R(s) - Y(s) - Y'(s), \quad (6.8)$$

$$E_c(s) = R(s) - [G(s) + G'(s)]U(s). \quad (6.9)$$

E definindo:

$$G^*(s) = G(s) + G'(s), \quad (6.10)$$

$$Y^*(s) = G^*(s)U(s). \quad (6.11)$$

O erro corrigido $E_c(s)$ se torna:

$$E_c(s) = R(s) - Y^*(s). \quad (6.12)$$

Do ponto de vista do controlador $C(s)$, o processo gera um sinal $Y^*(s)$, com:

$$G^*(s) = G_n(s)(1-\eta s) + G_n(s)\lambda s, \quad (6.13)$$

$$G^*(s) = G_n(s)[1 + (\lambda - \eta)s]. \quad (6.14)$$

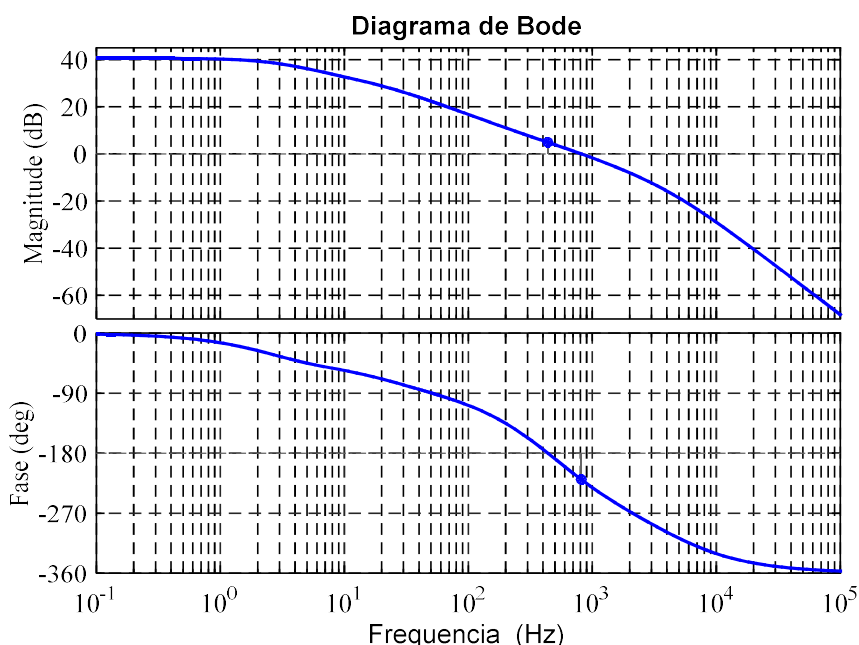
Ao escolher λ tal que $\lambda \geq \eta$, a FT do processo aparenta não possuir o zero no semiplano direito. De forma a minimizar o erro quadrático médio, $\lambda = 2\eta$ é dito ótimo [46, 49].

6.5 PROJETO DO PREDITOR DE SMITH E CONTROLADOR DE TENSÃO

Com o projeto do controlador da malha de corrente feito, é realizado o projeto do preditor e do controlador da malha de tensão. Conforme verificado na Figura 56, é necessário conhecer a dinâmica da malha de corrente de forma a projetar o controlador da malha de tensão.

O zero presente no semiplano direito é o responsável por essa característica de fase não-mínima, porém para se obter resultados em que possa ser possível comparar o aprimoramento ocorrido na dinâmica do conversor, será projetado um controlador sem a presença de preditor na malha de tensão. Para iniciar o projeto do controlador, é necessário analisar a FTMA da planta de tensão do conversor, junto com a dinâmica da Função de Transferência de Malha Fechada (FTMF) da malha de corrente. A FT resultante está representada na Figura 60.

Figura 60 - Diagrama de bode da planta de tensão do capacitor pela razão cíclica de curto-circuito em malha aberta com a dinâmica da FTMF da corrente.



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

A partir deste diagrama de Bode, é possível analisar a FT baseando-se nos requisitos de projeto, visando atendê-los.

- **Erro de regime permanente nulo:** Para baixas frequências existe um ganho considerável, porém é necessário elevar o ganho em baixas frequência, para assim garantir que o erro em regime estacionário seja nulo. O acréscimo de um integrador (pólo na origem) elevará o ganho em baixas frequências;

- **Inclinação de ganho de -20dB/dec na passagem por 0dB:** Com a inclusão do pólo, o ajuste da inclinação é alcançado com um zero em uma frequência inferior à frequência de cruzamento desejada;
- **Margem de fase entre 45° e 90°:** A adição do polo na origem e do zero em uma frequência adequada irão fazer com que a margem de fase permaneça dentro do patamar estabelecido;
- **Frequência de máxima cruzamento deverá ser pelo menos dez vezes menor que a frequência de cruzamento da malha de corrente:** Tal requisito será cumprido com o adequado ajuste no ganho do controlador;
- **Rejeição a ruídos em altas frequências:** Embora tal característica já esteja presente na FTMA na Figura 60, é interessante o acréscimo de um polo, pois o controlador obtido até então possui um zero e um polo, o que significa que não há inclinação no módulo para elevadas frequências. O polo a ser adicionado terá uma frequência dez vezes maior que a frequência de cruzamento.

Pelos pontos acima demonstrados, chega-se a um controlador conforme a equação (6.15):

$$C_{vc}(s) = 1,587 \frac{0,039s + 1}{s(0,0004s + 1)}. \quad (6.15)$$

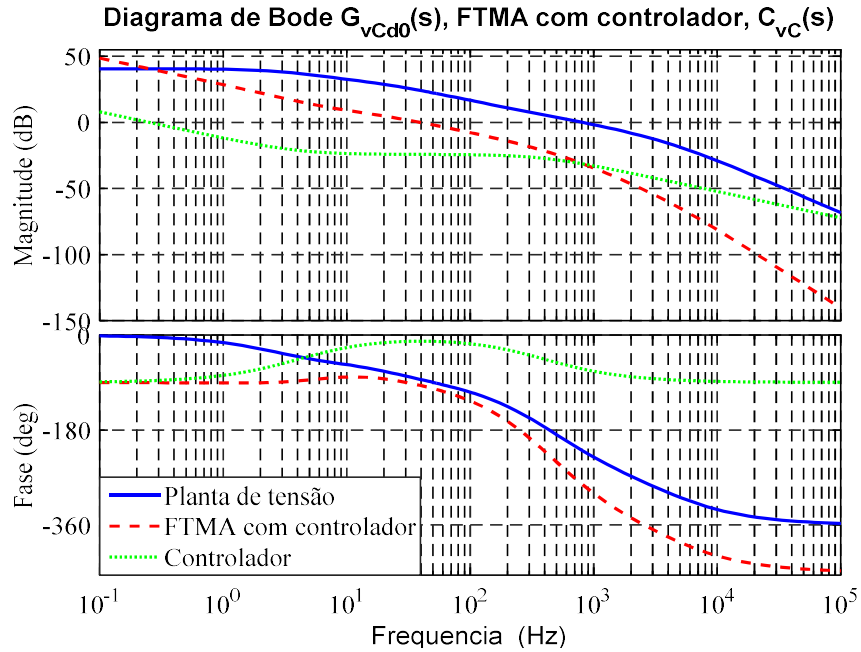
Com o controlador de tensão projetado, é obtida a resposta do sistema em malha aberta, mostrado na Figura 61. Estão demonstrados o diagrama de Bode da planta $G_{vCd0}(s)$ com dinâmica da FTMF de corrente, da FTMA com controlador e do controlador $C_{vc}(s)$.

A análise da Figura 61 mostra que o controlador projetado atende os requisitos mencionados. A FTMA com controlador possui queda de -20dB/dec com frequência de cruzamento em 40Hz e com margem de fase desse sistema é de 84,3°.

Entretanto, com o objetivo de eliminar o efeito causado pelo zero no semiplano direito presente na planta de tensão do capacitor pela razão cíclica de curto-circuito, é adotada a técnica de incluir, na malha externa, uma técnica de preditor de Smith. O projeto do preditor consiste em primeiramente encontrar $G'(s)$ e λ . O controlador passará a controlar o processo $G^*(s)$, no qual não tem polo no semiplano direito. O projeto do controlador é feito sobre esta premissa, o que permite maiores ganhos.

O modelo da tensão no capacitor pela razão cíclica de curto-circuito é dada pela expressão (6.16):

Figura 61 - Diagrama de Bode da planta $G_{vCd0}(s)$, da FTMA com controlador e do controlador $C_{vc}(s)$.



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

$$G_{vCd0}(s) = \frac{-82884(s - 2613)(s + 540,1)}{(s + 510,5)(s^2 + 29.63s + 1,068 \times 10^5)}, \quad (6.16)$$

Desta forma, da Figura 59, tem que $\eta=2613$ e λ tem seu valor atribuído de 5226. O sistema equivalente com o preditor de Smith fica então conforme (6.17):

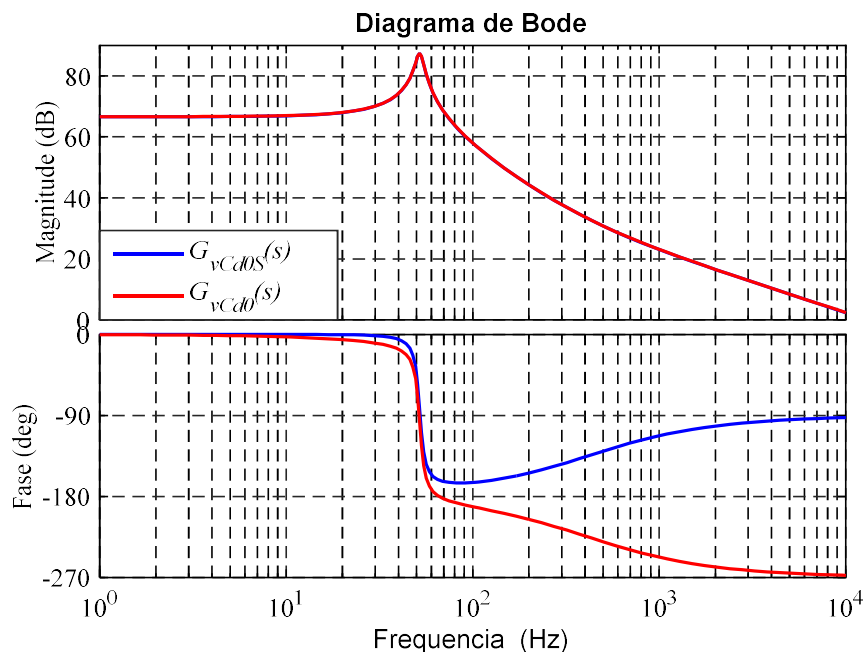
$$G_{vCd0s}(s) = \frac{-82884(s + 2613)(s + 540,1)}{(s + 510,5)(s^2 + 29.63s + 1,068 \times 10^5)}, \quad (6.17)$$

Na Figura 62 está representada tanto a planta de tensão do capacitor pela razão cíclica de curto-circuito original, com o zero no semiplano direito, quanto a planta com a qual será base para projetar um novo controlador de tensão. Nota-se que com o acréscimo do preditor na malha, a magnitude do diagrama de Bode permanece idêntica, caso o zero estivesse no semiplano esquerdo, porém, a fase muda, possuindo a característica esperada. Isto ocorre pois, o preditor projetado faz com que o controlador passe a ter o sinal de referência de um sistema equivalente que não possui fase não-mínima.

A planta com o preditor projetado para a malha de tensão, acrescida da dinâmica da FTMF de corrente é dado pela função (6.18):

$$P(s) = 5131,7 \frac{(s + 2613)(s + 55,56)}{(s + 3317)(s + 109,5)(s + 20,25)}. \quad (6.18)$$

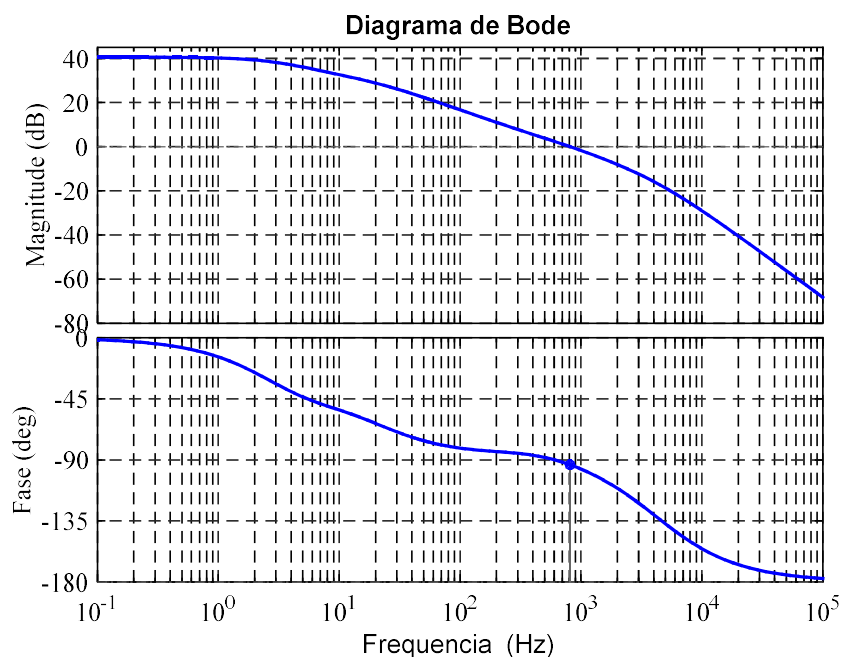
Figura 62 - Diagrama de Bode comparativo entre a planta de tensão do capacitor pela razão cíclica de curto-circuito sem Preditor de Smith e com Preditor de Smith.



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

A FTMA da nova planta de tensão está representada na Figura 63.

Figura 63 - Diagrama de bode da planta de tensão do capacitor pela razão cíclica de curto-circuito em malha aberta com a dinâmica da malha de corrente e Preditor de Smith.



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

As seguintes atitudes são tomadas no projeto do controlador, de acordo com as premissas exigidas:

- **Erro de regime permanente nulo:** Para ter erro nulo no regime permanente, acrescenta-se um polo na origem, garantindo alto ganho para baixas frequências;
- **Inclinação de ganho de -20dB/dec na passagem por 0dB:** Para atender a esse requisito, é adicionado um zero na FTMA, em uma frequência inferior à frequência de cruzamento desejada;
- **Margem de fase entre 45° e 90°:** A adição do polo na origem e do zero irá fazer com que a margem de fase permaneça dentro do patamar estabelecido;
- **Frequência de cruzamento máxima deverá ser pelo menos dez vezes menor que a frequência de cruzamento da malha de corrente:** Esta característica é adquirida, após a inclusão do zero e do polo, com o ajuste correto a ser realizado no ganho do controlador;
- **Rejeição a ruídos em altas frequências:** Da análise feita do diagrama de Bode apresentado na Figura 63, tal característica se encontra presente. Todavia, é interessante a presença de um polo extra, principalmente porque o controlador projetado até este momento possui um zero e um polo, o que corresponde que o controlador não possui atenuação em altas frequências. O polo a ser adicionado terá uma frequência dez vezes maior que a frequência de cruzamento.

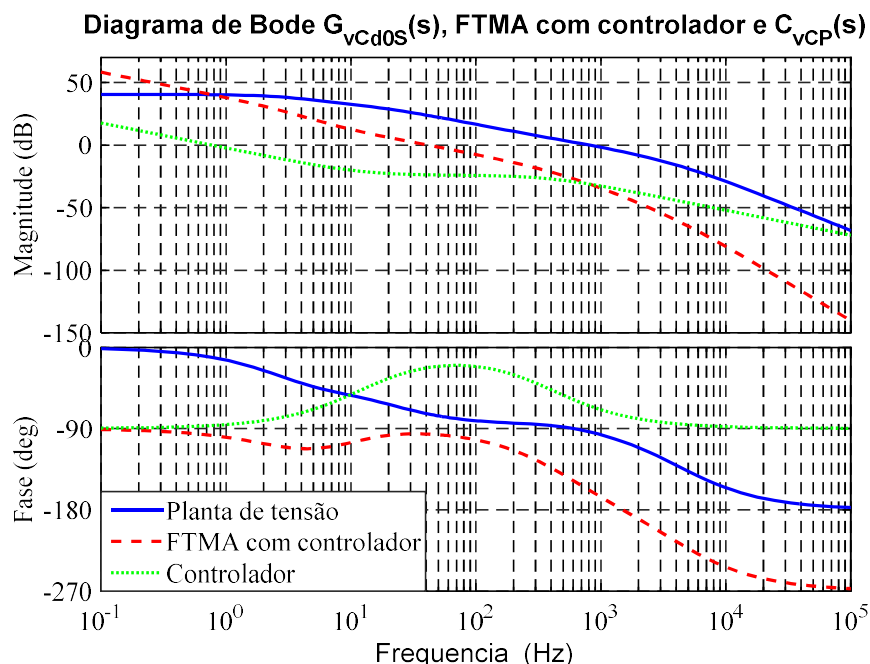
Pelos pontos acima demonstrados, chega-se a um controlador conforme a equação a seguir:

$$C_{vCP}(s) = 4,85 \frac{0,013s + 1}{s(0,0004s + 1)}. \quad (6.19)$$

Com o controlador projetado, é obtida a resposta do sistema em malha aberta. Na Figura 64 estão então demonstrados o diagrama de Bode da planta $G_{vCd0}(s)$ com a influência do preditor, a FTMA com a dinâmica da FTMF de corrente e o controlador $C_{vCP}(s)$.

Da análise da Figura 64, é confirmado que o controlador projetado atendeu aos requisitos, fazendo com que a FTMA com controlador ficasse com queda de -20dB/dec na frequência de cruzamento de 40Hz e com margem de fase de 84,3°.

Figura 64 - Diagrama de Bode da planta $G_{vCd0}(s)$ com influência do preditor, da FTMA com controlador e do controlador $C_{vCP}(s)$.



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

6.6 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

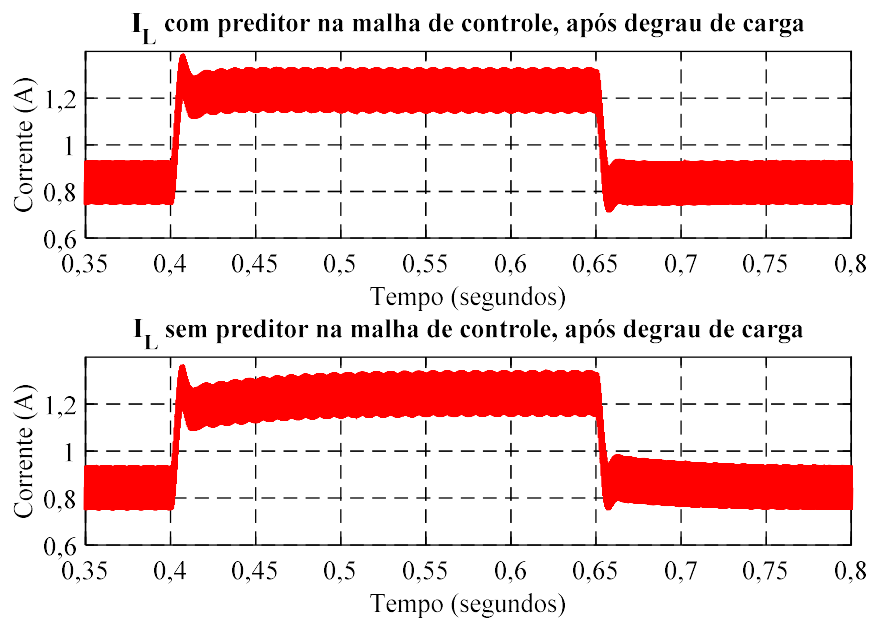
Nesta seção, apresenta-se resultados de simulação para o conversor em malha fechada, onde será aplicado degrau de carga de 50% para 100% e de volta para 50% na parte resistiva da carga trifásica, de acordo com o que será obtido posteriormente em bancada, devido a disponibilidade de componentes, com o objetivo de analisar o comportamento do conversor em malha fechada ao ser adicionado e removido carga. Destaca-se que a simulação foi obtida com o objetivo de comparar resultados do uso do controle em cascata, assim como a utilização do preditor para a malha de tensão.

A Figura 65 mostra o comportamento da corrente no indutor da malha Z durante os degraus de carga mencionados, enquanto que a Figura 66 mostra o comportamento da tensão no capacitor da malha Z. O gráfico superior de cada figura apresenta o comportamento do conversor com preditor, já o gráfico inferior demonstra o resultado do controle em cascata sem o preditor.

O controlador de tensão estabelece a referência de corrente, enquanto que o controlador de corrente estabelece a referência do sinal de razão cíclica de curto-circuito. Constatase que houve diferença nos resultados. A utilização da técnica de preditor de Smith faz com haja melhora na dinâmica do sistema, com a redução do tempo de acomodação. Tal vantagem é

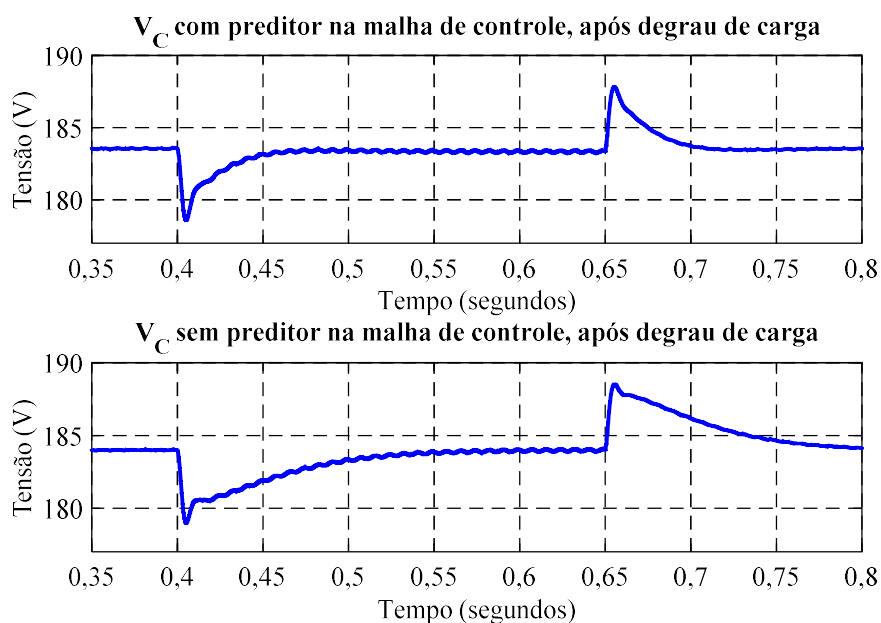
obtida devido a possibilidade de projetar um controlador com maiores ganhos e mais adequado para os requisitos impostos.

Figura 65 - Comportamento da corrente no indutor da malha Z durante um degrau de carga



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Figura 66 - Comportamento da tensão no capacitor da malha Z durante um degrau de carga



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

6.7 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentado o rearranjo na malha de controle em cascata necessário para utilizar as plantas de corrente e tensão obtidas em função da razão cíclica de curto-circuito, uma vez que este parâmetro é o que permite ao conversor obter ganhos de tensão. Na sequência, tratou-se do projeto do controlador de corrente, assim como da questão da estabilidade da FTMA para que fosse possível utilizar tal ajuste na malha interna.

Também foi feita uma revisão sobre uma técnica de preditor de Smith para plantas com fase não-mínima. Posteriormente, projetou-se os controladores de tensão para a configuração da malha em cascata, onde é considerada a dinâmica da FTMA da malha interna de corrente, tanto para o caso sem preditor para a planta de tensão, quanto para o caso com preditor. Quando há a presença do preditor, a planta resultante de tensão tem o comportamento esperado de uma planta que não possui zeros no semiplano direito. Tal característica permitiu um projeto de controlador com ganho mais elevado.

Essa vantagem ficou nítida quando foram analisados os resultados de simulações para degraus de carga. Foi visto que para ambos componentes passivos da malha Z do conversor, houve redução do comportamento oscilatório antes da estabilização do conversor, como também foi atingido o regime permanente mais rapidamente, comprovando assim ser vantajoso a utilização de tal técnica para o conversor em questão.

7 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

7.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentado primeiramente o *hardware* do protótipo utilizado e as adaptações necessárias para que o conversor disponível operasse com a malha Z projetada. Subsequentemente são apresentados os resultados do protótipo operando em malha aberta com o intuito de validar as etapas estudas. Por fim são apresentados os resultados em malha fechada e discutidas as dificuldades da implementação do controle proposto.

7.2 PROTÓTIPO DO CONVERSOR FONTE Z BIDIRECIONAL

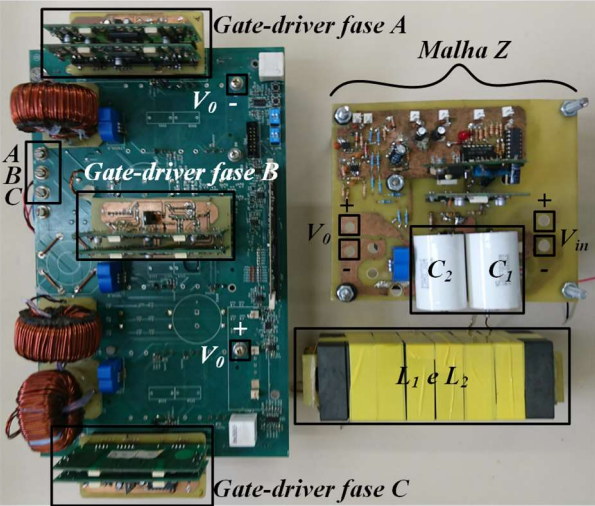
O protótipo do conversor BZSI utilizado para os testes feitos em bancada é apresentado na Figura 67. Os parâmetros do protótipo encontram-se na Tabela 20.

Tabela 20 - Parâmetros de projeto do protótipo.

Parâmetro	Descrição	Valor	Unidade
f_s	Frequência de comutação	10	kHz
f_o	Frequência de operação da carga	60	Hz
P_o	Potência de saída	1,12	kW
R_{3f}	Resistência de carga	89	Ω
L_{3f}	Indutância de carga	170	mH
V_{in}	Tensão de entrada	300	V
$V_{Z0pk1,2,3,4}$	Tensão de pico de saída da malha Z	800	V
C_{ZSI}	Capacitância da malha Z	90	μF
L_{ZSI}	Indutância da malha Z	15,4	mH

Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Figura 67 - Foto do protótipo do conversor BZSI utilizado para os testes em bancada



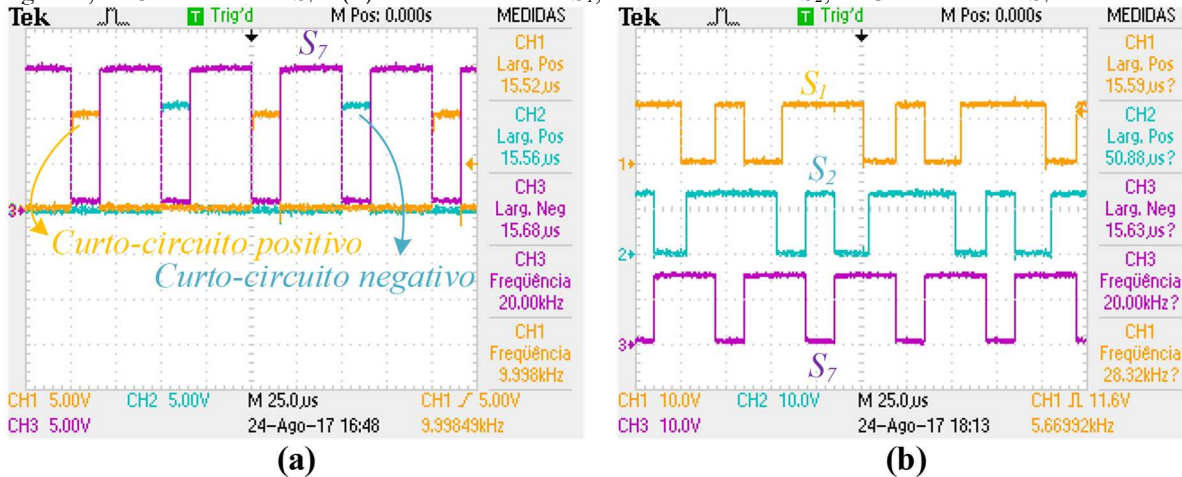
Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Estão em destaque as principais adaptações e componentes da malha Z. Partindo da disponibilidade de um conversor T-NPCm, foram feitas adaptações para que operasse como VSI. Foi construída também a parte correspondente à malha Z, composta pelos componentes passivos em destaque, C_1 , C_2 , L_1 e L_2 . O diodo e o interruptor da malha Z não estão em destaque pois os mesmos encontram-se na parte inferior do protótipo. Para que fosse possível a aplicação do *shoot-through* foi necessário fazer placas com circuitos de lógica dos sinais de comando da modulação PWM senoidal e da razão cíclica d_0 , conforme está destacado na imagem.

7.3 RESULTADOS EM MALHA ABERTA

A Figura 68(a) apresenta os sinais de curto-circuito positivo (CH1) e negativo (CH2), gerados por V_p e V_n respectivamente. Combinando esses dois sinais, tem-se o comando do interruptor S_7 da malha Z (CH3), com a razão cíclica $(1-d_0)$. A Figura 68(b) demonstra os comandos dos interruptores da fase A S_1 (CH1) e S_2 (CH2), e novamente o comando do interruptor S_7 (CH3).

Figura 68 - Sinais de modulação: (a) CH1 comando de curto-circuito positivo, CH2 comando de curto-circuito negativo, CH3 comando de S_7 e (b) CH1 comando de S_1 , CH2 comando de S_2 , CH3 comando de S_7 .



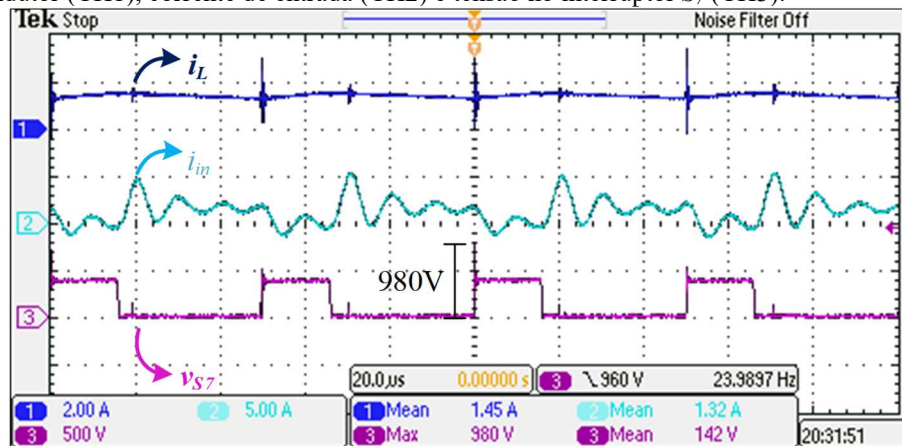
Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

O sinal de comando do interruptor S_7 , é feito a partir da lógica *NOR* entre os sinais resultantes de V_p (curto-circuito positivo) e V_n (curto-circuito negativo). Os sinais de comando dos interruptores superiores presentes no VSI (S_1 , S_3 , S_5) são obtidos a partir da lógica *OR* entre o sinal de curto-circuito positivo e o sinal resultante da modulação PWM senoidal correspondente da fase a qual o interruptor irá atuar. Para os interruptores situados na parte inferior (S_2 , S_4 , S_6), segue-se o mesmo raciocínio, porém, a lógica é feita com o sinal de curto-circuito negativo e o sinal complementar da modulação PWM senoidal. Da Figura 68(b) fica

evidente que quando há a etapa de *shoot-through*, os interruptores S_1 e S_2 estão simultaneamente comandados a conduzir, enquanto que o interruptor S_7 é comandado a bloquear.

A Figura 69 apresenta as formas de onda da corrente no indutor (CH1), da corrente fornecida pela fonte de entrada (CH2) e da tensão no interruptor S_7 (CH3). Pode ser observado que há sobretensão no interruptor de 980V no instante em que há a comutação para o conversor iniciar a etapa de *shoot-through*. Essa condição foi obtida com a tensão de entrada em 150V. Sendo assim, esta é a condição em que os demais resultados em malha aberta foram obtidos.

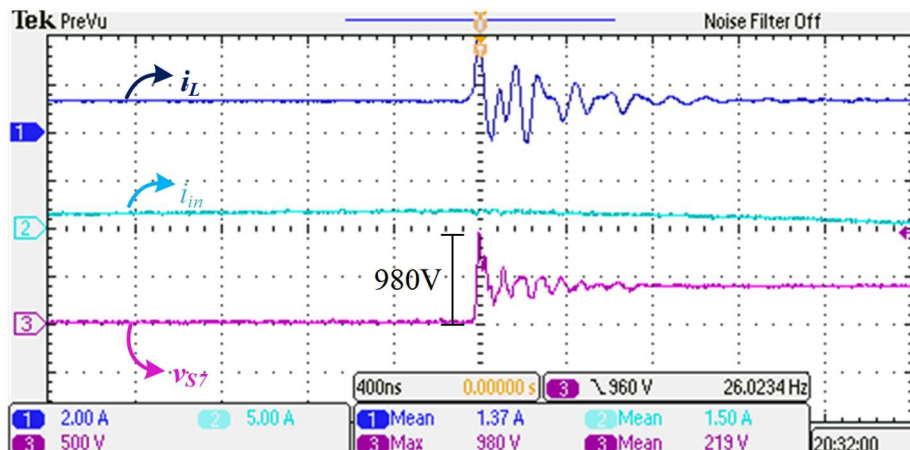
Figura 69 - Formas de ondas do conversor BZSI operando em malha aberta com tensão de entrada de 150V, corrente no indutor (CH1), corrente de entrada (CH2) e tensão no interruptor S_7 (CH3).



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

A condição de sobretensão no interruptor S_7 pode ser melhor observada na Figura 70, onde foi ajustada a escala de tempo de forma a ser melhor visualizado. Como o diodo D_7 que fica em antiparalelo com o interruptor S_7 tem limite de tensão máxima fornecido pelo fabricante de 1000V, não foi possível operar o protótipo em condições de maior potência.

Figura 70 - Formas de ondas do conversor BZSI operando em malha aberta com tensão de entrada de 150V, com escala de tempo ampliada, corrente no indutor (CH1), corrente de entrada (CH2) e tensão no interruptor S_7 (CH3).

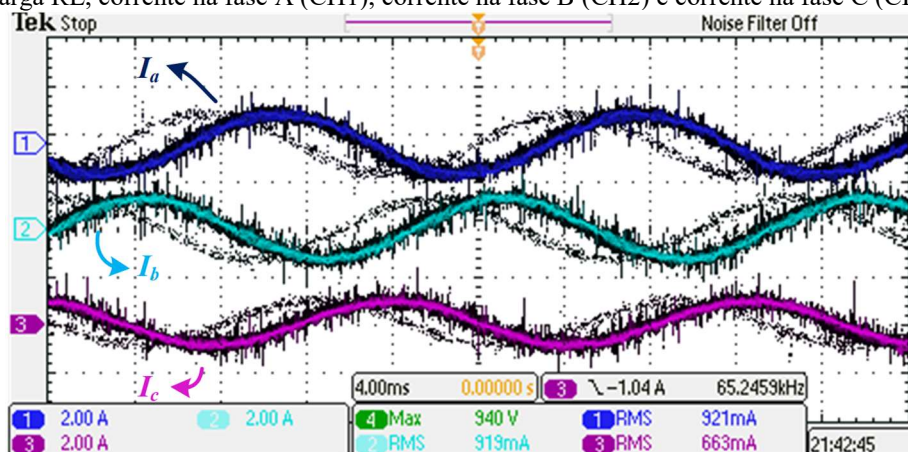


Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

A Figura 71 apresenta as três correntes da carga RL. As correntes I_a (CH1), I_b (CH2) e I_c (CH3) encontram-se devidamente defasadas em 120° e com formato de ondas senoidais, conforme esperado.

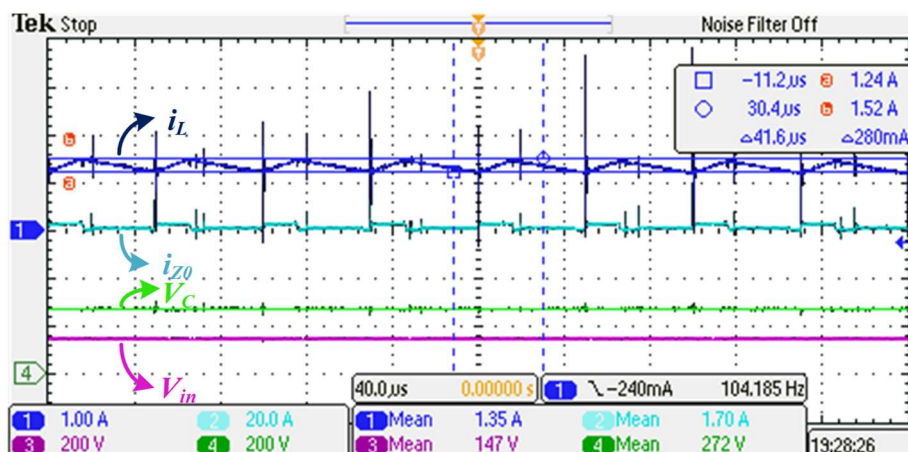
A Figura 72 contém as formas de ondas correspondentes à corrente no indutor (CH1), corrente de saída da malha Z (CH2), da tensão de entrada (CH3) e da tensão no capacitor (CH4). Pode ser analisada a ondulação na corrente do indutor, que se encontra dentro do patamar projetado de 15%.

Figura 71 - Formas de ondas do conversor BZSI operando em malha aberta com tensão de entrada de 150V, corrente na carga RL, corrente na fase A (CH1), corrente na fase B (CH2) e corrente na fase C (CH3).



Fonte: Elaborado pelo Autor, 2017

Figura 72 - Formas de ondas do conversor BZSI operando em malha aberta com tensão de entrada de 150V, corrente no indutor (CH1), corrente de saída da malha Z (CH2), tensão de entrada (CH3) e tensão no capacitor (CH4).

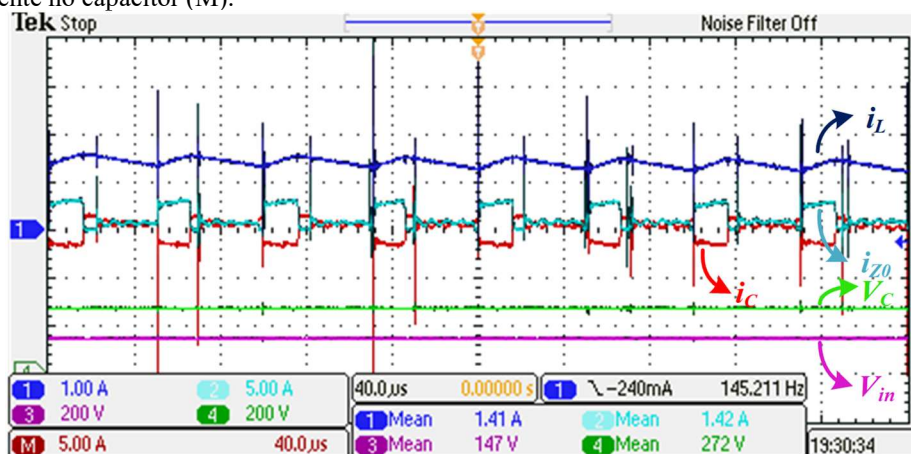


Fonte: Elaborada pelo próprio Autor, 2017

Os valores médios de tensão e de corrente encontram-se aproximadamente metade do projetado. Dado então que o conversor está operando com metade da tensão projetada, os valores obtidos encontram-se condizentes.

A Figura 73 demonstra as formas de onda da corrente no indutor (CH1), corrente de saída da malha Z (CH2), tensão de entrada (CH3), tensão no capacitor (CH4) e corrente no capacitor (M). A forma de onda da corrente no capacitor foi obtida através da opção disponível no osciloscópio de operação matemática entre dois canais. No caso foi feito a subtração entre as correntes do indutor e de saída da malha Z ($i_C = i_L - i_{Z0}$). Fica evidente que o capacitor carrega o indutor na etapa de *shoot-through*, onde a corrente no indutor tem derivada positiva, e a corrente no capacitor é negativa.

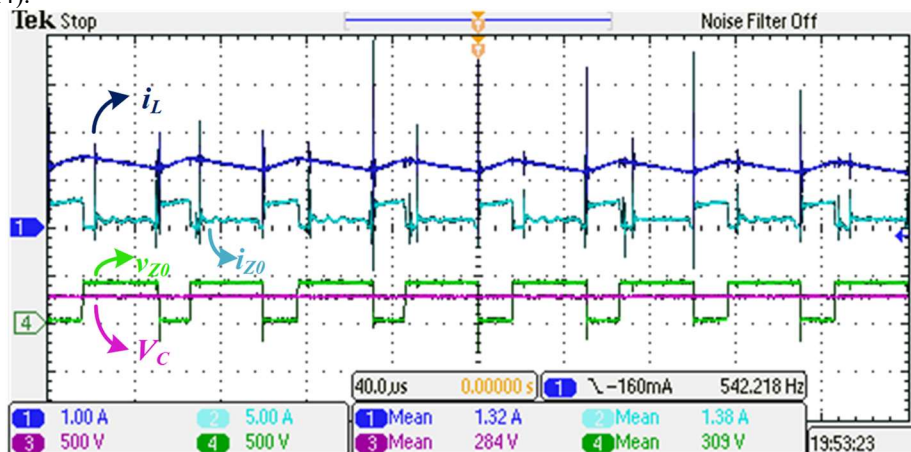
Figura 73 - Formas de ondas do conversor BZSI operando em malha aberta com tensão de entrada de 150V, corrente no indutor (CH1), corrente de saída da malha Z (CH2), tensão de entrada (CH3), tensão no capacitor (CH4) e corrente no capacitor (M).



Fonte: Elaborada pelo próprio Autor, 2017

A Figura 74 contém as formas de ondas da corrente no indutor (CH1), corrente de saída da malha Z (CH2), tensão no capacitor (CH3), tensão na saída da malha Z (CH4). É constatado que as formas de onda estão condizentes com o esperado, assemelhando aos resultados teóricos.

Figura 74 - Formas de ondas do conversor BZSI operando em malha aberta com tensão de entrada de 150V, corrente no indutor (CH1), corrente de saída da malha Z (CH2), tensão no capacitor (CH3), tensão na saída da malha Z (CH4).



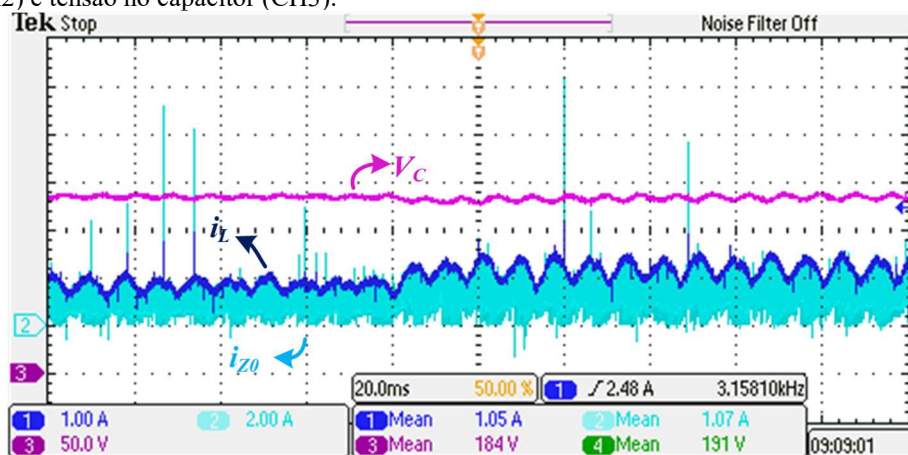
Fonte: Elaborada pelo próprio Autor, 2017

7.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS EM MALHA FECHADA

Os testes realizados com o conversor operando em malha fechada foram implementados com a tensão de entrada em 100V. Assim, o protótipo pode operar com margem de segurança quando aplicado o degrau de carga, sem que os componentes sejam danificados.

As formas de ondas apresentadas na Figura 75 são referentes ao conversor operando com o controle PI+pólo projetado no Capítulo 6. Estão presentes a corrente no indutor (CH1), a corrente de saída da malha Z (CH2) e a tensão no capacitor (CH3).

Figura 75 - Formas de ondas do conversor BZSI operando em malha fechada com tensão de entrada de 100V, controlador PI+pólo e degrau de carga de 50% na parte resistiva, corrente no indutor (CH1), corrente de saída da malha Z (CH2) e tensão no capacitor (CH3).

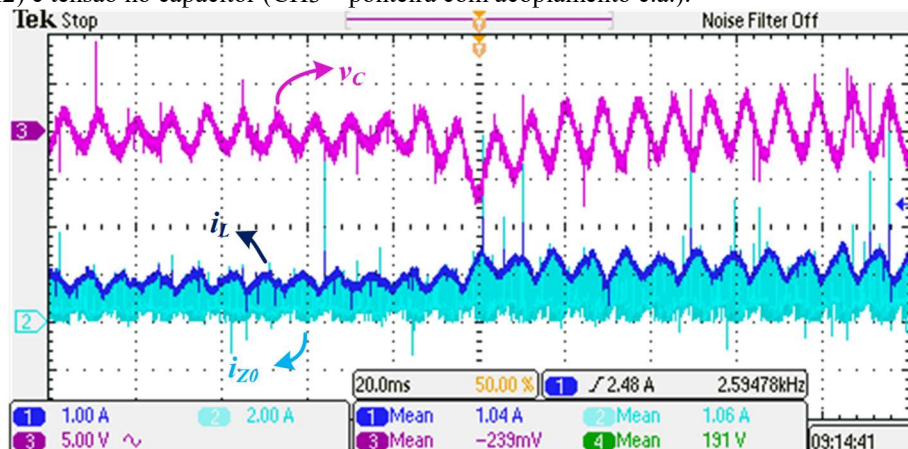


Fonte: Elaborada pelo próprio Autor, 2017

É perceptível que houve um aumento de amplitude na corrente do indutor, visto que com o acréscimo de carga, é exigido fornecer mais corrente. Entretanto, a tensão no capacitor fica perceptível que houve perturbação pelo seu aumento de ondulação. Há um afundamento na tensão, entretanto a amplitude desse transitório é ínfima quando comparado com a escala da ponteira de tensão. Para melhor visualizar o transitório, foi ajustado o parâmetro de acoplamento c.a. na ponteira de tensão para que se observasse apenas as ondulações. Tal resultado é apresentado na Figura 76.

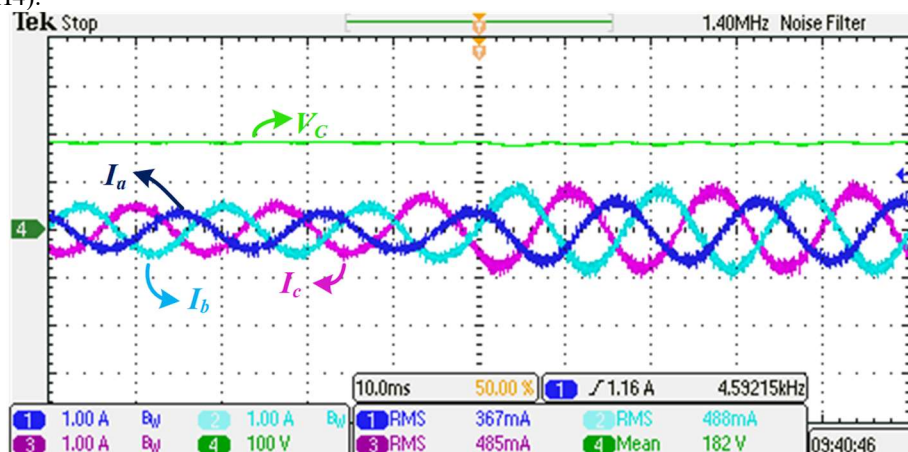
Na Figura 77, para a mesma condição, estão apresentadas as correntes na carga, sendo elas I_a (CH1), I_b (CH2) e I_c (CH3), assim como a tensão no capacitor (CH4). É evidente que o controle atua rápido o suficiente para que o sistema estabilize em um tempo menor que o ciclo dado pelas correntes senoidais de 60Hz.

Figura 76 - Formas de ondas do conversor BZSI operando em malha fechada com tensão de entrada de 100V, controlador PI+pólo e degrau de carga de 50% na parte resistiva, corrente no indutor (CH1), corrente de saída da malha Z (CH2) e tensão no capacitor (CH3 – ponteira com acoplamento c.a.).



Fonte: Elaborada pelo próprio Autor, 2017

Figura 77 - Formas de ondas do conversor BZSI operando em malha fechada com tensão de entrada de 100V, controlador PI+pólo e degrau de carga de 50% na parte resistiva, I_a (CH1), I_b (CH2), I_c (CH3) e tensão no capacitor (CH4).



Fonte: Elaborada pelo próprio Autor, 2017

7.5 CONCLUSÕES

O protótipo do conversor operou com comportamento dentro do esperado, tendo em vista as limitações impostas pela sobretensão nos semicondutores. As formas de ondas obtidas para os componentes da malha Z encontram-se adequados em formato e valores esperados para o ponto de operação no qual foram coletados os dados. As correntes senoidais de saída também estão condizentes, estando com a frequência e defasagem impostas pela modulação.

A única discrepância ocorrida está na corrente de entrada do conversor. Devido à utilização de capacitores de filtro na fonte de alimentação, houve uma distorção no formato da corrente. Entretanto, com o conversor operando com frequência de comutação inferior, foi possível notar uma melhora, da corrente, ficando conforme esperado.

O controle aplicado obteve resultados aceitáveis. Embora a perturbação aplicada na carga causasse uma pequena elevação na ondulação da tensão no capacitor da malha Z, o sistema permaneceu estável e os controladores operaram de forma a fornecer a corrente e tensão exigidas pelas diferentes cargas.

8 CONCLUSÕES GERAIS

8.1 ANÁLISE DOS RESULTADOS

No Capítulo 1 foram apresentadas as motivações para a escolha do tema deste trabalho, com um estudo comparativo sobre os principais motores elétricos utilizados para tração elétrica veicular. Baseado no tipo de motor mais adequado e utilizado, foi feita uma revisão na literatura sobre o tema, na qual encontrou-se que a topologia de conversor mais aplicada é o VSI de dois níveis. Entretanto, uma nova topologia, o BZSI se mostrou promissor.

No Capítulo 2 foram expostos, de maneira sucinta, três topologias do ZSI, sendo elas a topologia tradicional, a bidirecional e a modificada. Essas topologias dispõem uma malha Z entre a fonte de alimentação e o circuito do inversor, tornando possível assim, utilizar vetor de curto-circuito para realizar a função de elevar a tensão de entrada. Foram examinadas as três principais técnicas de modulação presentes na literatura dedicadas à essa topologia. Foram comparados o fator de ganho para um dado índice de modulação bem como os esforços de tensão que cada um dos métodos exige dos interruptores do conversor. Ao se comparar esses dois aspectos foi concluído que o método de Máximo *Boost* obtém o melhor aproveitamento em termos de menor esforço de tensão e maior ganho para um dado índice de modulação. Todavia, o método de modulação Máximo *Boost* Constante foi considerado melhor do ponto de vista de não introduzir harmônicos de baixa frequência nos componentes da malha Z. Isto não ocorre pois nesta modulação, a razão cíclica de curto-circuito é mantida constante, sendo assim, os volumes dos capacitores e indutores podem ser então reduzidos.

No Capítulo 3 foram apresentadas as etapas de operação do conversor BZSI para a modulação Máximo *Boost* Constante, com carga RLE, para emular o comportamento de um motor de indução em regime. Foi observado que embora existam dez etapas, as etapas onde são aplicados os vetores ativos se repetem, sendo elas a terceira, quarta, oitava e nona. Porém o tempo de operação para cada uma delas é dado pelo ponto de operação escolhido para a análise, uma vez que é imposto pela modulação senoidal. Também foi notado que existem duas etapas de curto-circuito com duração idênticas. Essa etapa sempre é antecedida e sucedida de etapas de vetores nulos. Esse padrão é característica da modulação aplicada, cujo propósito é ter o extremo ganho de tensão, possível para um dado índice de modulação, porém mantendo a razão cíclica de curto-circuito sempre constante. Como o vetor de curto-circuito, do ponto de vista da tensão aplicada na carga, é similar à aplicação de vetor nulo, não há influência no

comportamento das tensões e correntes de carga, quando esse vetor ocorre no intervalo em que teria vetor nulo para a modulação senoidal tradicionalmente usada no VSI.

No Capítulo 4 foram expostos os equacionamentos matemáticos empregados para obter seis modelos do conversor BZSI. Foi levado em consideração a simplificação da parte c.a. do circuito, visando facilitar a compreensão de suas etapas de operação. As etapas para o circuito equivalente são três, sendo elas a etapa de curto-circuito, a etapa de vetor nulo, a qual é simplificada nos trabalhos que abordam a modelagem desta topologia, e a etapa referente aos vetores ativos, a qual faz com que haja passagem de energia para a carga. Após avaliada as equações correspondentes de cada etapa, baseado no método de valores médios quase-instantâneos, foram alcançados os modelos que relacionam as variáveis tensão do capacitor e corrente do indutor, com as variáveis razão cíclica de curto-circuito, índice de modulação e tensão de entrada. A validação destes modelos foi feita através de simulação, comparando a característica da resposta em frequência obtida com o modelo (contínuo) e da resposta em frequência obtida com o circuito (discreto), se mostrando equivalentes. Uma análise da influência dos componentes passivos da malha Z e da carga foi feita, observando o comportamento dos polos e zeros dos modelos $G_{vCd0}(s)$ e $G_{iLd0}(s)$. A análise indicou que um aumento da capacitância da malha Z não causa efeito na posição do zero presente no semiplano direito no modelo $G_{vCd0}(s)$, porém, um aumento da indutância da malha Z faz com que o zero no semiplano direito do modelo $G_{vCd0}(s)$ fique mais próximo da origem. Um aumento da resistência e indutância de carga, tem o efeito de afastar da origem o zero no semiplano direito do modelo $G_{vCd0}(s)$. Em relação aos polos, o aumento do valor destes componentes tem como consequência, a redução do amortecimento natural dos polos complexos conjugados para ambos os modelos analisados. No caso do aumento dos valores dos componentes da carga e da indutância da malha Z há também uma pequena redução da frequência natural dos polos complexos conjugados para ambos os modelos.

No Capítulo 5 foram apresentados os parâmetros do conversor para diferentes pontos de operação, com a finalidade de analisar a influência do ganho *Buck-Boost* do conversor e da frequência de comutação no rendimento do conversor. Foram dimensionados os componentes passivos da malha Z e efetuado os cálculos dos esforços e perdas dos componentes do conversor, no modo tração e no modo regeneração, operando com a modulação Máximo *Boost* Constante. Os melhores resultados foram obtidos para o modo tração, uma vez que as perdas no interruptor S_7 são superiores à do diodo D_7 , devido ao componente selecionado. Um destaque maior foi dado para o caso com maior tensão na fonte de alimentação e menor frequência de comutação, onde foram obtidos melhores rendimentos, implicando que o conversor operando

com menor ganho *Buck-Boost* e menor frequência de comutação possui menores perdas. Foi também realizada a comparação das perdas ao se utilizar semicondutores de diferentes tecnologias. Nos cálculos de perdas com o semicondutor de SiC foram obtidos resultados melhores, principalmente com relação à potência dissipada na comutação. Tal fato ficou em maior evidência quando comparado a melhora do rendimento para os casos com maior frequência de comutação. Pela análise dos cálculos efetuados neste capítulo, o conversor Z não apresenta bons rendimentos para ganhos elevados. Isso ocorre devido o tempo necessário de duração dos estados de curto-circuito, e conseqüentemente o tempo de duração do estado de vetor nulo serem maiores quando se tem tensão de alimentação menor. Esse fato tem como consequência maiores esforços de tensão nos semicondutores e maiores correntes durante a etapa de *shoot-through*. Para o caso de um VSI com pré estágio c.c.-c.c. com característica de elevação de tensão, o rendimento do sistema encontra-se em torno de 96% [45], embora isso implica em dizer que o sistema em cascata possui rendimento de 98% para cada estágio, sendo um valor difícil de ser atingido.

Foi apresentado o controle proposto para a topologia no Capítulo 6. Para tanto, foi feito um rearranjo na malha de controle em cascata para utilizar as plantas de corrente e tensão obtidas em função da razão cíclica de curto-circuito. Na sequência, foi tratado do projeto do controlador de corrente e tensão. Para este último, foi feita utilizada uma técnica de preditor de Smith para plantas com fase não-mínima. A técnica foi verificada por simulação e se mostrou vantajosa, quando foram analisados os resultados de simulações para degraus de carga. Foi visto que para ambos componentes passivos da malha Z do conversor, houve uma melhora no comportamento dinâmico da resposta do conversor e foi necessário menos tempo para que o sistema se estabilizasse e permanecesse em regime.

No Capítulo 7 foi apresentado o protótipo do conversor. Foi discutido sobre as dificuldades e resultados obtidos em malha aberta, devido às limitações impostas pela sobretensão nos semicondutores. As formas de ondas obtidas para os componentes da malha Z encontraram-se adequadas e condizentes com o esperado para o ponto de operação no qual os dados foram coletados. As correntes senoidais de saída também estão condizentes, com a frequência e defasagem impostas pela modulação. O controle aplicado obteve resultado aceitável, mantendo o sistema estável após perturbação de carga.

8.2 SUGESTÕES DE INVESTIGAÇÃO

Os estudos apresentados neste trabalho mostraram que o sistema proposto obteve resultados conforme o esperado. Entretanto, durante o seu desenvolvimento, foram observados pontos a serem considerados quanto à aplicação e possíveis continuidades de investigação, tais como:

- A corrente de entrada mostra ser um grande desafio para a aplicação desta topologia para tração elétrica veicular. A topologia unidirecional é bastante utilizada para aplicações com painéis fotovoltaicos, não sendo um entrave. Já a topologia bidirecional é proposta como promissora para aplicação em VEs. Entretanto a corrente de entrada é descontínua e assim, não é adequado à uma bateria (ou arranjo de baterias) fornecer esse formato de corrente. É sugerido o estudo da topologia BZSI modificado com o uso de baterias como fonte principal e capacitores de filtro precedendo o interruptor S_7 ;
- Foi notado que para operação com ganhos elevados o conversor possui baixo rendimento. Assim, é sugerido o estudo do conversor BZSI com um primeiro estágio c.c.-c.c. para tal ponto de operação. Desta forma, é possível conseguir corrente de entrada contínua e possivelmente, melhorar o rendimento do sistema;
- Outro ponto a ser analisado com mais profundidade é o rendimento da topologia em comparação à combinação de um VSI com um pré-estágio c.c.-c.c. reversível em corrente, analisando os esforços nos semicondutores;
- É sugerido uma sequência de trabalho com análise no controle de motor para efetuar a tração veicular;
- Analisar formas de evitar frequência de ressonância da malha Z com a frequência de saída das tensões e correntes na carga, uma vez que no acionamento de motor, a corrente e tensão de carga possuem frequência variável.

REFERÊNCIAS

- [1] K. T. Chau, *Electric Vehicle Machines and Drives: Design, Analysis and Application*: Wiley, 2015.
- [2] (2017, 05/09/217). *Projeto de lei proíbe veículos a gasolina ou diesel até 2040*. Available: <https://exame.abril.com.br/brasil/projeto-de-lei-proibe-veiculos-a-gasolina-ou-diesel-ate-2040/>
- [3] D. W. Gao, C. Mi, and A. Emadi, "Modeling and Simulation of Electric and Hybrid Vehicles," *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, pp. 729-745, 2007.
- [4] Z. Q. Zhu and D. Howe, "Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles," *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, pp. 746-765, 2007.
- [5] K. T. Chau, C. C. Chan, and L. Chunhua, "Overview of Permanent-Magnet Brushless Drives for Electric and Hybrid Electric Vehicles," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 2246-2257, 2008.
- [6] A. Emadi, L. Young Joo, and K. Rajashekara, "Power Electronics and Motor Drives in Electric, Hybrid Electric, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 2237-2245, 2008.
- [7] X. Wei, Z. Jianguo, G. Youguang, W. Shuhong, W. Yi, and S. Zhanghai, "Survey on electrical machines in electrical vehicles," in *Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices, 2009. ASEMD 2009. International Conference on*, 2009, pp. 167-170.
- [8] A. Walker, M. Galea, C. Gerada, A. Mebarki, and D. Gerada, "A topology selection consideration of electrical machines for traction applications: towards the FreedomCar 2020 targets," in *Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), 2015 Tenth International Conference on*, 2015, pp. 1-10.
- [9] M. Jalalifar, A. F. Payam, B. Mirzaeian, and S. M. S. Nezhad, "Dynamic Modeling and Simulation of an Induction Motor with Adaptive Backstepping Design of an Input-Output Feedback Linearization Controller in Series Hybrid Electric Vehicle," in *Power Electronics, Drives and Energy Systems, 2006. PEDES '06. International Conference on*, 2006, pp. 1-6.
- [10] D. Gerada, D. Borg-Bartolo, A. Mebarki, C. Micallef, N. L. Brown, and C. Gerada, "Electrical machines for high speed applications with a wide constant-power region requirement," in *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011 International Conference on*, 2011, pp. 1-6.
- [11] M. Krishnamurthy, C. S. Edrington, A. Emadi, P. Asadi, M. Ehsani, and B. Fahimi, "Making the case for applications of switched reluctance motor technology in automotive products," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 659-675, 2006.
- [12] K. Nakamura, K. Murota, and O. Ichinokura, "Characteristics of a novel switched reluctance motor having permanent magnets between the stator pole-tips," in *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, 2007, pp. 1-5.
- [13] J. B. Bartolo and C. Gerada, "The electromagnetic design of a high speed, 45kW, switched reluctance machine having a novel rotor geometry for aerospace application," in *Electrical Machines (ICEM), 2014 International Conference on*, 2014, pp. 2513-2519.
- [14] J. B. Bartolo, Z. He, D. Gerada, L. de Lillo, and C. Gerada, "High speed electrical generators, application, materials and design," in *Electrical Machines Design Control and Diagnosis (WEMDCD), 2013 IEEE Workshop on*, 2013, pp. 47-59.

- [15] A. M. El-Refai, "Motors/generators for traction/propulsion applications: A review," *Vehicular Technology Magazine, IEEE*, vol. 8, pp. 90-99, 2013.
- [16] J. Cros and P. Viarouge, "Synthesis of high performance PM motors with concentrated windings," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 17, pp. 248-253, 2002.
- [17] S. Miaosen and P. Fang Zheng, "Converter systems for hybrid electric vehicles," in *Electrical Machines and Systems, 2007. ICEMS. International Conference on*, 2007, pp. 2004-2010.
- [18] A. Emadi, *Handbook of Automotive Power Electronics and Motor Drives*: CRC Press, 2005.
- [19] M. Ehsani, Y. Gao, and A. Emadi, *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles: Fundamentals, Theory, and Design, Second Edition*: CRC Press, 2009.
- [20] F. Z. Peng, "Z-source inverter," in *Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the*, 2002, pp. 775-781 vol.2.
- [21] X. Haiping, F. Z. Peng, C. Lihua, and W. Xuhui, "Analysis and design of Bi-directional Z-source inverter for electrical vehicles," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*, 2008, pp. 1252-1257.
- [22] M. Shen and F. Z. Peng, "Operation Modes and Characteristics of the Z-Source Inverter With Small Inductance or Low Power Factor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, pp. 89-96, 2008.
- [23] O. Ellabban, J. V. Mierlo, P. Lataire, and P. V. d. Bossche, "Z-source inverter for vehicular applications," in *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2011 IEEE*, 2011, pp. 1-6.
- [24] O. Ellabban, J. V. Mierlo, and P. Lataire, "Comparison between different PWM control methods for different Z-source inverter topologies," in *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*, 2009, pp. 1-11.
- [25] M. Shen, Q. Tang, and F. Z. Peng, "Modeling and Controller Design of the Z-Source Inverter with Inductive Load," in *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2007, pp. 1804-1809.
- [26] O. Ellabban, J. V. Mierlo, and P. Lataire, "Voltage mode and current mode control for a 30 kW high-performance Z-source Inverter," in *Electrical Power & Energy Conference (EPEC), 2009 IEEE*, 2009, pp. 1-6.
- [27] F. Bradaschia, "Conversores Fonte Z Para Sistemas Fotovoltáicos e Monofásicos-Trifásicos," Doutorado, Universidade Federal de Pernambuco, Recife PE, 2012.
- [28] V. T. Odaguri, "Conversor de Impedância com Aplicações em Células Fotovoltaicas," Bacharelado, Centro de Ciências Tecnológicas, Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville SC, 2015.
- [29] S. Miaosen, W. Jin, A. Joseph, F. Z. Peng, L. M. Tolbert, and D. J. Adams, "Maximum constant boost control of the Z-source inverter," in *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE*, 2004, pp. 1-147.
- [30] S. Miaosen, A. Joseph, W. Jin, F. Z. Peng, and D. J. Adams, "Comparison of traditional inverters and Z-source inverter for fuel cell vehicles," in *Power Electronics in Transportation, 2004*, 2004, pp. 125-132.
- [31] F. Z. Peng, S. Miaosen, and Q. Zhaoming, "Maximum boost control of the Z-source inverter," in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, 2004, pp. 255-260 Vol.1.
- [32] K. Holland and F. Z. Peng, "Control strategy for fuel cell vehicle traction drive systems using the Z-source inverter," in *Vehicle Power and Propulsion, 2005 IEEE Conference*, 2005, p. 6 pp.

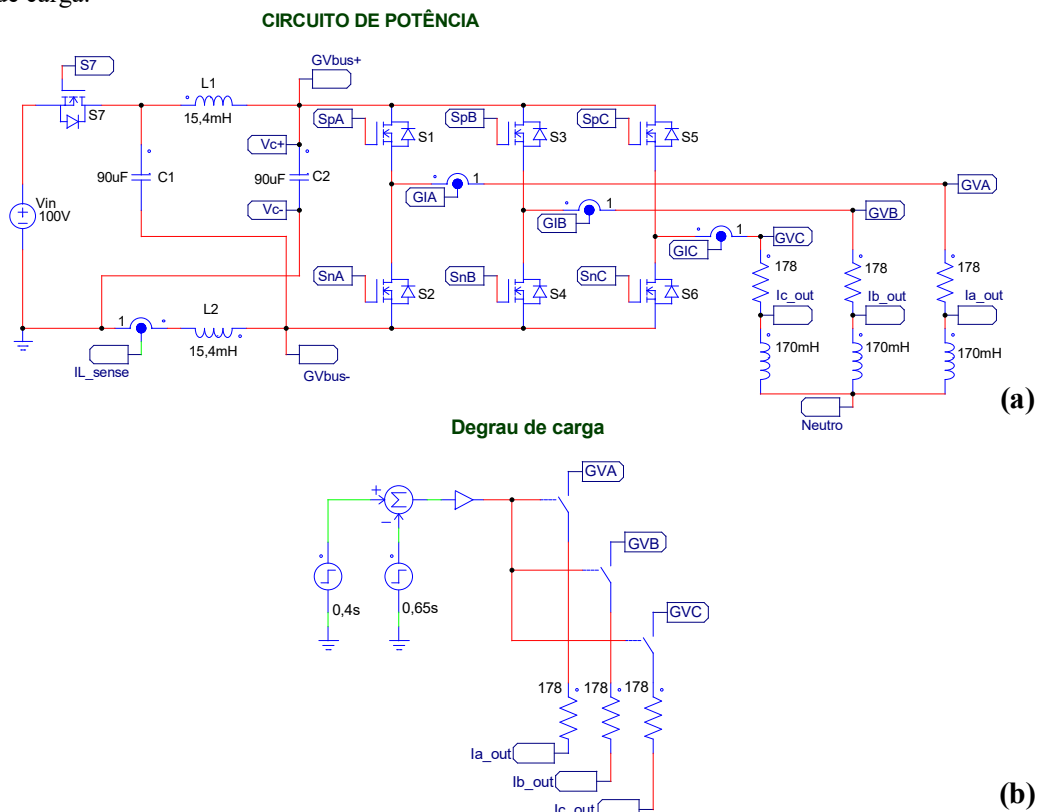
- [33] S. Miaosen, W. Jin, A. Joseph, P. Fang Zheng, L. M. Tolbert, and D. J. Adams, "Constant boost control of the Z-source inverter to minimize current ripple and voltage stress," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 42, pp. 770-778, 2006.
- [34] M. A. Kumar and M. Barai, "Performance analysis of control and modulation methods of z-source inverter," in *Signal Processing, Informatics, Communication and Energy Systems (SPICES), 2015 IEEE International Conference on*, 2015, pp. 1-5.
- [35] J. Rabkowski, R. Barlik, and M. Nowak, "Pulse Width Modulation methods for bidirectional/high-performance Z-source inverter," in *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, 2008, pp. 2750-2756.
- [36] U. S. Ali and V. Kamaraj, "A modified space vector PWM for Bi-directional Z-source inverter," in *Emerging Trends in Electrical and Computer Technology (ICETECT), 2011 International Conference on*, 2011, pp. 342-345.
- [37] O. Ellabban, J. V. Mierlo, and P. Lataire, "A comparative study of different control techniques for an induction motor fed by a Z-source inverter for electric vehicles," in *Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), 2011 International Conference on*, 2011, pp. 1-7.
- [38] Z. Luan and D. Xu, "The control strategy of bidirectional Z-source inverter for vehicle system," in *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International*, 2012, pp. 1971-1975.
- [39] J. Liu, J. Hu, and L. Xu, "Dynamic Modeling and Analysis of Z Source Converter-Derivation of AC Small Signal Model and Design-Oriented Analysis," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, pp. 1786-1796, 2007.
- [40] O. Ellabban, J. V. Mierlo, and P. Lataire, "Control of a bidirectional Z-Source Inverter for hybrid electric vehicles in motoring, regenerative braking and grid interface operations," in *Electric Power and Energy Conference (EPEC), 2010 IEEE*, 2010, pp. 1-6.
- [41] O. Ellabban, J. V. Mierlo, and P. Lataire, "A DSP-Based Dual-Loop Peak DC-link Voltage Control Strategy of the Z-Source Inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, pp. 4088-4097, 2012.
- [42] S. Rajakaruna and Y. R. L. Jayawickrama, "Designing impedance network of Z-source inverters," in *2005 International Power Engineering Conference*, 2005, pp. 962-967 Vol. 2.
- [43] D. U. K. J. W., "A General Scheme for Calculating Switching- and Conduction-Losses of Power Semiconductors in Numerical Circuit Simulations of Power Electronic Systems " in *International Power Electronics Conference, IPEC 2005*, Niigata, Japan, 2005.
- [44] F. Casanellas, "Losses in PWM inverters using IGBTs," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 141, pp. 235-239, 1994.
- [45] W. T. Franke, M. Mohr, and F. W. Fuchs, "Comparison of a Z-source inverter and a voltage-source inverter linked with a DC/DC-boost-converter for wind turbines concerning their efficiency and installed semiconductor power," in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008, pp. 1814-1820.
- [46] A. B. Corripio and C. A. Smith, *Principios E Pratica Do Controle Automatico De: PROCESSO: LTC*.
- [47] I. Barbi, *Eletronica de potencia: projetos de fontes chaveadas*: Ed. do autor, 2001.
- [48] F. A. Himmelstoss, J. W. Kolar, and F. C. Zach, "Analysis of a Smith-predictor-based-control concept eliminating the right-half plane zero of continuous mode boost and buck-boost DC/DC converters," in *Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1991. Proceedings. IECON '91., 1991 International Conference on*, 1991, pp. 423-428 vol.1.

- [49] J. E. Normey-Rico, *Control of Dead-time Processes*: Springer London, 2009.
- [50] S. Bag, T. Roy, S. Mukhopadhyay, S. Samanta, and R. Sheehan, "Boost converter control using Smith Predictor technique to minimize the effect of Right Half Plane zero," in *2013 IEEE International Conference on Control Applications (CCA)*, 2013, pp. 983-988.
- [51] D. Mukherjee and D. Ghose, "Smith predictor based control strategies for nonminimum phase plants," in *2013 IEEE International Conference on Control Applications (CCA)*, 2013, pp. 948-953.

APENDICE A – CONFIGURAÇÃO E PROGRAMAÇÃO DO DSP F28335 FEITO PELO SOFTWARE PSIM®

Neste apêndice será apresentado a configuração e programação feita para o DSP F28335 da *Texas Instruments*® feito com o auxílio do *software* de simulação de circuitos PSIM®. A Figura A.1 apresenta o circuito de potência do conversor BZSI usado para a simulação do conversor em malha fechada, com configuração que possibilita aplicar degrau de carga, conforme utilizado em testes de bancada.

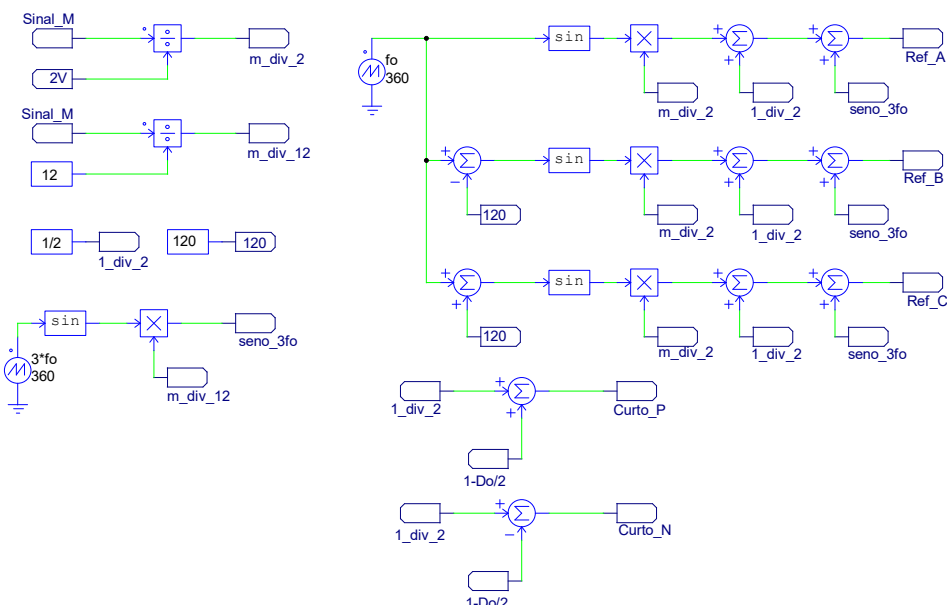
Figura A.1 - Circuito de potência utilizado para simulação: (a) conversor BZSI e (b) configuração para aplicar degrau de carga.



Fonte: Elaborada pelo próprio Autor, 2017

A Figura A.2 apresenta a configuração necessária para gerar os sinais dos senos de referência das três fases, necessários para a modulação Máximo *Boost* Constante com 1/6 de terceiro harmônico.

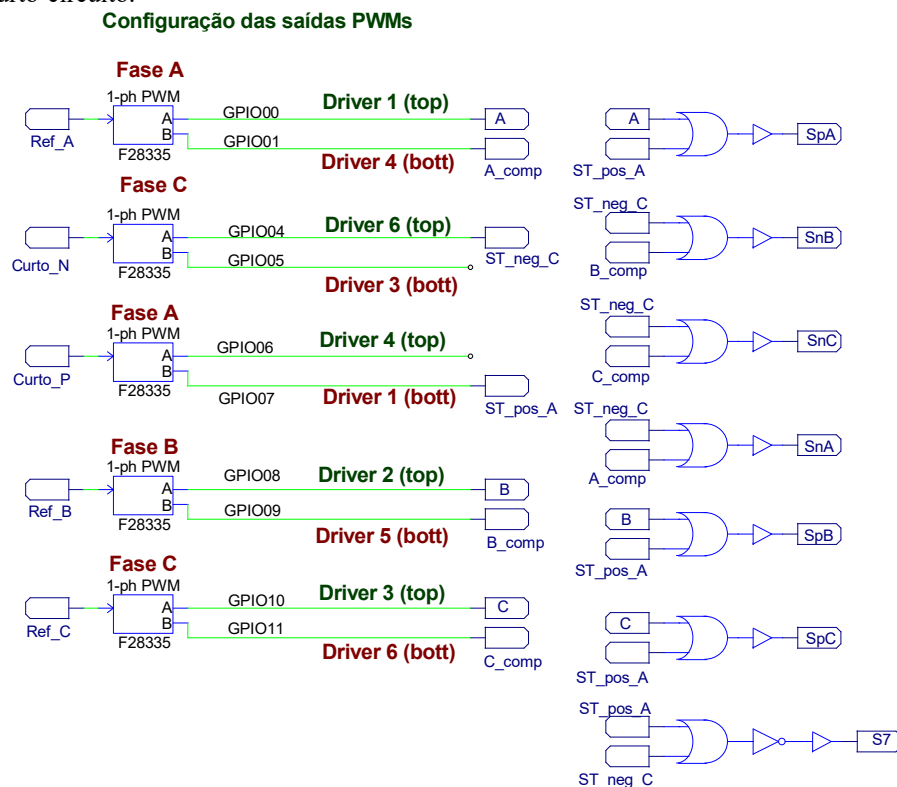
Figura A.2 Configuração da modulação Máximo *Boost* Constante com 1/6 de terceiro harmônico.



Fonte: Elaborada pelo próprio Autor, 2017

A Figura A.3 apresenta os blocos das saídas PWMs utilizadas para gerar os sinais senoidais de cada fase, assim como os sinais de referência para a etapa de curto-circuito.

Figura A.3 - Configuração dos blocos PWMs utilizados para gerar os sinais correspondentes aos senos e sinais de etapa de curto-circuito.



Fonte: Elaborada pelo próprio Autor, 2017

A Figura A.4 apresenta a configuração interna de um dos blocos PWM. Nele são configurados os parâmetros como tempo morto, frequência de comutação, valor de pico do sinal da portadora, tipo do sinal da portadora, dentre outros. Os demais blocos utilizados, contêm os mesmos valores para os respectivos parâmetros, exceto pelo canal utilizado.

Figura A.4 - Configuração interna do bloco PWM.

Fonte: Elaborada pelo próprio Autor, 2017

A Figura A.5 apresenta a configuração feita para a inicialização do protótipo. Nela há a configuração de entradas digitais, compostas por dois botões. Um deles habilita a inicialização das saídas PWMs e incrementa uma variável que corresponde à tensão de referência do capacitor da malha Z. Já o outro botão tem a função exclusiva de desabilitar os canais PWMs, fazendo com que o conversor pare de operar. Há também a configuração de duas saídas digitais, que são compostas por dois LEDs. Um deles indica que o conversor está operando e o outro indica que a tensão de referência atingiu seu valor máximo. Quando os dois LEDs estão apagados, significa que o protótipo não está funcionando, seja por desligamento manual ou por proteção de sobrecorrente ou sobretensão.


```

        flag=0;
        flag_on=0;
    }
    if(x1==1) //Ligar Led para indicar comando de ligar
    {
        flag_on=1;
    }

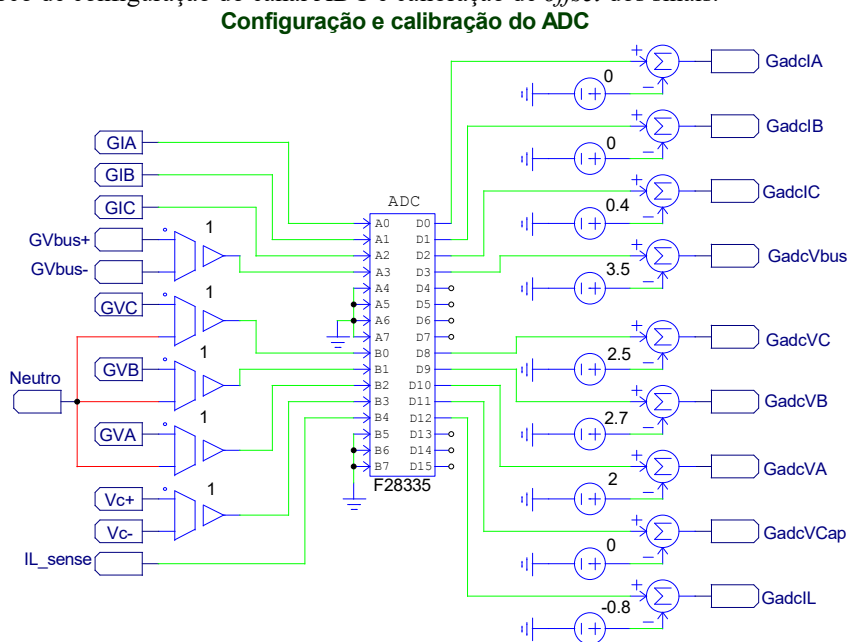
    //Atualizar saídas

    y3=x1_antigo;
    y4=Vref;
    y5=flag;
    y6=flag_on;

```

A Figura A.6 apresenta o bloco de configuração dos canais ADC do DSP, assim como a calibração de *offset* dos sinais amostrados.

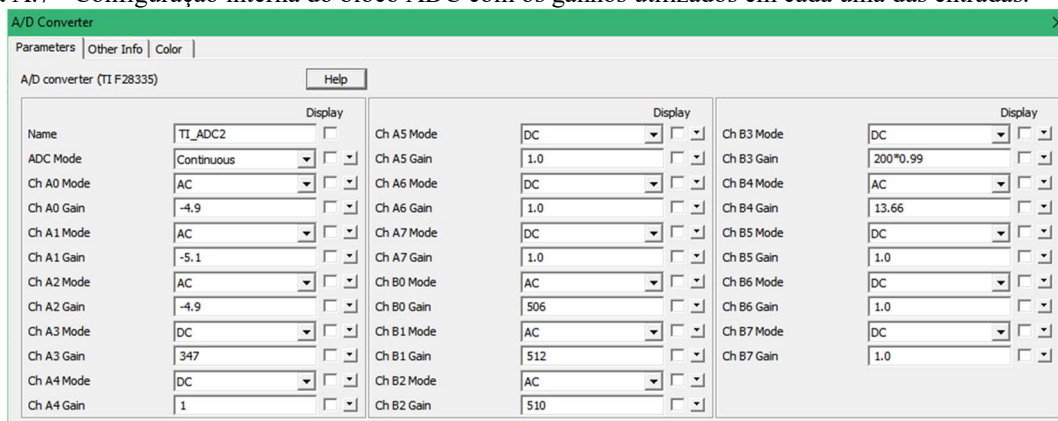
Figura A.6 - Bloco de configuração do canal ADC e calibração de *offset* dos sinais.



Fonte: Elaborada pelo próprio Autor, 2017

A Figura A.7 apresenta a configuração interna do bloco dos canais ADC, onde está presente o modo de operação da conversão analógico-digital, assim como os ganhos de cada entrada. Esses ganhos foram obtidos de forma experimental com o DSP comunicando em tempo real, de tal forma que a grandeza obtida ficasse com valor condizente com o valor presente no protótipo.

Figura A.7 - Configuração interna do bloco ADC com os ganhos utilizados em cada uma das entradas.



Fonte: Elaborada pelo próprio Autor, 2017

A Figura A.8 apresenta o bloco C simplificado contendo algoritmo de média móvel com três amostras e também filtros digitais passa-baixas para filtrar ruídos de alta frequência ocasionalmente presentes nos sinais.

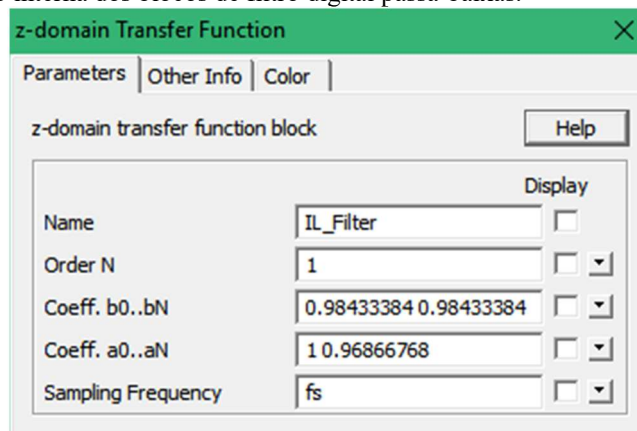
Figura A.8 - Bloco C simplificado utilizado para aplicar algoritmo de média móvel e filtros passa-baixas.



Fonte: Elaborada pelo próprio Autor, 2017

A Figura A.9 apresenta a configuração interna dos blocos de filtro digital passa-baixas.

Figura A.9 - Configuração interna dos blocos de filtro digital passa-baixas.



Fonte: Elaborada pelo próprio Autor, 2017

Na sequência, é apresentado o código em linguagem C do filtro de média móvel dos sinais amostrados pelas entradas ADC do DSP:

```

static float V_IA_1 = 0.0;
static float V_IA_2 = 0.0;
static float V_IA_3 = 0.0;

static float V_IA_med = 0.0;

static float V_IB_1 = 0.0;
static float V_IB_2 = 0.0;
static float V_IB_3 = 0.0;

static float V_IB_med = 0.0;

static float V_IC_1 = 0.0;
static float V_IC_2 = 0.0;
static float V_IC_3 = 0.0;

static float V_IC_med = 0.0;

static float Vbus_1 = 0.0;
static float Vbus_2 = 0.0;
static float Vbus_3 = 0.0;

static float Vbus_med = 0.0;

static float VA_1 = 0.0;
static float VA_2 = 0.0;
static float VA_3 = 0.0;

static float VA_med = 0.0;

static float VB_1 = 0.0;
static float VB_2 = 0.0;
static float VB_3 = 0.0;

static float VB_med = 0.0;

static float VC_1 = 0.0;
static float VC_2 = 0.0;
static float VC_3 = 0.0;

static float VC_med = 0.0;

static float VCap_1 = 0.0;
static float VCap_2 = 0.0;
static float VCap_3 = 0.0;

static float VCap_med = 0.0;

static float IL_1 = 0.0;
static float IL_2 = 0.0;
static float IL_3 = 0.0;

static float IL_med = 0.0;

//Média móvel de três amostras para o valor da corrente de saída da fase A
//
V_IA_med = (x1 + V_IA_1 + V_IA_2 + V_IA_3)*0.25;

V_IA_1 = x1;
V_IA_2 = V_IA_1;

```

```

V_IA_3 = V_IA_2;

y1=V_IA_med;
//
//Média móvel de três amostras para o valor da corrente de saída da fase B
//
V_IB_med = (x2 + V_IB_1 + V_IB_2 + V_IB_3)*0.25;

V_IB_1 = x2;
V_IB_2 = V_IB_1;
V_IB_3 = V_IB_2;

y2=V_IB_med;
//
//Média móvel de três amostras para o valor da corrente de saída da fase C
//
V_IC_med = (x3 + V_IC_1 + V_IC_2 + V_IC_3)*0.25;

V_IC_1 = x3;
V_IC_2 = V_IC_1;
V_IC_3 = V_IC_2;

y3=V_IC_med;
//
//Média móvel de três amostras para o valor da tensão do barramento
//
Vbus_med = (x4 + Vbus_1 + Vbus_2 + Vbus_3)*0.25;

Vbus_1 = x4;
Vbus_2 = Vbus_1;
Vbus_3 = Vbus_2;

y4=Vbus_med;
//
//Média móvel de três amostras para o valor da tensão de saída da fase A
//
VA_med = (x5 + VA_1 + VA_2 + VA_3)*0.25;

VA_1 = x5;
VA_2 = VA_1;
VA_3 = VA_2;

y5=VA_med;
//
//Média móvel de três amostras para o valor da tensão de saída da fase B
//
VB_med = (x6 + VB_1 + VB_2 + VB_3)*0.25;

VB_1 = x6;
VB_2 = VB_1;
VB_3 = VB_2;

y6=VB_med;
//
//Média móvel de três amostras para o valor da tensão de saída da fase C
//
VC_med = (x7 + VC_1 + VC_2 + VC_3)*0.25;

VC_1 = x7;
VC_2 = VC_1;

```

```

VC_3 = VC_2;

y7=VC_med;
//
//Média móvel de três amostras para o valor da tensão do capacitor da malha Z
//
VCap_med = (x8 + VCap_1 + VCap_2 + VCap_3)*0.25;

VCap_1 = x8;
VCap_2 = VCap_1;
VCap_3 = VCap_2;

y8=VCap_med;
//
//Média móvel de três amostras para o valor da corrente do indutor da malha Z
//
IL_med = (x9 + IL_1 + IL_2 + IL_3)*0.25;

IL_1 = x9;
IL_2 = IL_1;
IL_3 = IL_2;

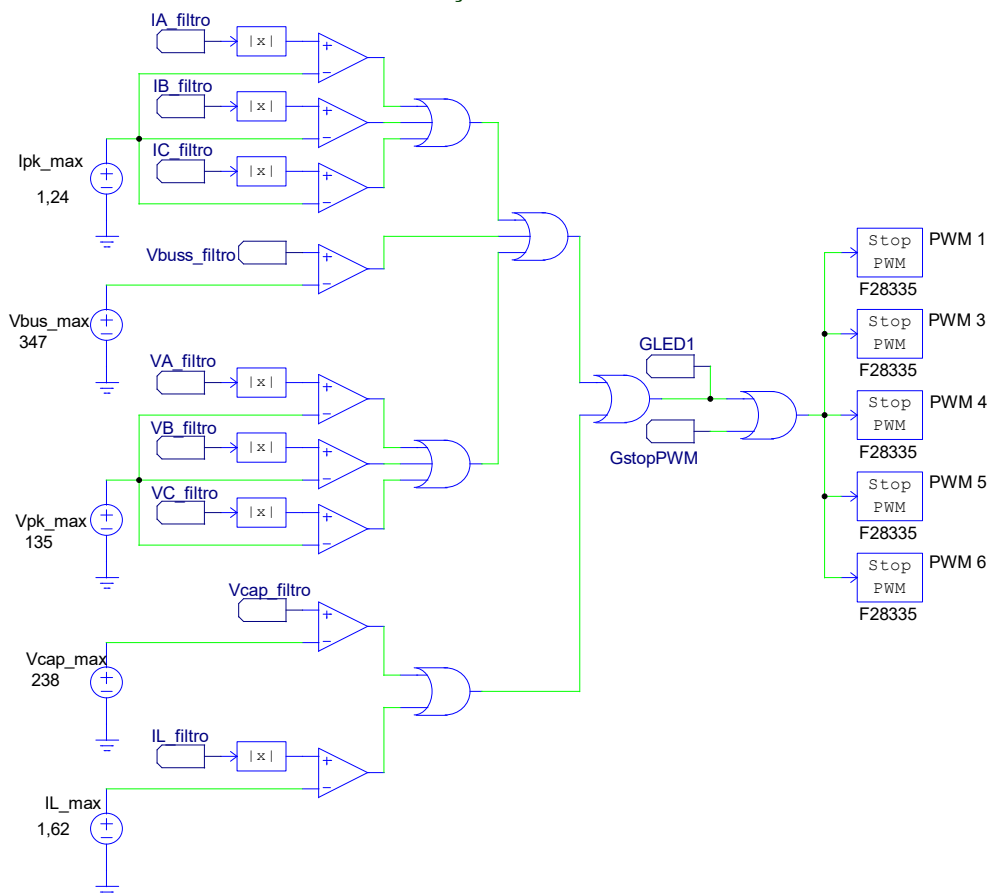
y9=IL_med;

```

A Figura A.10 apresenta a configuração para proteção de sobrecorrente e sobretensão.

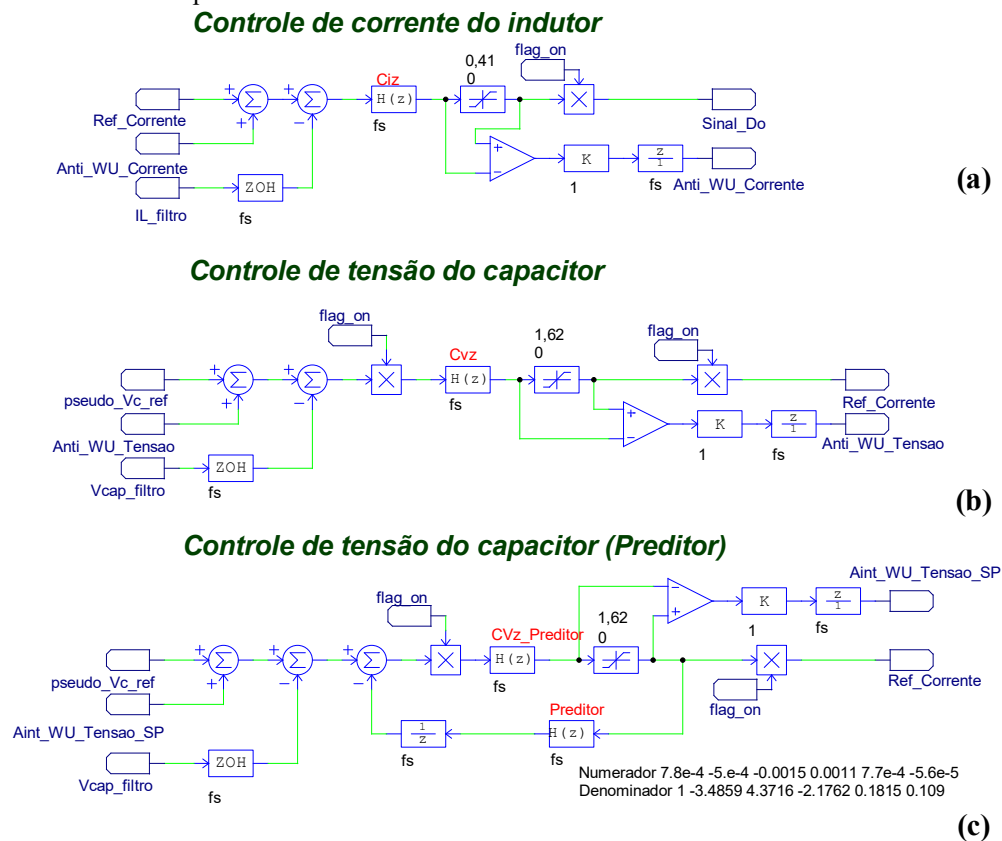
Figura A.10 - Configuração para proteção do protótipo contra sobrecorrente e sobretensão.

Proteções de tensões e correntes



A Figura A.11 apresenta as malhas de controle utilizadas. Na Figura A.11(a) encontra-se a malha de controle de corrente do indutor, com o bloco correspondente ao controlador projetado “Ciz”. A Figura A.11(b) contém a malha de controle de tensão do capacitor com o respectivo controlador de tensão “Cvz”, e a Figura A.11(c) possui a malha de controle de tensão do capacitor com a inclusão do preditor de Smith incluso. O controlador projetado encontra-se no bloco “CVz_Preditor” e os numeradores e denominadores do preditor encontram-se em destaque.

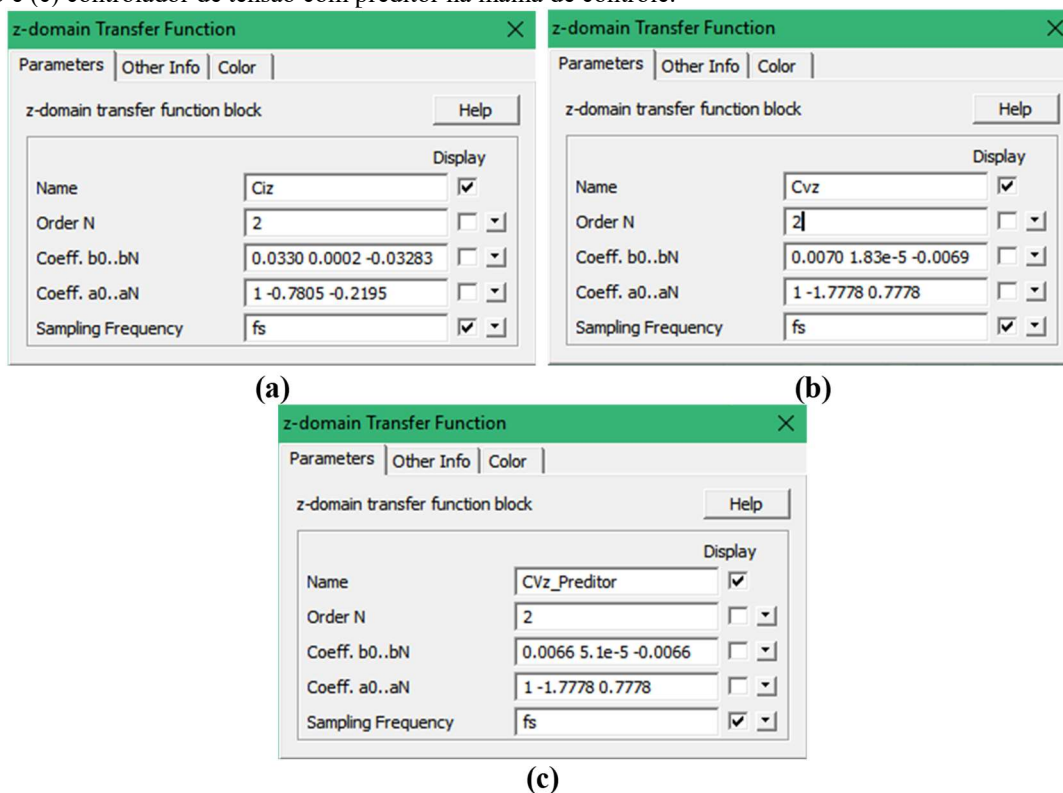
Figura A.11 Malhas de controle: (a) malha de controle de corrente, (b) malha de controle de tensão e (c) malha de controle de tensão com preditor.



Fonte: Elaborada pelo próprio Autor, 2017

A Figura A.12 apresenta a configuração dos blocos utilizados para os controladores projetados e seus respectivos ganhos.

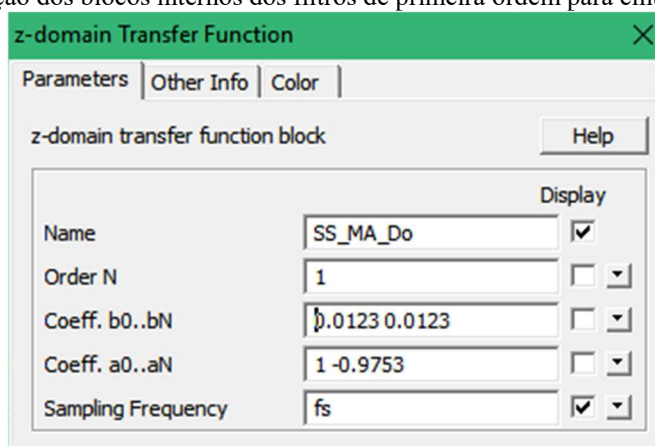
Figura A.12 - Configuração interna dos blocos dos controladores: (a) controlador de corrente, (b) controlador de tensão e (c) controlador de tensão com preditor na malha de controle.



Fonte: Elaborada pelo próprio Autor, 2017

A Figura A.13 apresenta a configuração interna de um dos blocos de filtro digital utilizado para emulação de partida suave. Os mesmos ganhos foram utilizados para os demais blocos.

Figura A.13 - Configuração dos blocos internos dos filtros de primeira ordem para emulação de partida suave.



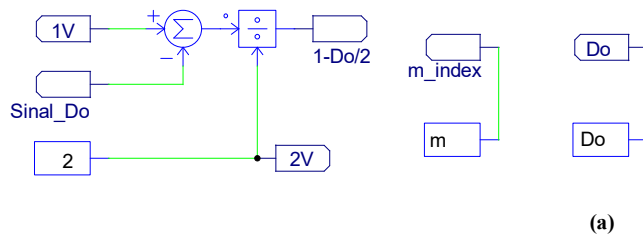
Fonte: Elaborada pelo próprio Autor, 2017

A Figura A.14 apresenta a configuração dos sinais para obtenção do sinal de referência de curto-circuito, assim como a utilização de filtros digitais para a emulação de partida suave, tanto em malha aberta, quanto em malha fechada. Em malha aberta a alteração é feita

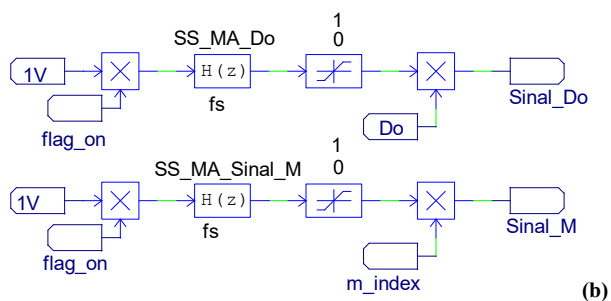
diretamente na própria variável, já em malha fechada, a configuração é feita no sinal de referência da tensão do capacitor que será enviado para a malha de controle.

Figura A.14 - Configurações dos sinais: (a) configuração para obtenção do sinal de referência de curto-circuito, (b) configuração dos sinais de curto-circuito e índice de modulação com emulação de partida suave e (c) configuração do sinal de referência de tensão do capacitor com emulação de partida suave.

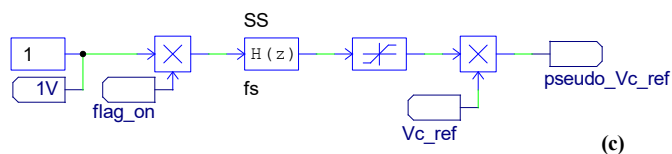
Configuração de curto-circuito



Partida em Malha Aberta



Emulação de partida suave



Fonte: Elaborada pelo próprio Autor, 2017