

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

RAFAEL LUÍS KLEIN

CARGA ELETRÔNICA CA PROGRAMÁVEL
COM REGENERAÇÃO DE ENERGIA

JOINVILLE / SC

2012

RAFAEL LUÍS KLEIN

**CARGA ELETRÔNICA CA PROGRAMÁVEL
COM REGENERAÇÃO DE ENERGIA**

Dissertação apresentada para a obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica da Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas – CCT.

Orientador: Marcello Mezaroba, Dr.

JOINVILLE / SC

2012

FICHA CATALOGRÁFICA

K64c

Klein, Rafael Luís.
Carga Eletrônica CA Programável com Regeneração de
Energia / Rafael Luís Klein;
Orientador: Marcello Mezaroba. – Joinville, 2012.

134 f. : il ; 30 cm.
Incluem referências.

Dissertação (mestrado) – Universidade do Estado Santa
Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Mestrado em
Engenharia Elétrica, Joinville, 2012.

1. Cargas Não-Lineares. 2. Regeneração de Energia. 3.
Carga Eletrônica.

CDD 621.31

“CARGA ELETRÔNICA CA PROGRAMÁVEL COM REGENERAÇÃO DE ENERGIA”

por

RAFAEL LUÍS KLEIN

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de

MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA

área de concentração em “Automação de Sistemas,” e aprovada em sua forma final pelo

CURSO DE MESTRADO PROFISSIONAL EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS DA

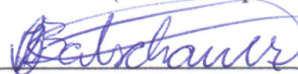
UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA.

Banca Examinadora:

Joinville, 28 de fevereiro de 2012.



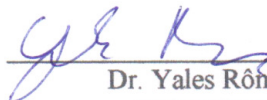
Dr. Marcello Mezaroba
CCT/UDESC (orientador/presidente)



Dr. Alessandro Luiz Batschauer
CCT/UDESC



Dr. Marcelo Cabral Cavalcanti
UFPE



Dr. Yales Rômulo de Novaes
CCT/UDESC (suplente)

Dedico este trabalho aos meus pais Luiz e Fatima,
ao meu irmão Marcelo e a minha esposa Viviane.

AGRADECIMENTOS

A conclusão desse trabalho não seria possível sem a ajuda de muitas pessoas, que de alguma forma colaboraram para o seu desenvolvimento. Com carinho, agradeço:

Ao Professor Marcello Mezaroba cujos conhecimentos compartilhados foram fundamentais para o desenvolvimento e conclusão deste trabalho.

Aos professores Joselito Anastácio Heerdt e Alessandro Luiz Batschauer pela contribuição para desenvolvimento deste projeto.

A todos os mestrandos e bolsistas do nPEE – Núcleo de Processamento de Energia Elétrica – da UDESC, em especial aos bolsistas Angelo, Rubens e Ivan, pela amizade e cooperação ao longo deste período.

Ao grande amigo Raphael J. M. do Santos, pela amizade duradoura e agradável convivência durante o desenvolvimento do trabalho.

Aos meus pais, Luiz e Fatima, e ao meu irmão, Marcelo, pelos ensinamentos, pela confiança e pelo amor em mim depositados.

À minha esposa, Viviane, pelo apoio e pela compreensão em todos os momentos difíceis, fundamentais para a conclusão desse trabalho. Pela sua companhia e pelo seu amor, indispensáveis em minha vida.

A Deus, pela vida.

RESUMO

KLEIN, Rafael Luís. **Carga Eletrônica CA Programável com Regeneração de Energia.** 134 f. Dissertação (Mestrado Profissional em Engenharia Elétrica – Área: Automação de Sistemas) – Universidade do Estado de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2012.

Este estudo trata do projeto e implementação de uma carga eletrônica ca programável com regeneração de energia. Este equipamento pode ser empregado nos testes de *Burn-in* ou ensaios de desenvolvimento de fontes chaveadas. Dentre as principais vantagens na utilização do emulador, destacam-se: redução do consumo de energia elétrica, redução da área ocupada pelos dispositivos de testes com cargas convencionais, redução dos custos de instalação e de consumo de energia dos sistemas de refrigeração, redução dos picos de demanda de potência, facilidade e agilidade na configuração dos mais variados tipos de cargas lineares e não-lineares. O emulador é formado por um retificador controlado em corrente, responsável por drenar do EST o perfil de corrente desejado, e um inversor controlado em corrente, responsável pela injeção de corrente na rede elétrica, em contra-fase com a tensão, caracterizando a regeneração de energia. Inicialmente é apresentado um estudo das aplicações para o emulador, onde são analisadas as normas vigentes para testes de equipamentos com carga. Em seguida são apresentadas as estruturas de potência do emulador. Após isto são analisados e projetados os filtros de alta frequência, obtidos os modelos matemáticos dos circuitos necessários para o projeto dos controladores, assim como é apresentada uma metodologia de projeto de controle baseado na resposta em frequência. Resultados de simulação complementam o estudo e comprovam a metodologia apresentada. Para finalizar, um protótipo de 4,5kVA é desenvolvido e ensaiado, onde os resultados experimentais são analisados e discutidos.

Palavras-chave: Cargas Não-Lineares. Regeneração de Energia. Carga Eletrônica.

ABSTRACT

KLEIN, Rafael Luís. **Programmable AC Electronic Load with Energy Regeneration**. 134 p. Master Thesis (Professional Master in Electrical Engineering – Working field: System Automation) – Universidade do Estado de Santa Catarina (State University of Santa Catarina). Graduation Program in Electrical Engineering, Joinville, Santa Catarina, year 2012.

This study is about the design and implementation of a programmable ac electronic load with power regeneration capability. This equipment can be used in burn-in tests and at the development of switching power supplies. The main advantages of this kind of emulator is the power consumption reduction, lower volume compared to conventional loads, no cooling additional costs, peak load reduction, agility and easiness of non-linear and linear current load profile configuration. The emulator is composed by a current controlled rectifier, which drains from the equipment under test the desired current profile, and a current controlled inverter connected to the grid, which is responsible for power regenerating. Initially, a study for applications of the emulator is shown, where standards and tests requirements are analyzed. Afterward, the power structure of the emulator is shown. After that, the high frequencies filters are analyzed and designed, the circuit mathematical models are obtained, then a control project methodology based on frequency is shown. Simulation results complement the study and prove the applied methodology. Finally, a 4.5kVA prototype is developed and tested. The experimental results are analyzed and discussed.

Keywords: Nonlinear Load Emulation. Power Regeneration. Electronic Load.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Representação unifilar de um emulador eletrônico de cargas com regeneração de energia.....	21
Figura 2 – Circuito equivalente de um transformador.	25
Figura 3 – Circuito equivalente de uma máquina síncrona com sentido de referência do tipo gerador.	26
Figura 4 – Representação em blocos de uma <i>UPS</i>	27
Figura 5 – Circuito equivalente de uma <i>UPS</i>	28
Figura 6 – Perfil de carga resistiva.	30
Figura 7 – Perfil carga resistivo-indutivo série.....	31
Figura 8 – Perfil carga resistivo-indutivo paralelo.....	31
Figura 9 – Perfil carga resistivo-capacitivo série.....	32
Figura 10 – Perfil carga resistivo-indutivo paralelo.....	32
Figura 11 – Retificador monofásico ponte completa com filtro capacitivo.....	32
Figura 12 – Característica do perfil de carga com resistência constante.	34
Figura 13 – Característica do perfil de corrente constante.	35
Figura 14 – Característica do perfil de carga de potência constante.	35
Figura 15 – Característica do perfil de carga com tensão constante.	36
Figura 16 – Característica do perfil de carga de corrente transitória.	36
Figura 17 – Característica do perfil de carga tipo RLC.	37
Figura 18 – Característica do perfil de carga RLC retificada.	37
Figura 19 – Característica do perfil de carga tipo pulso retangular.	38
Figura 20 – Característica do perfil de carga desequilibrada.....	38
Figura 21 – Característica do perfil de carga não-linear genérica.....	39
Figura 22 – Representação unifilar do emulador eletrônico de cargas com regeneração de energia proposto.	42
Figura 23 – Inversor trifásico a quatro fios com derivação do barramento cc.	43
Figura 24 – Circuito equivalente do inversor trifásico com ponto médio.	44
Figura 25 – Circuito equivalente com filtro de alta frequência.	45
Figura 26 – Diagrama de Bode do filtro de alta frequência LC.....	47
Figura 27 – Circuito equivalente para inversor com filtro LCL na saída.	48
Figura 28 – Diagrama de Bode do filtro de alta frequência LCL.	50
Figura 29 – Diagrama funcional do estágio de saída do emulador.	53
Figura 30 – Diagrama de blocos do sistema de controle do estágio de saída.	53
Figura 31– Circuito equivalente monofásico do conversor de saída.....	54
Figura 32 – Tensão instantânea no ponto “A” do circuito equivalente.	55
Figura 33 – Modelo da planta para uma fase.....	55
Figura 34 – Circuito equivalente para a malha de tensão total.	56
Figura 35 – Circuito equivalente da planta de tensão diferencial.	58
Figura 36 – Sinais de comparação para o PWM.....	59
Figura 37 – Sensor de tensão do barramento cc.	60

Figura 38 – Diagrama de blocos da malha de corrente.	62
Figura 39 – Diagrama de Bode da função de laço aberto de corrente sem compensação $FTLA_{i_{cs_nc}}(s)$	62
Figura 40 – Controlador analógico.	64
Figura 41 – Módulo e fase das funções de malha aberta da malha de corrente.	65
Figura 42 – Diagrama de blocos da malha de tensão total.	65
Figura 43 – Diagrama de Bode da função de laço aberto de tensão total sem compensação $FTLA_{vt_{cs_nc}}(s)$	66
Figura 44 – Módulo e fase das funções de malha aberta da tensão total.	68
Figura 45 – Diagrama de blocos da malha de tensão diferencial.	68
Figura 46 – Diagrama de Bode da função de laço aberto de tensão diferencial sem compensação $FTLA_{vdt_{cs_nc}}(s)$	69
Figura 47 – Módulo e fase das funções de malha aberta da tensão diferencial.	71
Figura 48 – Diagrama funcional do estágio de entrada do emulador.	72
Figura 49 – Diagrama de blocos do sistema de controle do estágio de entrada.	72
Figura 50 – Circuito equivalente para a estrutura de potência do estágio de saída.	73
Figura 51 – Modelo da planta para uma fase.	73
Figura 52 – Diagrama de blocos da malha de corrente.	74
Figura 53 – Módulo e fase das funções de malha aberta da corrente.	75
Figura 54 – Diagrama funcional do estágio de entrada do emulador.	77
Figura 55 – Diagrama de blocos do sistema de controle do estágio de entrada.	78
Figura 56 – Circuito equivalente monofásico do conversor de entrada.	79
Figura 57 – Modelo da planta.	79
Figura 58 – Diagrama de blocos da malha de corrente do conversor de entrada com filtro LCL.	81
Figura 59 – Controlador analógico da malha de amortecimento.	83
Figura 60 – Módulo e fase do controlador avanço e da função de transferência de malha fechada de amortecimento.	83
Figura 61 – Módulo e fase da função de transferência de malha fechada de amortecimento e das funções de malha aberta de corrente compensada e não compensada.	84
Figura 62 – Diagrama de blocos da malha de corrente do conversor de entrada com filtro LCL.	85
Figura 63 – Diagrama de Bode da função de laço aberto de corrente sem compensação $FTLA_{i_{ce_nc}}(s)$	85
Figura 64 – Módulo e fase das funções de malha aberta de corrente.	87
Figura 65 – Módulo e fase das funções de malha aberta de corrente.	88
Figura 66 – Sistema unifilar simulado.	90
Figura 67 – Circuito equivalente de uma <i>UPS</i>	92
Figura 68 – Circuito equivalente do transformador.	92
Figura 69 – Estrutura de potência do conversor de saída.	94
Figura 70 – Controle de corrente e modulador PWM de uma das fases do conversor de saída.	94
Figura 71 – Controle de tensão total do barramento cc.	95
Figura 72 – Controle de tensão diferencial do barramento cc.	95
Figura 73 – Estrutura de potência do conversor de entrada com filtro LC.	95
Figura 74 – Controle de corrente e modulação do estágio de entrada para uma fase.	96

Figura 75 – Estrutura de potência do conversor de entrada com filtro LC.....	96
Figura 76 – Controle de corrente e modulação do estágio de entrada para uma fase.....	97
Figura 77 – Circuito equivalente da <i>UPS</i> acoplado à rede de energia elétrica.	97
Figura 78 – Circuito equivalente do transformador acoplado à rede de energia elétrica.....	97
Figura 79 – Circuito gerador de referência de corrente não-linear para teste de <i>UPS</i>	98
Figura 80 – Referência do emulador para perfil de carga de transformador.	98
Figura 81 – Tensões e correntes do emulador para o perfil de carga resistivo (10 A/div, 100 V/div, 5 ms/div). ..	99
Figura 82 – Tensões e correntes do emulador para o perfil de carga indutiva (10 A/div, 100 V/div, 5 ms/div)....	99
Figura 83 – Tensões e correntes do emulador para o perfil de carga capacitiva (10 A/div, 100 V/div, 5 ms/div).	100
Figura 84 – Tensão e corrente de entrada do emulador para o perfil de corrente de entrada do retificador onda completa com filtro capacitivo (10 A/div, 100 V/div, 5 ms/div).	100
Figura 85 – Tensão e corrente de entrada do emulador para o perfil de carga não-linear especificado na Tabela XII (10 A/div, 50 V/div, 5 ms/div).	101
Figura 86 – Degrau de carga 50–100%, perfil resistivo (20 A/div, 100 V/div, 25 ms/div).	101
Figura 87 – Degrau de carga 100–50%, perfil resistivo (20 A/div, 100 V/div, 25 ms/div).	102
Figura 88 – Tensão total e diferencial do barramento cc com carga desequilibradas (100 V/div, 25 ms/div)....	102
Figura 89 – Tensão e corrente do emulador para o perfil de carga resistivo (10 A/div, 100 V/div, 5 ms/div). ...	103
Figura 90 – Tensão e corrente de entrada e saída do emulador para o perfil de carga indutivo (10 A/div, 100 V/div, 5 ms/div).	103
Figura 91 – Tensão e corrente de entrada e saída do emulador para o perfil de carga capacitivo (10 A/div, 100 V/div, 5 ms/div).	104
Figura 92 – Tensão e corrente de entrada e saída do emulador para o perfil de carga retificador onda completa (20 A/div, 100 V/div, 5 ms/div).	104
Figura 93 – Tensão e corrente de entrada do emulador para o perfil de carga não-linear da Tabela XII (10 A/div, 50 V/div, 5 ms/div).	105
Figura 94 – Degrau de carga 100–50%, perfil resistivo (10 A/div, 100 V/div, 20 ms/div).	105
Figura 95 – Degrau de carga 50–100%, perfil resistivo (10 A/div, 100 V/div, 20 ms/div).	106
Figura 96 – Protótipo do emulador desenvolvido.	107
Figura 97 – Módulo de potência utilizado.	108
Figura 98 – <i>Driver</i> SKHI 20opA.	109
Figura 99 – Placa de sensoriamento de corrente trifásica.	109
Figura 100 – Esquemático parcial da placa de comando do conversor de saída.	110
Figura 101 – Placa de comando do conversor de saída.	111
Figura 102 – Esquemático parcial da placa de comando do conversor de entrada.	111
Figura 103 – Placa de comando do conversor de entrada.	112
Figura 104 – Esquemático parcial da placa de comando do conversor de entrada com filtro LCL.	112
Figura 105 – Placa de controle do amortecimento ativo do conversor de entrada.	113
Figura 106 – Placa do gerador de referências.	113
Figura 107 – Fluxograma das rotinas principais do firmware do gerador de referências.	114

Figura 108 – Esquemático parcial da fonte auxiliar.....	115
Figura 109 – Fonte de alimentação auxiliar.	115
Figura 110 – Esquema de ligação unifilar do ensaio realizado.....	116
Figura 111 – Tensões e correntes do emulador para o perfil de carga resistivo (10 A/div, 100 V/div, 5 ms/div).	117
Figura 112 – Tensão e corrente do emulador para o perfil de carga indutivo (10 A/div, 100 V/div, 5 ms/div)...	117
Figura 113 – Tensão e corrente de entrada e saída do emulador para o perfil de carga capacitivo (5 A/div, 100 V/div, 5 ms/div).	118
Figura 114 – Tensão e corrente de entrada do emulador para o perfil de carga com conteúdo harmônico especificado na Tabela XII (10 A/div, 50 V/div, 5 ms/div).	118
Figura 115 – Tensão e corrente do emulador para o perfil de carga retificador (20 A/div, 50 V/div, 5 ms/div).	119
Figura 116 – Tensão e corrente de entrada e tensão de referência do emulador para o perfil de carga retificador (i_{EST} 20 A/div, v_{EST} 100 V/div, i_{EST_REF} 1 V/div, 5 ms/div).	119
Figura 117 – Tensão no barramento cc (100 V/div, 25 ms/div).	120
Figura 118 – Degrau de carga 100–50% (10 A/div, Tensão Barramento 100 V/div, Tensão EST 60 V/div, 25 ms/div).....	120
Figura 119 – Degrau de carga 50-100% (10 A/div, Tensão Barramento 100 V/div, Tensão EST 60 V/div, 25 ms/div).....	121
Figura 120 – Tensões e correntes do emulador para o perfil de carga resistivo (10 A/div, 100 V/div, 5 ms/div).	122
Figura 121 – Tensão e corrente do emulador para o perfil de carga capacitivo (5 A/div, 100 V/div, 5 ms/div) .	122
Figura 122 – Tensão e corrente de entrada do emulador para o perfil de carga com conteúdo harmônico especificado na Tabela XII (10 A/div, 50 V/div, 5 ms/div).	123
Figura 123 – Correntes trifásicas na entrada do emulador (10 A/div, 50 V/div, 5 ms/div).	124
Figura 124 – Tensões e correntes do emulador para 180 Hz (i_{EST} 20 A/div, i_{OUT} 10 A/div, v_{EST} 100 V/div, 2,5 ms/div).....	124
Figura 125 – Tensões e correntes do emulador para 300 Hz na entrada (i_{EST} 20 A/div, i_{OUT} 10 A/div, v_{EST} 100 V/div, 2,5 ms/div).....	125
Figura 126 – Degrau de carga 100–50% (20 A/div, 100 V/div, 25 ms/div).	125
Figura 127 – Correntes no conversor de entrada durante um degrau de carga 50–100% (20 A/div, 100 V/div, 25 ms/div).....	126
Figura 128 – Correntes no conversor de saída durante degrau de carga 100–50% (10 A/div, 100 V/div, 25 ms/div).....	126
Figura 129 – Correntes no conversor de saída durante degrau de carga 50–100% (10 A/div, 100 V/div, 25 ms/div).....	127
Figura 130 – Tensão e corrente de entrada do emulador durante um degrau de tensão de 63 V–127 V do EST (10 A/div, 50 V/div, 10 ms/div).	127

LISTA DE TABELAS

Tabela I – Limites de distorção da corrente de carga para sistemas de distribuição (120 V a 69 kV).	29
Tabela II – Comparativo entre modos de operação e principais perfis de carga dos emuladores comerciais.	40
Tabela III – Comparativo entre características elétricas dos emuladores comerciais.	40
Tabela IV – Especificações de projeto.	46
Tabela V – Valores teóricos e experimentais para os elementos do filtro LC.	48
Tabela VI – Valores teóricos e experimentais para os elementos do filtro LCL.	51
Tabela VII – Parâmetros para projeto do sistema de controle.	61
Tabela VIII – Parâmetros de simulação.	91
Tabela IX – Especificações elétricas da <i>UPS</i>	91
Tabela X – Especificações elétricas do autotransformador.	92
Tabela XI – Parâmetros dos perfis de carga submetidos à <i>UPS</i>	93
Tabela XII – Componentes harmônicas da corrente de carga baseada na norma IEEE 519-1992.	93

LISTA DE ABREVIACES E SIMBOLOGIA

α	Constante obtida a partir do máximo ângulo de avanço do controlador avanço.
ah_{sw}	Atenuao considerando a frequência de comutao.
Δi_L	Ondulao de corrente máxima.
ΔV_o	Ondulao de tenso no barramento.
τ	Constante do controlador avanço definida a partir de f_{max} e α .
φ_{max}	Máximo ngulo de avanço para o controlador avanço.
ω	Frequência angular definida em rad/s.
γ	Constante de proporcionalidade entre L_f e L_r .
η	Rendimento.
B	Banda passante do filtro LC.
ca	Corrente alternada.
cc	Corrente alternada.
C_o	Capacitância total de barramento.
$C_{o1,2}$	Banco de capacitores do barramento cc dos conversores.
C_f	Capacitor do filtro LCL.
d	Razo cíclica.
$\hat{d}$	Distúrbio na razo cíclica.
E_{af}	Tenso induzida pelo fluxo do enrolamento de campo do gerador.
EST	Equipamento sob teste.
fc_i	Frequência de corte para a malha de corrente.
f_{max}	Frequência em que ocorre o máximo ângulo de avanço do controlador.
f_s	Frequência de comutao.
f_{res_LC}	Frequência de ressonância do filtro LC.
f_{res_LCL}	Frequência de ressonância do filtro LCL.
f_{rd}	Frequência da rede.
$FTLA_{i_{ce}}$	Funo de transferência de laço aberto da malha de corrente do conversor de entrada controlada.
$FTLA_{i_{ce_nc}}$	Funo de transferência de laço aberto da malha de corrente do conversor de entrada no controlada.
$FTLA_{i_{cs}}$	Funo de transferência de laço aberto da malha de corrente do conversor de sida controlada.
$FTLA_{i_{cs_nc}}$	Funo de transferência de laço aberto da malha de corrente do conversor de sida no controlada.
$FTLA_{vd_{cs}}$	Funo de transferência de laço aberto da malha de tenso diferencial controlada.
$FTLA_{vd_{cs_nc}}$	Funo de transferência de laço aberto da malha de tenso diferencial no controlada.
$FTLA_{vt_{cs}}$	Funo de transferência de laço aberto da malha de tenso total do conversor de sida controlada.
$FTLA_{vt_{cs_nc}}$	Funo de transferência de laço aberto da malha de tenso total do conversor de sida no controlada.
$FTMF_{a_{ce}}$	Funo de transferência de malha fechada da malha de amortecimento.
Gi_{ce}	Funo que expressa a relao entre a corrente de sida no lado do EST e a razo cíclica.

$G_{i_{cs}}$	Função que expressa a relação entre a corrente de saída do filtro e a razão cíclica.
$G_{vCf_{ce}}$	Função que expressa a relação entre a tensão sobre o capacitor C_f e a razão cíclica.
$G_{vd_{cs}}$	Função que expressa a relação entre tensão diferencial do barramento cc e a corrente de saída.
$G_{vt_{cs}}$	Função que expressa a relação entre a tensão total do barramento cc e a corrente de saída do filtro.
$H_{i_{ce}}$	Controlador de corrente do conversor de entrada.
$H_{i_{cs}}$	Controlador de corrente do conversor de saída.
H_{vt}	Controlador de tensão total.
H_{vd}	Controlador de tensão diferencial.
H_a	Controlador de amortecimento.
h_{sw}	Ordem do harmônico relativa a frequência de comutação.
$\hat{i}_{L_f}$	Distúrbio na corrente através do filtro L_f .
$\hat{i}_{L_r}$	Distúrbio na corrente através do filtro L_r .
i	Corrente qualquer.
I_a	Corrente de terminal do gerador.
i_{carga}	Corrente de carga.
I_{cc}	Máxima corrente de curto-circuito.
i_{Cf}	corrente no capacitor C_f .
I_{eq}	fonte de corrente controlada.
i_{EST}	Corrente drenada do equipamento sob teste.
i_L	Corrente no indutor L .
I_L	Componente fundamental da máxima corrente de demanda da carga.
I_{pri}	Corrente no primário do transformador.
i_{rede}	Corrente da rede.
I_{sec}	Corrente no secundário do transformador.
i_{OUT}	Corrente de saída do emulador.
i_{UPS}	Corrente através do filtro EMI da UPS.
K_a	Ganho do controlador avanço.
K_i	Atenuação do sensor de corrente.
K_m	Atenuação do multiplicador.
K_{sc_i}	Atenuação na saída do controlador de corrente.
K_{sc_vt}	Atenuação na saída do controlador de tensão.
K_v	Atenuação do sensor de tensão da malha de controle de amortecimento.
K_{vd}	Atenuação do sensor de tensão da malha de controle de tensão diferencial.
K_{vt}	Atenuação do sensor de tensão da malha de controle de tensão total.
L_f	Indutor do lado do conversor.
L_{EMI}	Indutância filtro EMI.
L_{eq}	Indutância equivalente do transformador
L_g	Indutância da rede.
L_r	Indutor do lado da rede.
L_{Total}	Somatório das indutâncias L_f e L_r .
ma	Índice de modulação.
PLL	Phase Locked Loop.
P_o	Potência ativa de saída.
R_a	Resistência da armadura do gerador.
R_{eq}	Resistência equivalente do transformador.
R_f	Resistência de amortecimento passivo.

R_L	<i>Resistor de carga.</i>
R_S	<i>Resistência série da linha.</i>
TDD	<i>Distorção harmônica da corrente em % da máxima demanda da corrente na carga.</i>
THD	<i>Taxa de Distorção Harmônica.</i>
T_S	<i>Período de comutação</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply.</i>
V_a	<i>Tensão de terminal do gerador.</i>
V_{Base}	<i>Tensão de base do sistema.</i>
v_{EST}	<i>Tensão imposta pelo EST.</i>
v_g	<i>Tensão da rede.</i>
v_L	<i>Tensão sobre o indutor L</i>
V_o	<i>Tensão total do barramento cc</i>
v_{OUT}	<i>Tensão na saída do emulador</i>
V_{pri}	<i>Tensão no primário do transformador</i>
V_{rd}	<i>Tensão eficaz de fase da rede</i>
V_{sec}	<i>Tensão no secundário do transformador</i>
V_m	<i>Ganho do modulador PWM</i>
V_T	<i>Valor máximo da portadora triangular do modulador PWM</i>
v_{UPS}	<i>Tensão de saída da UPS</i>
v_{UPS_out}	<i>Tensão de saída da UPS após o filtro EMI</i>
U_C	<i>Tensão retificada em V.</i>
X_s	<i>Reatância síncrona do gerador.</i>
$Z_{Sistema}$	<i>Somatório de impedâncias da linha e do transformador.</i>

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	19
2 ESTUDO DAS APLICAÇÕES PARA O EMULADOR ELETRÔNICO DE CARGAS.....	24
2.1 ESTUDO DAS CARACTERÍSTICAS DE SAÍDA DOS EQUIPAMENTOS	24
2.1.1 Transformador.....	25
2.1.2 Gerador	25
2.1.3 Fonte de Alimentação Ininterrupta (<i>UPS</i>)	27
2.2 ESTUDO DAS NORMAS TÉCNICAS REFERENTES AOS TESTES COM CARGAS	28
2.3 DEFINIÇÃO DO PERFIL DE CARGA.....	30
2.3.1 Perfil de Carga para <i>UPS</i> e Geradores.....	30
2.3.1.1 Perfil de Carga Resistivo:	30
2.3.1.2 Perfil de Carga Resistivo-Indutivo Série	30
2.3.1.3 Perfil de Carga Resistivo-Indutivo Paralelo	31
2.3.1.4 Perfil de Carga Resistivo-Capacitivo Série	31
2.3.1.5 Perfil de Carga Resistivo-Capacitivo Paralelo.....	32
2.3.1.6 Perfil de Carga Retificador Não Controlado com Filtro Capacitivo	32
2.3.2 Perfil de Carga para Transformadores	33
2.4 ESTADO DA ARTE DE CARGAS ELETRÔNICAS COMERCIAIS	34
2.4.1 Modos de Operação das Cargas Eletrônicas	34
2.4.1.1 Resistência Constante (RC)	34
2.4.1.2 Corrente Constante (CC)	34
2.4.1.3 Potência Constante (PC)	35
2.4.1.4 Tensão Constante (TC)	35
2.4.2 Principais Perfis de Carga das Cargas Eletrônicas	36
2.4.2.1 Corrente Transitória (<i>Inrush</i>)	36
2.4.2.2 Linear do Tipo RLC	36
2.4.2.3 Não-Linear do Tipo RLC Retificada.....	37
2.4.2.4 Corrente Tipo Pulso Retangular.....	37
2.4.2.5 Carga Desequilibrada	38
2.4.2.6 Não-Linear Genérica	38

2.4.3	Fabricantes de Emuladores Eletrônicos de Cargas para Corrente Alternada.....	39
2.4.4	Características dos Emuladores Comerciais	39
2.5	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	41
3	DEFINIÇÃO DA ESTRUTURA DE POTÊNCIA	42
3.1	DIAGRAMA GERAL DAS ESTRUTURAS DE POTÊNCIA	42
3.2	APRESENTAÇÃO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA	43
3.3	ESTUDO E PROJETO DOS FILTROS DE ALTA FREQUÊNCIA	44
3.3.1	Filtro LC.....	44
3.3.2	Projeto do Filtro LC.....	46
3.3.3	Filtro LCL	48
3.3.4	Projeto do Filtro LCL	49
3.4	CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	51
4	MODELAGEM E CONTROLE.....	52
4.1	SISTEMA DE CONTROLE DO CONVERSOR DE SAÍDA COM FILTRO LC.....	52
4.1.1	Estratégia de Controle do Conversor de Saída.....	52
4.1.2	Modelagem do Controle do Conversor de Saída.....	54
4.1.2.1	Modelo da Malha de Corrente	54
4.1.2.2	Modelo da Malha de Tensão Total.....	56
4.1.2.3	Modelo da Malha de Tensão Diferencial.....	58
4.1.2.4	Modelo do Modulador PWM.....	59
4.1.2.5	Modelo do Sensor de Tensão	60
4.1.2.6	Modelo do Sensor de Corrente.....	60
4.1.3	Projeto dos Controladores do Conversor de Saída	60
4.1.3.1	Projeto do Controlador de Corrente	61
4.1.3.2	Projeto do Controlador de Tensão Total.....	65
4.1.3.3	Projeto do Controlador de Tensão Diferencial	68
4.2	SISTEMA DE CONTROLE DO CONVERSOR DE ENTRADA COM FILTRO LC.....	71
4.2.1	Estratégia de Controle do Conversor de Entrada	71
4.2.2	Modelagem do Controle do Conversor de Entrada	73
4.2.2.1	Modelo da Malha de Corrente	73
4.2.3	Projeto dos Controladores do Conversor de Entrada.....	74
4.2.3.1	Projeto do Controlador de Corrente	74
4.3	SISTEMA DE CONTROLE DO CONVERSOR DE ENTRADA COM FILTRO LCL... 76	
4.3.1	Estratégia de Controle do Conversor de Entrada	76

4.3.2 Modelagem do Controle do Conversor de Entrada	78
4.3.2.1 Modelo da Malha de Corrente	78
4.3.2.2 Modelo da Malha de Amortecimento Ativo	80
4.3.3 Projeto dos Controladores do Conversor de Entrada.....	80
4.3.3.1 Projeto do Controlador da Malha de Amortecimento Ativo.....	80
4.3.3.2 Projeto do Controlador de Corrente	84
4.4 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	88
5 SIMULAÇÃO NUMÉRICA	90
5.1 SISTEMA SIMULADO.....	90
5.1.1 Especificação da Característica de Saída dos Equipamentos e dos Perfis de Carga	91
5.1.2 Especificação dos Perfis de Carga.....	92
5.1.3 Apresentação dos Esquemáticos de Simulação	94
5.2 SIMULAÇÃO NUMÉRICA DO EMULADOR COM FILTRO LC	98
5.3 SIMULAÇÃO NUMÉRICA DO EMULADOR COM FILTRO LCL NO CONVERSOR DE ENTRADA	102
5.4 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	106
6.1 PROTÓTIPO	108
6.1.1 Unidade de Potência	108
6.1.2 <i>Drivers</i>	108
6.1.3 Sensoriamento de Corrente	109
6.1.4 Comando do Conversor de Saída	110
6.1.5 Comando do Conversor de Entrada.....	111
6.1.6 Amortecimento Ativo Filtro LCL	112
6.1.7 Gerador de Referências.....	113
6.1.8 Fonte de Alimentação Auxiliar	115
6.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM FILTRO LC.....	116
6.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM FILTRO LCL NO CONVERSOR DE ENTRADA	121
6.4 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO	128
7 CONCLUSÕES GERAIS	130
REFERÊNCIAS BIBLIOGRAFICAS	132

1 INTRODUÇÃO

Nas últimas décadas a utilização de conversores eletrônicos no processamento da energia elétrica trouxe avanços fundamentais nas mais diversas áreas, principalmente por possibilitarem uma grande compactação, facilidade de armazenagem e controle. Os conversores estáticos representam hoje um percentual muito significativo das cargas instaladas nos sistemas de distribuição e existe uma tendência crescente dessa participação.

A grande maioria dos conversores eletrônicos ligados no sistema de distribuição possui uma característica não-linear entre corrente e tensão, levando à circulação de correntes harmônicas que prejudicam fortemente a rede de energia elétrica. As correntes harmônicas dão origem a uma energia reativa circulante no sistema, prejudicando a eficiência e diminuindo a sua capacidade. Além disso, as cargas não-lineares provocam distorções nas tensões dos alimentadores, devido a quedas de tensão nas impedâncias da linha e saturação nos transformadores de distribuição.

A forte presença de cargas não-lineares forçou os fabricantes de equipamentos eletroeletrônicos destinados à alimentação de sistemas, a incorporarem esses perfis de carga nos testes qualitativos dos seus equipamentos. Equipamentos como geradores, transformadores, *UPS (Uninterruptible Power Supply)*, estabilizadores, fontes ca, entre outros, precisam ser testados exaustivamente durante o seu desenvolvimento sob influência de cargas não-lineares para avaliação do seu desempenho e vida útil.

Além dos testes durante a etapa de desenvolvimento, após a sua fabricação, os equipamentos eletrônicos precisam ser submetidos a testes de “*Burn-in*” com duração de 24 a 72 horas sob carga nominal, para avaliar possíveis defeitos de fabricação [1]. Para a realização desses testes geralmente são utilizados bancos de cargas resistivas que dissipam a energia, transformando esta energia em calor para o ambiente [2]. Esse método é muito oneroso, pois além da energia perdida durante os testes, existe muitas vezes a necessidade de refrigeração do ambiente, que consome ainda mais energia. Além do desperdício energético, tal método não garante uma condição de trabalho com o perfil de corrente adequado, com a devida característica não-linear na qual o equipamento será submetido em campo.

As cargas passivas são robustas, mas nem sempre permitem realmente avaliar o desempenho de uma fonte. Para a obtenção de uma carga adequada a solução mais utilizada é a associação de conversores estáticos a bancos de resistores, capacitores e indutores, buscando reproduzir qualitativamente o perfil de carga desejado. Para avaliar o comportamento dinâmico das cargas, é necessária a concepção de dispositivos automáticos para a comutação das cargas, aumentando a complexidade e o custo do sistema. Essa solução muitas vezes resulta em equipamentos com peso e volume consideráveis, além de envolver um grande consumo de energia elétrica durante os testes, resultando em custos operacionais elevados.

Tendo em vista os ganhos ecológicos e econômicos em consequência do uso racional da energia, o estudo e desenvolvimento de recicladores de energia para aplicação em testes *Burn-in* ou em ensaios de operação de equipamentos eletroeletrônicos desperta forte interesse. Os recicladores de energia têm como principal vantagem a devolução de energia drenada dos equipamentos para a rede elétrica.

Quando o reciclador de energia permite um ajuste ou programação do perfil de carga ele é chamado de “emulador dinâmico de carga” ou “carga eletrônica” e sua utilização nos testes *Burn-in* ou nos ensaios de operação durante a fase de desenvolvimento, apresenta as seguintes vantagens [3]:

- Grande redução dos custos no consumo de energia elétrica (>80%);
- Redução dos custos de instalação e de consumo de energia dos sistemas de refrigeração;
- Redução do espaço ocupado pelos equipamentos sob teste com carga;
- Redução dos picos de demanda de potência.

Em [3] é apresentada uma análise financeira demonstrando que um reciclador poderá ter o retorno do investimento em apenas quatro meses. Considerando que os setores administrativos das empresas privadas consideram atrativos os investimentos que apresentem retorno em até 24 meses, esse resultado é surpreendente.

A configuração básica dos emuladores eletrônicos de carga com regeneração de energia pode ser vista na Figura 1, sendo formados por dois estágios de processamento de energia em série. O primeiro estágio consiste em um retificador de corrente controlado que é responsável por drenar do equipamento sob teste (EST) o perfil de corrente desejado. O estágio seguinte consiste de um inversor controlado em corrente que é responsável pela

injeção de corrente na rede elétrica, em contra-fase com a tensão, caracterizando a regeneração de energia.

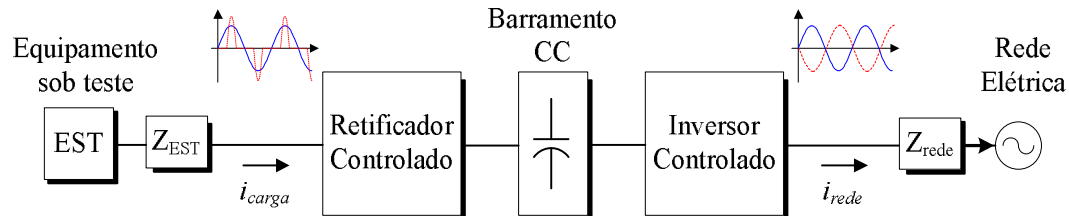


Figura 1 – Representação unifilar de um emulador eletrônico de cargas com regeneração de energia.

Muitos trabalhos têm sido publicados nos últimos anos sobre recicladores de energia aplicados a *UPS* [2], [3], [4], [5], a carregadores de bateria ou fontes cc [2], [6], [7] e a reatores eletrônicos [7]. Entretanto, todos os recicladores para fontes ca de que tratam os trabalhos referenciados acima são projetados para absorver uma corrente somente senoidal do EST, podendo-se alterar a defasagem entre esta corrente e a tensão do mesmo, para o controle do fluxo de potência reativa.

Já em [9] é discutida e apresentada a implementação de um emulador para testes em fontes ca capaz de emular os perfis de carga resistivo, indutivo e não-linear, com a absorção de correntes de formato poligonal, quadrado e de semi-ciclos senoidais.

Em [10] é apresentado um emulador monofásico com regeneração capaz de emular os perfis de carga resistivo, indutivo, capacitivo e não-linear, onde o perfil de carga não-linear apresentado nos resultados experimentais emula um retificador em ponte com filtro capacitivo.

Outra questão importante diz respeito aos filtros de alta frequência utilizados para atenuar os harmônicos provenientes da comutação dos conversores utilizados nos emuladores. Todos os recicladores para fontes ca de que tratam os trabalhos referenciados acima utilizam o filtro L, o qual utiliza um indutor para a conexão do conversor e o EST. No entanto para sistemas de alta potência o valor da indutância tende a ser muito grande, o que torna o filtro volumoso e caro, além de prejudicar a resposta dinâmica do sistema [11]-[14].

Como alternativa o filtro LC de segunda ordem pode ser utilizado, entretanto ao conectar o emulador a equipamentos com baixa impedância de saída, tais como fonte ca e *UPS* podem ocorrer as seguintes situações: circulação de corrente de alta frequência entre os conversores; ressonância entre filtros e instabilidade de controle.

Outra alternativa é o emprego do filtro LCL, o qual apresenta maior atenuação dos harmônicos em alta frequência, resultando em menores valores de indutância e consequentemente menor volume e peso [11]-[12]. Entretanto, o filtro LCL assim como o LC apresenta um pico de ressonância em seu espectro de frequência, que pode instabilizar o sistema realimentado.

O amortecimento da ressonância do filtro LCL pode ser realizado através de métodos passivos ou ativos. O método passivo consiste na inclusão de resistências em série ou paralelo com os elementos que compõem o filtro LCL. Contudo, esta técnica aumenta as perdas e, consequentemente, reduz o rendimento do sistema [12]-[15]

Em [16], é apresentado um emulador dinâmico de carga, com filtro LCL e amortecimento passivo que, segundo os autores, é capaz de efetuar ensaios de funcionamento e teste *Burn-in* de fontes de tensão cc e ca, podendo emular cargas lineares e não-lineares. Entretanto o resultado experimental contempla somente a emulação de carga resistiva indutiva.

O método de amortecimento ativo é baseado em modificações nas malhas de controle do sistema [12], [15], [17]-[18]. Alguns autores propõem técnicas baseadas na inclusão de um resistor virtual, o qual necessita de um sensor de corrente conforme a posição de inclusão do resistor virtual [13]. Outra técnica aplicada é baseada na inclusão de um compensador em avanço, o qual necessita da leitura da tensão no capacitor do filtro LCL [12], [15], [17].

Este trabalho se propõe ao desenvolvimento de um emulador eletrônico de cargas lineares e não-lineares com regeneração de energia, que permita ensaios em equipamentos de alimentação alternada tais como: fontes ca, transformadores, geradores, *UPS* e inversores, possibilitando a devolução para a rede elétrica da maior parte da energia drenada dos equipamentos sob teste.

No modo de emulação de cargas lineares deverá permitir a variação da amplitude de corrente e ângulo de deslocamento com baixa distorção harmônica, podendo emular potência ativa e reativa. No modo de emulação de cargas não-lineares deverá permitir emulação de correntes com forte distorção harmônica, elevado fator de crista, possibilitando a variação do fator de potência.

Com intuito de simplificar a implementação, em um primeiro momento o emulador será projetado e implementado com filtro LC e amortecimento passivo tanto no conversor de entrada quanto no conversor de saída. Posteriormente será projetado o filtro LCL com amortecimento ativo através do uso do compensador em avanço para o conversor de entrada.

No capítulo 2 deste trabalho, serão tratadas as aplicações para o emulador eletrônico de cargas com regeneração de energia, os equipamentos que podem ser submetidos a testes com emuladores, estudo das características de saída destes equipamentos, normas técnicas referentes a testes com cargas e estudo das características de emuladores eletrônicos de cargas comerciais.

No capítulo 3 é apresentada a estrutura de potência utilizada para o desenvolvimento do emulador eletrônico de cargas, assim como o projeto e análise dos filtros de alta frequência que compõem a estrutura do emulador.

No capítulo 4 é realizada a descrição do sistema de controle proposto para o emulador eletrônico de cargas. Na sequência são deduzidos os modelos dinâmicos necessários para o projeto do sistema de controle, bem como o projeto dos controladores que compõem o sistema proposto.

O capítulo 5 apresenta-se a especificação dos perfis de carga e dos equipamentos utilizados na simulação e posteriormente nos resultados experimentais. Apresenta os circuitos utilizados na simulação assim como, os resultados da simulação do emulador eletrônico de cargas.

No capítulo 6 são apresentados os circuitos eletrônicos que compõem o emulador eletrônico de cargas implementado em laboratório e os resultados obtidos experimentalmente.

Finalizando são apresentadas as conclusões deste trabalho, realizando uma análise geral sobre o trabalho desenvolvido.

2 ESTUDO DAS APLICAÇÕES PARA O EMULADOR ELETRÔNICO DE CARGAS

O emulador eletrônico de carga pode ser empregado na avaliação e validação do funcionamento de equipamentos elétricos ao longo das diferentes etapas de industrialização e vida útil. Dentre as principais etapas pode-se citar:

- Desenvolvimento;
- Fabricação;
- Manutenção.

Durante o processo de desenvolvimento de um equipamento elétrico, existem etapas onde são necessários testes com cargas para avaliar o correto dimensionamento e funcionamento de todos os componentes que compõem o equipamento. Os testes de *burn-in* e vida útil (*life-cycle*) são padronizados através de normas nacionais e internacionais e são aplicados aos equipamentos de acordo com sua classe.

Estas rotinas de testes não se restringem ao desenvolvimento de novos produtos, sendo normalizados para as linhas de produção, tendo em vista o controle de qualidade de fabricação e normalização dos produtos desenvolvidos.

Este capítulo apresenta o estudo das aplicações existentes para emuladores eletrônicos de carga. Na seção 2.1 é feito o estudo da característica de saída de alguns equipamentos elétricos que fazem uso de emuladores. A seção 2.2 apresenta uma síntese das principais normas referentes a testes com cargas, em seguida na seção 2.3 são apresentados os perfis de carga, os quais podem ser emulados em um emulador, por fim, a seção 2.4 apresenta o estado da arte de emuladores eletrônicos de carga.

2.1 ESTUDO DAS CARACTERÍSTICAS DE SAÍDA DOS EQUIPAMENTOS

Os equipamentos que podem ser submetidos a testes com emuladores eletrônicos de cargas são em sua maioria dispositivos que geram ou processam energia elétrica. Dentre uma infinidade de dispositivos pode-se destacar:

- Fontes ininterruptas de energia (*UPS - Uninterruptible Power Supply*);
- Inversores sem conexão a rede (*Off-Grid Inverters*);

- Gradadores (*Soft-Starter*);
- Fontes de tensão estabilizadas;
- Fornos de indução;
- Transformadores;
- Geradores.

Dentre os equipamentos listados acima, elegeu-se o transformador, gerador e *UPS* para estudo das características de saída.

2.1.1 Transformador

A essência do funcionamento de um transformador requer apenas que haja um fluxo comum, variável no tempo, enlaçando dois ou mais enrolamentos.

Em análises de engenharia que envolve o transformador como elemento de circuito, costuma-se adotar, ao invés do circuito completo, uma entre diversas formas de aproximação para o circuito equivalente [19].

A Figura 2 apresenta o circuito equivalente utilizado nesta análise. A corrente de excitação é desconsiderada por completo, sendo representado por uma impedância equivalente em série, onde:

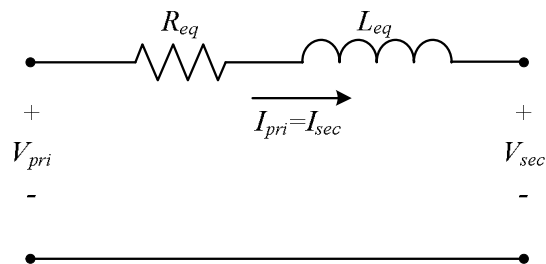


Figura 2 – Circuito equivalente de um transformador.

- V_{pri} Representa a tensão do terminal primário;
- R_{eq} Representa a resistência equivalente;
- L_{eq} Representa a indutância equivalente;
- V_{sec} Representa a tensão do terminal secundário.

2.1.2 Gerador

Um dos tipos mais importantes de máquinas elétricas rotativas é o gerador síncrono. Esta máquina é capaz de converter energia mecânica em elétrica quando operada como gerador e energia elétrica em mecânica quando operada como motor.

Uma máquina síncrona em condições de regime permanente é uma máquina cuja velocidade é proporcional à frequência de sua armadura. O rotor, juntamente com o campo magnético criado pela corrente cc do campo do rotor, gira na mesma velocidade ou em sincronismo com o campo magnético girante, que é produzido pelas correntes de armadura, resultando em um conjugado constante [19].

O circuito equivalente de uma máquina síncrona em notação complexa é apresentado na Figura 3, onde:

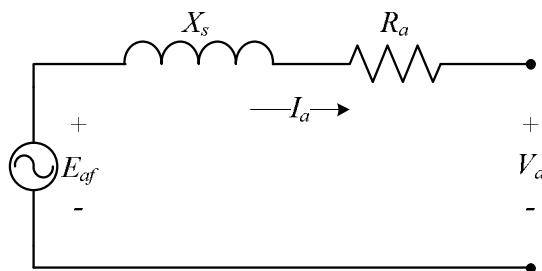


Figura 3 – Circuito equivalente de uma máquina síncrona com sentido de referência do tipo gerador.

E_{af} Representa a tensão induzida pelo fluxo do enrolamento de campo;

X_s Representa a reatância síncrona, composta pela reatância de dispersão e magnetização;

R_a Representa a resistência da armadura;

V_a Representa a tensão de terminal;

I_a Representa a corrente de terminal.

Como o objetivo é a obtenção do modelo do gerador, o sentido de referência da corrente I_a é adotado como saindo dos terminais da máquina, caracterizando um gerador. Logo a tensão terminal do gerador é representada pela equação (1):

$$V_a = -R_a \cdot I_a - j \cdot X_s \cdot I_a + E_{af} \quad (1)$$

É importante verificar que o circuito da Figura 3 é um circuito equivalente monofásico, entre linha e neutro de uma máquina trifásica que opera em condições de equilíbrio trifásico. Assim, logo que as tensões e correntes da fase “a” forem obtidas, as correntes e tensões das fases “b” e “c” podem ser obtidas tanto a partir do circuito equivalente como diretamente da equação (1).

2.1.3 Fonte de Alimentação Ininterrupta (UPS)

Fonte de alimentação ininterrupta, também conhecida pelo acrônimo *UPS* (*Uninterruptible power supply*) ou *no-break*, é um sistema de alimentação secundário de energia elétrica que tem como função alimentar continuamente com energia elétrica cargas críticas a ele conectadas.

As *UPS* com a topologia *on-line* utilizam dupla conversão, onde no primeiro estágio o retificador opera como conversor de tensão ca da rede elétrica em tensão cc e no segundo estágio o inversor converte tensão cc em ca para a saída.

Na topologia *on-line* o inversor é responsável por toda potência fornecida à carga durante todo o tempo de operação. Isso garante à carga uma energia de qualidade com baixa distorção harmônica, tensão e frequência controladas e independentes da rede elétrica.

Os principais componentes de um *UPS* são:

- Circuito retificador / carregador;
- Circuito inversor;
- Banco bateria;
- Chave estática.

A Figura 4 apresenta os blocos de uma *UPS* *on-line*.

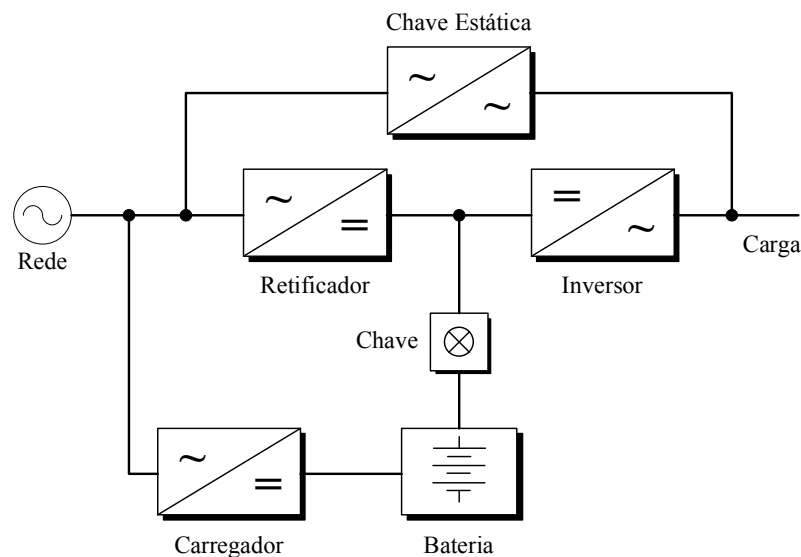


Figura 4 – Representação em blocos de uma *UPS*.

Pelo fato da *UPS* possuir realimentação de tensão de saída, os sistemas de controle internos garantem que a tensão de saída do filtro siga a referência configurada. Logo o circuito equivalente visto pela carga fica condicionado a uma fonte de tensão em série com a

impedância do filtro de interferência eletromagnética ou filtro de *EMI* (*Electromagnetic interference*), conforme mostra a Figura 5.

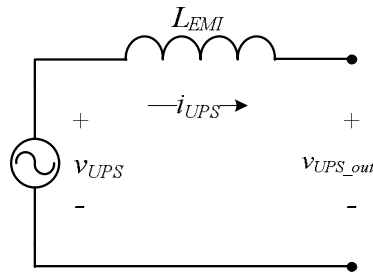


Figura 5 – Circuito equivalente de uma UPS.

2.2 ESTUDO DAS NORMAS TÉCNICAS REFERENTES AOS TESTES COM CARGAS

A utilização das normas no processo produtivo confere segurança, tanto para os fornecedores, quanto para os consumidores. A correta observação de tais parâmetros resulta na qualidade e confiabilidade do produto desenvolvido.

No mercado existem normas e recomendações que especificam os tipos de testes pelos quais os equipamentos eletrônicos devem ser submetidos, assim como as limitações com relação a distorção harmônica na corrente de carga.

Dentre as normas e recomendações que tratam deste assunto, destacam-se:

- IEC 62040-1;
- IEC 62040-3;
- IEEE Std C37.110-2008;
- IEEE Std C57.12.00-2000;
- IEEE Std 519-1992.

A norma IEC 62040-1 [20] em seu anexo L define os perfis de carga para testes de UPS. De acordo com a norma este tipo de equipamento deve ser testado com cargas lineares e não-lineares. Os perfis de cargas lineares citados na norma são:

- Resistor;
- Resistor-indutor série;
- Resistor-indutor paralelo;
- Resistor-capacitor série;
- Resistor-capacitor paralelo,

Como carga não-linear cita-se:

- Retificador não controlado com filtro capacitivo.

A norma IEC 62040-3 [21] em sua seção 6 descreve uma série de ensaios de tipo e rotina para *UPS*. No entanto, por ser uma norma para *UPS* de qualquer potência e tipo, não define critérios de aceitação, deixando os critérios de desempenho dos ensaios a cargo dos fabricantes. Dentre os testes citados na norma, destacam-se para emulação:

- Teste com potência nominal;
- Teste de sobrecarga;
- Teste com carga desbalanceada.

A norma IEEE C57.12.00-2000 [22] recomenda que a corrente de carga de transformadores de distribuição deve possuir formato aproximadamente senoidal e não exceder 5% de distorção harmônica total.

A norma IEEE C57.110-2008 [23] recomenda práticas para avaliação e especificação para o projeto de transformadores que alimentam cargas não-lineares. O procedimento evita a diminuição da vida útil dos transformadores, pois contabiliza as perdas geradas pela circulação de componentes harmônicas decorrentes das cargas não-lineares conectadas aos mesmos.

A norma IEEE 519-1992 [24] apresenta-se como guia para projeto e análise de sistemas elétricos alimentando cargas lineares e ou cargas não-lineares, especificamente para condições de regime permanente. Na seção 10 da norma são apresentadas tabelas com limites para distorção harmônica de corrente e tensão no ponto de acoplamento de cargas (PAC) de sistemas de baixa, média e alta tensão.

A Tabela I traz as informações necessárias da norma para o nível de tensão analisado, onde:

Tabela I – Limites de distorção da corrente de carga para sistemas de distribuição (120 V a 69 kV) [24].

Valores máximos dos harmônicos de corrente em percentual de I_L						
Ordem dos harmônicos (harmônicos ímpares)						
I_{cc}/I_L	<11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
< 20	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
$20 < 50$	7,0	3,5	2,5	1,5	0,5	8,0
$50 < 100$	10,0	4,5	4,0	2,0	0,7	12,0
$100 > 1000$	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
>1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0

I_{cc} Corrente de curto-circuito;

I_L Componente fundamental da máxima corrente de demanda na carga;

TDD Distorção harmônica da corrente em % da máxima demanda da corrente na carga.

Os limites diferem de acordo com o nível de tensão e com o nível de curto-circuito do PAC. A amplitude da corrente de curto-circuito I_{cc} , em relação à corrente de carga depende da impedância do sistema. Logo, quanto maior a corrente de curto-circuito (menor impedância), maiores serão as distorções de corrente admissíveis. À medida que se eleva o nível de tensão, menores são os limites aceitáveis.

2.3 DEFINIÇÃO DO PERFIL DE CARGA

De acordo com as normas pesquisadas, o perfil de carga ideal para testes de equipamentos eletrônicos pode ser definido para cada equipamento.

2.3.1 Perfil de Carga para *UPS* e Geradores.

Pelo fato de *UPS* e geradores serem utilizados em conjunto em aplicações com cargas críticas, optou-se por aplicar o mesmo perfil de carga para ambos os equipamentos.

De acordo com a IEC 62040-1 [20] o perfil de cargas para testes com *UPS* deve ser composto de cargas lineares e não-lineares. A seguir são descritos os perfis segundo a norma.

2.3.1.1 Perfil de Carga Resistivo:

A Figura 6 apresenta o perfil de carga resistiva. A *UPS* deve ser ensaiada com potência nominal, sendo que o valor da resistência R é dado pela equação (2), onde:

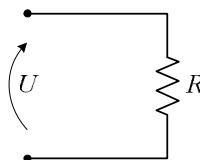


Figura 6 – Perfil de carga resistiva.

$$R = \frac{U^2}{P} \quad (2)$$

U Representa a tensão de saída;

P Representa a potência ativa.

2.3.1.2 Perfil de Carga Resistivo-Indutivo Série

A Figura 7 apresenta o perfil de carga resistiva indutiva série. Os valores da resistência R e da indutância L são calculados através das equações (3) e (4) respectivamente:

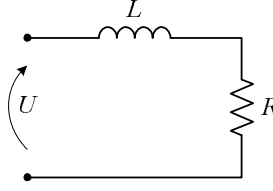


Figura 7 – Perfil carga resistivo-indutivo série.

$$R = \frac{U^2 \cdot \lambda}{S} \quad (3)$$

$$L = \frac{U^2 \cdot \sqrt{1 - \lambda^2}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot S} \cdot \lambda \quad (4)$$

onde:

- S Representa potência aparente em VA;
- λ Representa fator de potência;
- f Representa a frequência de rede.

2.3.1.3 Perfil de Carga Resistivo-Indutivo Paralelo

A Figura 8 apresenta o perfil de carga resistiva indutiva paralela. Os valores da resistência R e da indutância L são calculados através das equações (5) e (6) respectivamente.

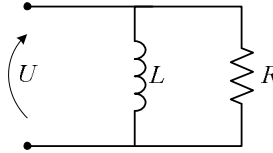


Figura 8 – Perfil carga resistivo-indutivo paralelo.

$$R = \frac{U^2}{S \cdot \lambda} \quad (5)$$

$$L = \frac{U^2}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot S \cdot \sqrt{1 - \lambda^2}} \quad (6)$$

2.3.1.4 Perfil de Carga Resistivo-Capacitivo Série

A Figura 9 apresenta o perfil de carga resistiva capacitiva série. Os valores da resistência R e da capacitância C são calculados através das equações (3) e (7) respectivamente.

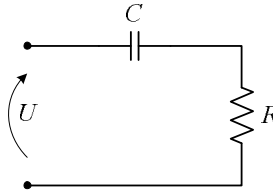


Figura 9 – Perfil carga resistivo-capacitivo série.

$$C = \frac{S^2}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot U^2 \cdot \sqrt{1 - \lambda^2}} \quad (7)$$

2.3.1.5 Perfil de Carga Resistivo-Capacitivo Paralelo

A Figura 10 apresenta o perfil de carga resistiva capacitiva paralela. Os valores da resistência R e da capacitância C são calculados através das equações (5) e (8) respectivamente.

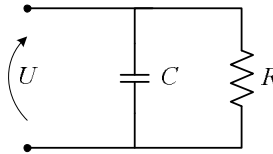


Figura 10 – Perfil carga resistivo-indutivo paralelo.

$$C = \frac{S \cdot \sqrt{1 - \lambda^2}}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot U^2} \quad (8)$$

2.3.1.6 Perfil de Carga Retificador Não Controlado com Filtro Capacitivo

A Figura 11 apresenta o perfil de carga não-linear formado por um retificador monofásico onda completa com filtro capacitivo e resistor em paralelo,

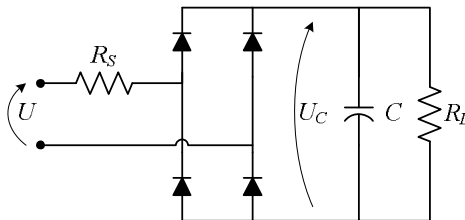


Figura 11 – Retificador monofásico ponte completa com filtro capacitivo.

onde:

- U_C Tensão retificada sobre a carga;
- R_L Resistor de carga;
- R_S Resistência série da linha;

Segundo a norma a ondulação na tensão de saída U_C deve possuir amplitude de 5% correspondendo a uma constante de tempo dada pela equação (9).

$$R_L \cdot C = \frac{7,5}{f} \quad (9)$$

A resistência de carga deve ser projetada para consumir 66% da potência ativa do montante da potência aparente S , conforme equação (10).

$$R_L = \frac{U_C^2}{0,66 \cdot S} \quad (10)$$

O resistor série da linha deve ser projetado de maneira a consumir 4% da potência ativa atendendo a norma IEC/TC 64 [25] a qual propõem limites para queda de tensão em linhas de transmissão.

$$R_L = \frac{0,04 \cdot U^2}{S} \quad (11)$$

De acordo com a IEC 62040-1 [20] a equação (12) representa a tensão média U_C entregue pelo retificador onde é levada em consideração a ondulação da tensão de saída, queda de tensão na linha e a distorção da tensão.

$$U_C = 1,22 \cdot U \quad (12)$$

2.3.2 Perfil de Carga para Transformadores

Como descrito anteriormente, a norma IEEE 519-1992 [24] apresenta-se como guia para projeto ou análise de sistemas elétricos alimentando cargas lineares e ou cargas não-lineares, especificamente para condições de regime permanente. Visto que o transformador é parte integrante de um sistema elétrico, pressupõe-se que os limites impostos pela norma para assegurar a qualidade do sistema, são aplicados ao transformador.

Sendo assim, a corrente de curto-circuito I_{cc} pode ser obtida através da equação (13):

$$I_{CC} = \frac{V_{Base}}{Z_{Sistema}} \quad (13)$$

onde:

V_{Base} Tensão de base do sistema;

$Z_{Sistema}$ Somatório de impedâncias da linha e do transformador.

A corrente de carga é definida como sendo a nominal do transformador:

$$I_L = I_{n_Trafo} \quad (14)$$

Sendo assim calculando a relação entre a corrente de curto-circuito e de carga, pode-se calcular de acordo com a Tabela I o conteúdo harmônico da corrente de carga que pode ser aplicada ao transformador.

2.4 ESTADO DA ARTE DE CARGAS ELETRÔNICAS COMERCIAIS

2.4.1 Modos de Operação das Cargas Eletrônicas

A seguir são apresentados os principais modos de operação de uma carga eletrônica.

2.4.1.1 Resistência Constante (RC)

A Figura 12 apresenta o modo de carga em que a resistência emulada é mantida constante, obedecendo a Lei de Ohm.

Dentre suas aplicações visa substituir os tradicionais ensaios de carga com resistores convencionais.

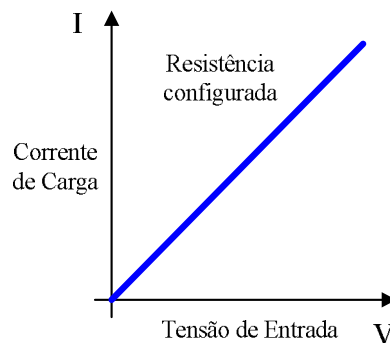


Figura 12 – Característica do perfil de carga com resistência constante.

2.4.1.2 Corrente Constante (CC)

Na Figura 13 é apresentado o modo de emulação de carga em que a corrente é mantida constante, independentemente da variação da tensão ou impedância de saída do EST.

Dentre suas aplicações, visa efetuar ensaios sob corrente nominal, com a variação de potência absorvida em função da variação de tensão de saída do equipamento.

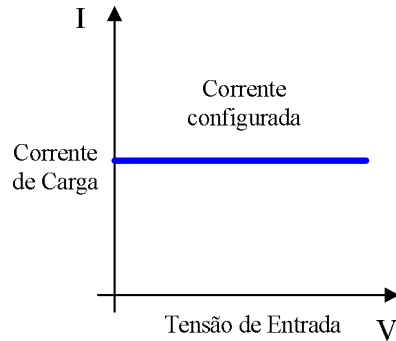


Figura 13 – Característica do perfil de corrente constante.

2.4.1.3 Potência Constante (PC)

A Figura 14 apresenta o modo de emulação de carga em que a potência ativa absorvida durante o ensaio é mantida constante.

Dentre suas aplicações encontra-se, o ensaio de fontes e geradores.

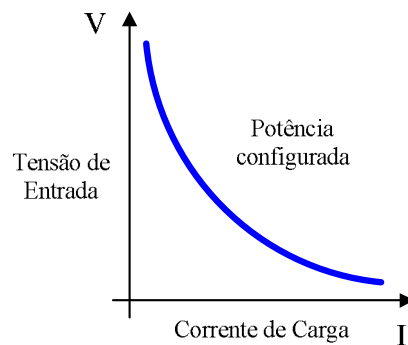


Figura 14 – Característica do perfil de carga de potência constante.

2.4.1.4 Tensão Constante (TC)

A Figura 15 apresenta o modo de emulação de carga em que a tensão é mantida constante, independentemente da variação da corrente de carga do EST.

Dentre suas aplicações encontra-se o ensaio de fontes de corrente ou carregadores de bateria.

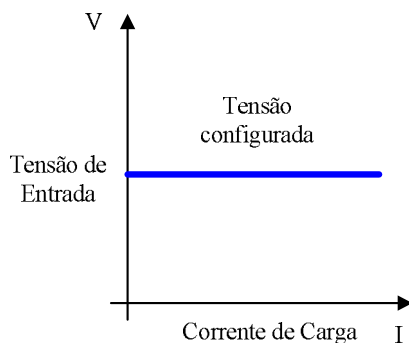


Figura 15 – Característica do perfil de carga com tensão constante.

2.4.2 Principais Perfis de Carga das Cargas Eletrônicas

Os principais perfis de carga que uma carga eletrônica pode emular são brevemente descritos a seguir.

2.4.2.1 Corrente Transitória (*Inrush*)

Na Figura 16 é apresentado o perfil de corrente de carga transitória. Este perfil de carga emula o comportamento da corrente de carregamento de banco de capacitores e corrente magnetizante de transformadores e motores quando inicialmente energizados.

Dentre suas aplicações encontra-se o ensaio de fusíveis e chaves seccionadoras.

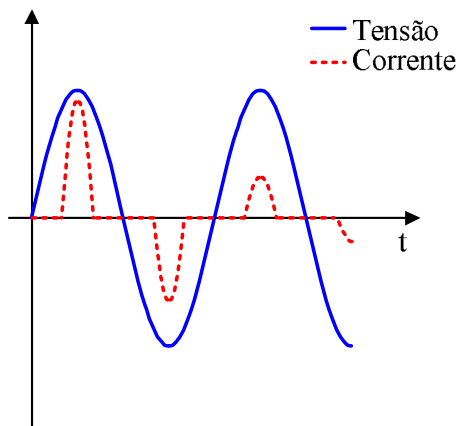


Figura 16 – Característica do perfil de carga de corrente transitória.

2.4.2.2 Linear do Tipo RLC

A Figura 17 apresenta o perfil de corrente de carga com fator de potência entre 0 e 1, indutivo ou capacitivo.

Aplicação: ensaio de qualquer equipamento ou sistema sob variações de potência ativa e reativa.

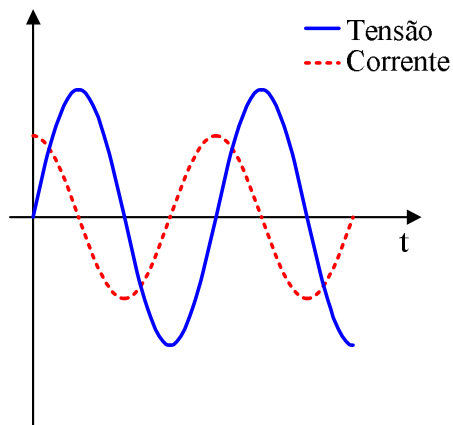


Figura 17 – Característica do perfil de carga tipo RLC.

2.4.2.3 Não-Linear do Tipo RLC Retificada

A Figura 18 apresenta o perfil de corrente de carga com fator de crista maior que 1,414 (até 4,0).

Aplicação: ensaios com variação do fator de crista e fator de potência.

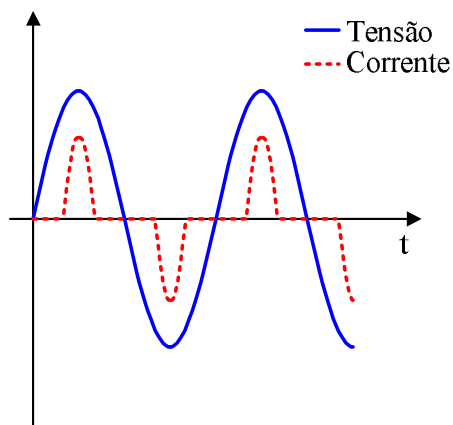


Figura 18 – Característica do perfil de carga RLC retificada.

2.4.2.4 Corrente Tipo Pulso Retangular

Na Figura 19 é apresentado o perfil de corrente de cargas compostas por circuitos retificadores e cargas fortemente indutivas no lado cc.

Aplicação: ensaio do comportamento de qualquer equipamento ou sistema alimentando um retificador e indutor de saída.

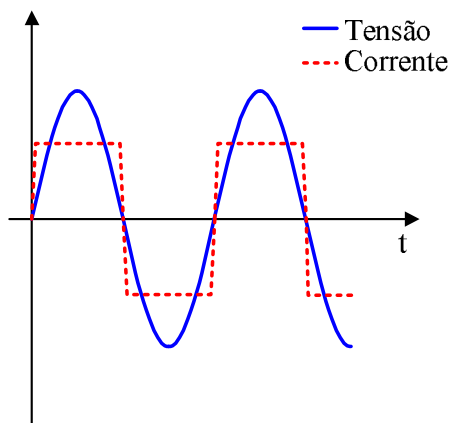


Figura 19 – Característica do perfil de carga tipo pulso retangular.

2.4.2.5 Carga Desequilibrada

A Figura 20 apresenta o perfil de corrente trifásica com desequilíbrio entre as fases.

Aplicação: ensaio de alimentadores trifásicos, tais como geradores, linhas de transmissão, transformadores ou fontes, sob efeito de cargas desequilibradas.

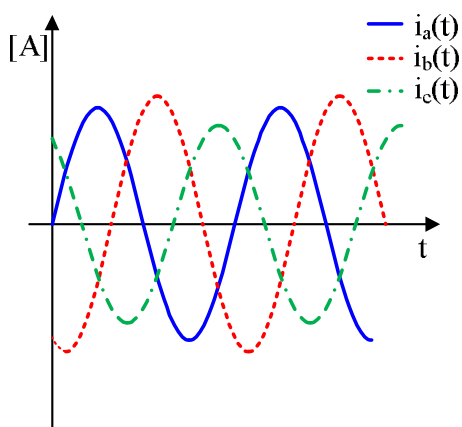


Figura 20 – Característica do perfil de carga desequilibrada.

2.4.2.6 Não-Linear Genérica

A Figura 21 apresenta o perfil de corrente de carga com formato genérico, podendo emular qualquer dos tipos de carga.

Aplicação: ensaio de equipamentos diversos, tais como geradores, transformadores, linhas de transmissão, fontes e medidores de energia, sob o efeito de componentes harmônicas de corrente.

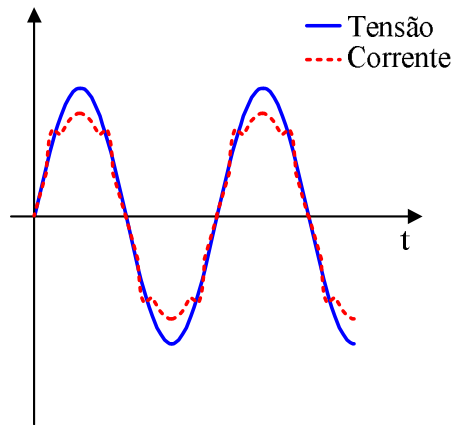


Figura 21 – Característica do perfil de carga não-linear genérica.

2.4.3 Fabricantes de Emuladores Eletrônicos de Cargas para Corrente Alternada

Os principais fabricantes de emuladores encontrados no mercado mundial são listados abaixo:

- California Instruments (AMETEK Inc.);
- Sorensen Power Supplies (AMETEK Inc.);
- NH Research Inc. (NHR);
- Chroma ATE Inc.;
- Kikisui Electronics Corp.

Dentre os fabricantes listados acima os três primeiros são norte-americanos, o quarto é chinês e o quinto japonês. Nenhum destes fabricantes possui linhas de produção no Brasil, sendo apenas representados por empresas locais que importam e comercializam estes equipamentos.

Outra questão relevante diz respeito à assistência técnica destes equipamentos, a qual é realizada fora do país, o que acarreta em custos com deslocamento superiores se comparados com uma assistência local.

2.4.4 Características dos Emuladores Comerciais

Os modelos de emuladores comercializados possuem modos de operação semelhantes. Entretanto diferem na disponibilidade destes modos assim como nas características elétricas e mecânicas. Dentre as principais características de um emulador pode-se citar:

- Modos de operação;
- Potência;
- Faixa de tensão de entrada;
- Faixa de frequência de entrada;

- Corrente máxima de entrada;
- Quantidade de Fases;
- Regenerativa / dissipativa;
- Dimensões;
- Peso.

A Tabela II apresenta os modos de operação e principais perfis de carga dos equipamentos analisados e a Tabela III as características elétricas dos mesmos equipamentos.

Tabela II – Comparativo entre modos de operação e principais perfis de carga dos emuladores comerciais.

Modos de Operação	CHROMA 63800	SORENSEN SLM AC/DC	KIKISUI PCZ 1000A	CALIFORNIA 3091LD	NHR 4600
Modo RC	✓	✓	✓	✓	✓
Modo CC	✓	✓	✓	✓	✓
Modo TC	✗	✗	✗	✓	✓
Modo PC	✓	✗	✓	✓	✓
Perfil Transitório	✓	✗	✗	✓	✓
Perfil Retificador	✓	✗	✗	✗	✗
Perfil Genérico	✗	✗	✗	✗	✓

Tabela III – Comparativo entre características elétricas dos emuladores comerciais.

Características Elétricas	CHROMA 63802	SORENSEN SLM 60-20- 300	KIKISUI PCZ 1000A	CALIFORNIA 3091LD	NHR 4600
Potência	1800 W	300 VA	1 kW	3 kW	3 kW
Tensão de Entrada	50 – 350 V	60 V	14 – 280 V	50 – 350 V	50 – 350 V
Corrente de Entrada	18 A	20 A	10 A	30 A	30A
Frequência de Entrada	45 – 440 Hz	40 – 70 Hz	45 – 65 Hz	45 – 440 Hz	45 – 440 Hz
Fases	1	1	1	1	1
Tipo	Dissipativa	Dissipativa	Dissipativa	Dissipativa	Dissipativa

Como pode ser observado na Tabela III, nenhum dos modelos listados possui regeneração de energia para rede elétrica, ou seja, todos dissipam a energia absorvida internamente sob a forma de calor, tendo como consequência o aquecimento do ambiente em que se encontram.

2.5 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi apresentado o estudo das aplicações para emuladores eletrônicos de cargas para corrente alternada. Inicialmente o estudo da característica de saída de três equipamentos que podem ser testados com o emulador (transformador, gerador e *UPS*) visou o levantamento do modelo elétrico destes equipamentos para posterior verificação da interação com o emulador através de simulação numérica.

O estudo das normas técnicas vigentes proporcionou o levantamento do perfil de carga para testes de transformadores e fontes ininterruptas de alimentação (*UPS*). Os perfis de carga aqui definidos serão posteriormente utilizados para emular cargas convencionais durante simulações e testes experimentais.

O estado da arte dos emuladores eletrônicos de cargas comerciais apresentou os principais modos de operação existentes no mercado e evidenciou um número pouco expressivo de fabricantes ao redor do mundo. Por fim o estudo dos emuladores comerciais apresentou um comparativo entre os modos de operação e as características elétricas de cada modelo.

3 DEFINIÇÃO DA ESTRUTURA DE POTÊNCIA

Neste capítulo é apresentada a estrutura de potência do emulador de cargas não-lineares. A estrutura é composta por dois conversores trifásicos a quatro fios equipados com filtros passivos de alta frequência

A estrutura de potência utilizada pelo emulador é bem conhecida na literatura, não cabendo aqui detalhar a análise a respeito desta estrutura, logo, serão apresentadas as características da estrutura e as equações que definem os elementos passivos dos conversores.

Para os filtros passivos serão apresentados os procedimentos que levaram a escolha dos componentes, como determinação da função de transferência, característica de filtragem e avaliação da resposta em frequência.

3.1 DIAGRAMA GERAL DAS ESTRUTURAS DE POTÊNCIA

A configuração básica do emulador apresentado na Figura 22 é formada por dois estágios de processamento de energia em série acoplados aos filtros de alta frequência. O primeiro estágio é denominado conversor de entrada e consiste em um retificador controlado em corrente responsável por drenar do EST o perfil de corrente de carga o qual se deseja emular. O segundo estágio é denominado conversor de saída e consiste em um inversor controlado em corrente responsável pela injeção de corrente na rede elétrica, em contra-fase com a tensão, caracterizando a regeneração de energia.

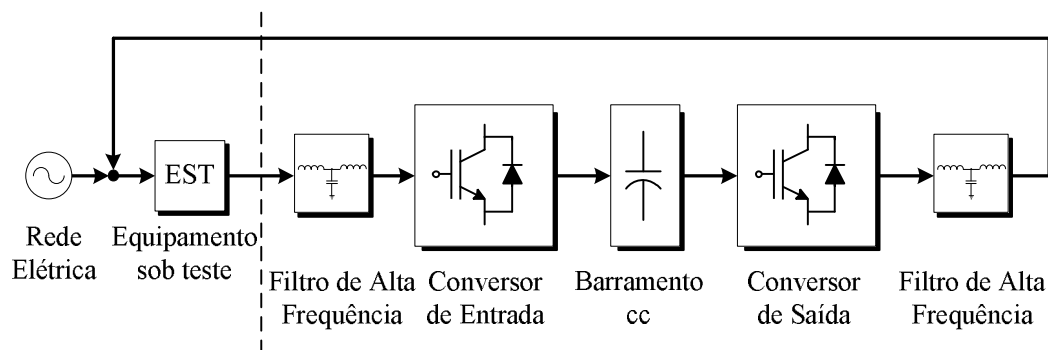


Figura 22 – Representação unifilar do emulador eletrônico de cargas com regeneração de energia proposto.

3.2 APRESENTAÇÃO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA

O inversor trifásico a quatro fios utilizado para implementação do emulador emprega barramento capacitivo com ponto médio (*capacitor split*). Esta topologia, além da compensação de harmônicos, permite compensar desequilíbrio na corrente de carga, isto é, pode atuar para qualquer tipo de carga.

Analisando a estrutura apresentada na Figura 23, verifica-se que o circuito é composto por dois conversores, em que cada um possui seis interruptores, sendo dois para cada fase, constituindo um braço. Os dois conversores se conectam através do banco capacitivo o qual é formado por uma associação de capacitores com ponto médio.

A cada fase da estrutura é acoplado um filtro de alta frequência, responsável pela atenuação do conteúdo harmônico gerado pela comutação dos interruptores.

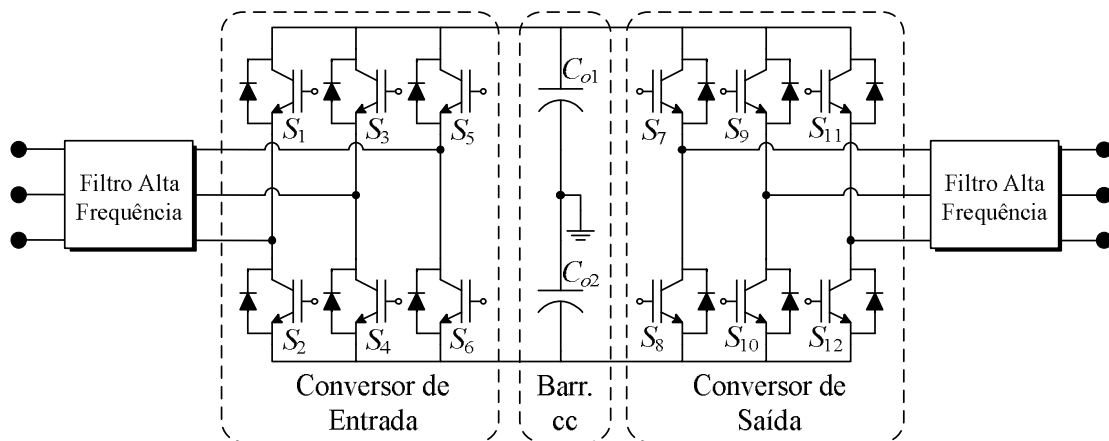


Figura 23 – Inversor trifásico a quatro fios com derivação do barramento cc.

O inversor trifásico utilizando banco capacitivo com ponto médio pode ser analisado como um inversor monofásico meia-ponte, visto que o ponto médio permite um laço fechado e independente para cada fase, conforme apresentado na Figura 24.

Para obtenção da razão cíclica pode-se desprezar o capacitor C_f dos filtros LC e LCL, devido a elevada impedância desse capacitor na frequência fundamental. Sendo assim para efeito de cálculo da razão cíclica tanto o filtro LC quanto o filtro LCL são considerados como sendo um filtro L.

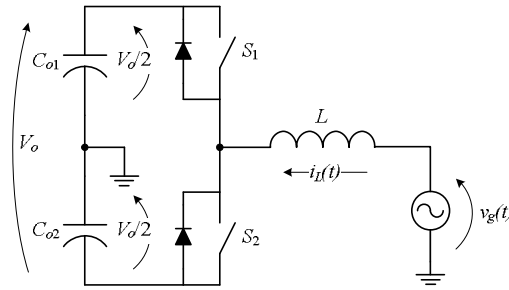


Figura 24 – Circuito equivalente do inversor trifásico com ponto médio.

Aplicando o princípio de balanço volt-segundo no indutor, o qual define que em regime permanente a tensão média sobre o indutor em um período de comutação é nula [26]. A equação (15) define a tensão sobre o indutor:

$$v_L(t) = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (15)$$

Considerando que em regime permanente a corrente apresenta variação nula em um período de comutação e considerando as etapas de operação do conversor pode-se chegar a equação (16) que representa a razão cíclica:

$$d(t) = \frac{1}{2} + \frac{v_g(t)}{V_o} \quad (16)$$

3.3 ESTUDO E PROJETO DOS FILTROS DE ALTA FREQUÊNCIA

O preço a ser pago pelas vantagens oferecidas pelo uso de conversores de potência é a emissão de harmônicos de corrente provenientes da comutação dos interruptores. Para atenuar estes harmônicos é necessária a utilização de filtros de saída. Na grande maioria das aplicações, a escolha do filtro é baseada no compromisso entre atenuação do conteúdo harmônico, tamanho dos componentes do filtro e custo.

Os filtros LC e LCL são muito utilizados em aplicações industriais e amplamente difundidos na literatura científica. Sendo assim, a seguir os filtros LC e LCL serão analisados e projetados visando a implementação e a comparação dos resultados.

3.3.1 Filtro LC

Na Figura 25 é apresentado o circuito equivalente para o sistema utilizando filtro LC, O propósito é levantar a função de transferência que relaciona a corrente no indutor $i_L(t)$ com a corrente no capacitor do filtro passivo $i_{C_f}(t)$ a fim de que possa ser observada a resposta deste filtro.

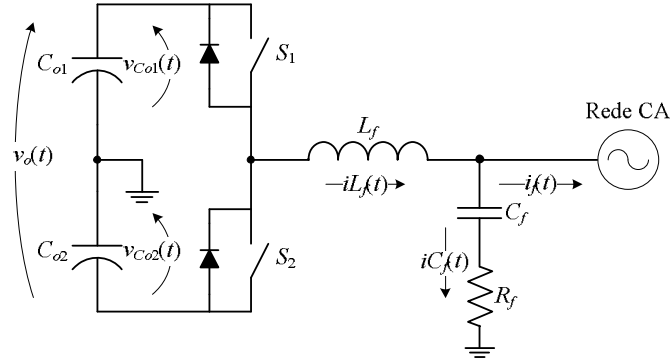


Figura 25 – Circuito equivalente com filtro de alta frequência.

Avaliando as malhas que compõem o inversor mais o filtro passivo é possível obter duas equações referentes a cada etapa de operação, conforme:

1ª etapa:

$$V_{Co1}(s) = -I_{Lf}(s) \cdot \frac{1}{s \cdot C_{o1}} = s \cdot L_f \cdot I_{Lf}(s) + \left(\frac{1}{s \cdot C_f} + R_f \right) \cdot I_{Cf}(s) \quad (17)$$

2ª etapa:

$$-V_{Co2}(s) = -I_{Lf}(s) \cdot \frac{1}{s \cdot C_{o2}} = s \cdot L_f \cdot I_{Lf}(s) + \left(\frac{1}{s \cdot C_f} + R_f \right) \cdot I_{Cf}(s) \quad (18)$$

Sendo:

$$2 \cdot C_o = C_{o1} + C_{o2} \quad (19)$$

Pode-se observar que as equações (17) e (18) demonstram que as duas etapas são análogas. Logo, pode-se escrever a relação entre a corrente no capacitor pela corrente no indutor conforme segue:

$$\frac{I_{Cf}(s)}{I_{Lf}(s)} = -\frac{L_f}{R_f} \cdot \frac{\left(s^2 + \frac{1}{s \cdot C_f} \right)}{s \cdot C_{o2}} \quad (20)$$

É desejável que o filtro atenuie as frequências de ordem superior às frequências de interesse do emulador e permita que as frequências inferiores sejam reproduzidas no EST. Para tal função, a equação (20) deve se comportar como um filtro passa alta, fazendo com que a corrente no capacitor seja praticamente nula para baixas frequências e se assemelhe com a corrente no indutor para as frequências mais elevadas.

A frequência de ressonância do filtro é dada por:

$$f_{res_LC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (21)$$

3.3.2 Projeto do Filtro LC

Nesta seção será apresentado o projeto de um filtro LC com amortecimento passivo para o inversor trifásico a quatro fios baseado na metodologia apresentada em [27].

A Tabela IV traz as especificações necessárias para a realização do projeto.

Tabela IV – Especificações de projeto.

Potência da carga	$P_o = 4.500 \text{ W}$
Tensão do barramento cc	$V_o = 600 \text{ V}$
Tensão eficaz de fase da rede	$V_{rd} = 127 \text{ V}$
Ondulação de corrente máxima	$\Delta i_L \% = 27 \%$
Ondulação de tensão no barramento	$\Delta V_o \% = 4 \%$
Frequência de comutação	$f_s = 50 \text{ kHz}$
Banda passante	$B = 3.050 \text{ Hz}$
Frequência da rede	$f_{rd} = 60 \text{ Hz}$

A indutância L_f pode ser calculada conforme a equação (22):

$$L_f \geq \frac{V_o \cdot T_s}{4 \cdot \Delta i_L} \quad (22)$$

onde:

V_o Tensão total de barramento;

T_s Período de comutação;

Δi_L Variação de corrente no indutor.

Substituindo os valores numéricos na equação (22), obtém-se o valor da indutância mínima necessária:

$$L_f = 653 \mu\text{H} \quad (23)$$

A banda passante do filtro passivo deve permitir a reprodução dos sinais de corrente necessários para compensar as distorções presentes na corrente de carga. Considerando que a ação do filtro tenha uma banda de cerca de 3 kHz será adotada a seguinte frequência de ressonância natural:

$$f_{res_LC} = 3 \text{ kHz} \quad (24)$$

Através da equação (25) pode-se calcular o valor da capacitância de filtro C_f .

$$C_f = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f_{res} \cdot \sqrt{L_f})^2} \quad (25)$$

Substituindo os valores numéricos na equação (25), obtêm-se o valor da capacitância de filtro C_f :

$$C_f = 4,5 \mu\text{F} \quad (26)$$

A resistência R_f pode ser calculada conforme equação (27).

$$R_f = \frac{1}{20 \cdot \pi \cdot f_{res} \cdot C_f} \quad (27)$$

Substituindo os valores numéricos na equação (27), obtêm-se o valor da resistência de amortecimento passivo necessária:

$$R_f = 1 \Omega \quad (28)$$

A Figura 26 apresenta o diagrama de Bode da função de transferência definida em (20).

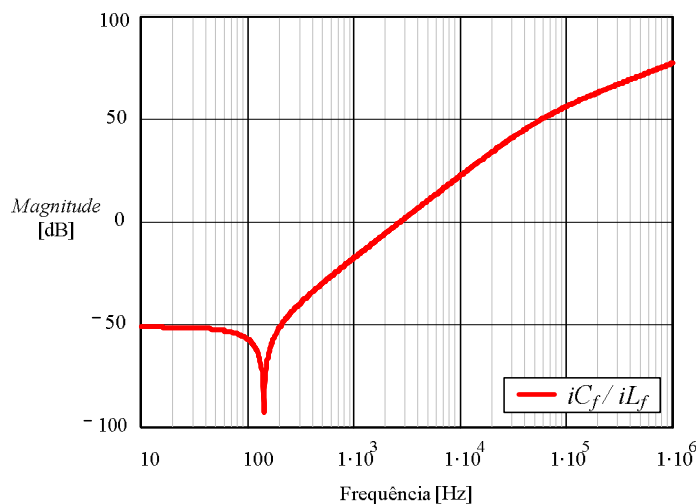


Figura 26 – Diagrama de Bode do filtro de alta frequência LC.

Observa-se que para as baixas frequências o ganho é ínfimo permitindo que praticamente toda a corrente gerada pelo inversor seja entregue a rede, a partir da frequência de cruzamento, a qual ficou em cerca de 2,8 kHz, o ganho se eleva fazendo com que as componentes de maior frequência geradas pelo inversor circulem pelo capacitor de saída.

A Tabela V apresenta os valores teóricos calculados juntamente com os valores utilizados no experimento prático.

Tabela V – Valores teóricos e experimentais para os elementos do filtro LC.

Parâmetro	Valor teórico	Valor experimental
Indutância L_f	653 μH	650 μH
Capacitância C_f	4,5 μF	5 μF
Resistência R_f	1 Ω	0,3 Ω
Banda passante	3 kHz	2,8 kHz

Decorrente da associação de capacitores disponíveis no laboratório, obteve-se capacitância equivalente de 5 μF , a qual foi empregada na capacitância do filtro LC. Como resistor de amortecimento passivo R_f foi utilizada a resistência série equivalente do capacitor.

3.3.3 Filtro LCL

Na Figura 27 é apresentado o circuito equivalente para o sistema utilizando filtro LCL. As resistências parasitas do filtro e a resistência da rede são desconsideradas. O indutor L_g representa a indutância da rede vista pelo conversor no ponto de conexão. A indutância total de saída pode ser representada por $L_{Total} = L_r + L_g$.

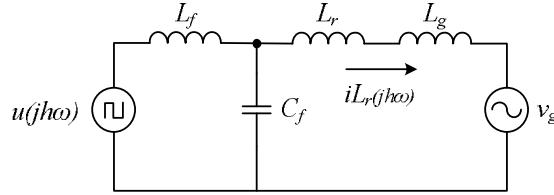


Figura 27 – Circuito equivalente para inversor com filtro LCL na saída.

Considerando a rede elétrica como um curto-circuito para as componentes harmônicas provenientes da comutação dos interruptores, obtêm-se a função de transferência da relação entre a tensão de saída do inversor e a corrente de saída:

$$\frac{iL_r(s)}{u(s)} = \frac{1}{s \left(s^2 + \frac{L_f + L_o}{L_f \cdot L_o \cdot C_f} \right)} \quad (29)$$

Substituindo o operador Laplace s por $jh\omega_g$, o módulo do ganho introduzido pelo filtro LCL pode ser expresso por

$$\left| \frac{iL_r(jh\omega_g)}{u(jh\omega_g)} \right| = \frac{1}{jh\omega_g \left| -h^2\omega_g^2 + \frac{L_f + L_o}{L_f \cdot L_o \cdot C_f} \right|} \quad (30)$$

Igualando-se o denominador da equação (30) a zero, obtém-se a equação da frequência de ressonância, que é dada por:

$$f_{res_LCL} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{L_f + L_o}{L_f \cdot L_o \cdot C_f}} \quad (31)$$

3.3.4 Projeto do Filtro LCL

Nesta seção será feito o projeto de um filtro LCL para inversor trifásico a quatro fios com barramento com ponto médio baseado na metodologia apresentada em [28] que é baseada nos seguintes parâmetros:

- Menor volume das indutâncias;
- Menor potência reativa consumida pela capacitância;
- Atender os requisitos recomendados pelas normas IEEE 519:1992 [24] e IEEE 1547:2003 [29] para os níveis de atenuação dos harmônicos de corrente correspondente à frequência de comutação;
- A frequência de ressonância do filtro LCL deverá atender à faixa de frequência definida por [12], [30]-[32].

De acordo com os parâmetros utilizados na metodologia citada e as especificações contidas na Tabela IV, os valores de indutância e capacitância do filtro LCL podem ser calculados.

A seguir é apresentado de modo sintetizado as principais equações que compõem a metodologia utilizada.

Através da equação (22), obtém-se o valor da indutância mínima necessária no lado do conversor:

$$L_f = 653 \mu\text{H} \quad (32)$$

Através da equação (33) pode-se avaliar a influência da variação da indutância total no valor da frequência de ressonância.

$$f_{res} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{h_{sw}^3 \cdot \omega^3 \cdot \alpha_{hsw} \cdot L_{Total}}{\alpha_{hsw} \cdot L_{Total} \cdot h_{sw} \cdot \omega + 1}} \quad (33)$$

onde:

L_{Total} Somatório das indutâncias L_f e L_r .

α_{hsw} Atenuação considerando a frequência de comutação.

h_{sw} Ordem da componente harmônica relativo a frequência de comutação.

ω Frequência angular

Através da avaliação gráfica da equação (33) chega-se ao valor de indutância do lado da rede L_r .

$$L_r = 130 \mu\text{H} \quad (34)$$

A capacitância C_f pode ser calculada conforme equação:

$$C_f \geq \frac{L_{Total} + \frac{1}{\alpha_{hsw} \cdot h_{sw} \cdot \omega}}{(h_{sw} \cdot \omega \cdot L_{Total})^2} \cdot \frac{(1 + \gamma)^2}{\gamma} \quad (35)$$

onde:

γ Constante de proporcionalidade entre L_f e L_r .

Substituindo os valores numéricos na equação (35), obtém-se o valor da capacitância necessária:

$$C_f = 2,6 \mu\text{F} \quad (36)$$

A Figura 28 apresenta o diagrama de Bode da função de transferência definida em (29).

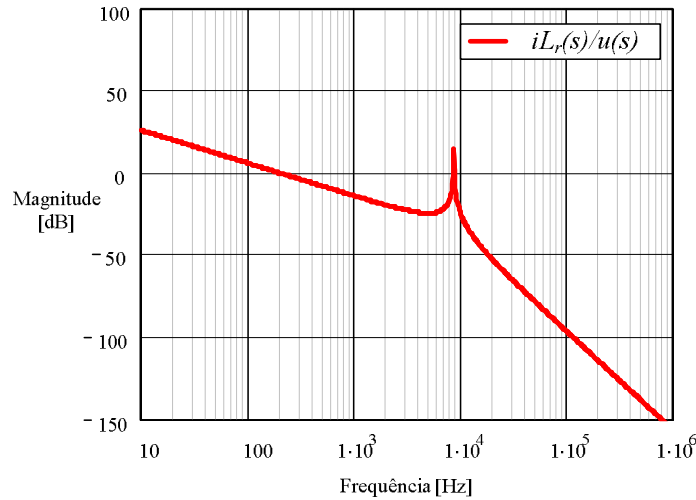


Figura 28 – Diagrama de Bode do filtro de alta frequência LCL.

Analisando a Figura 28 verifica-se que a atenuação oferecida pelo filtro para frequências maiores que a de ressonância, cresce na taxa de -60 dB/década apresentando boa atenuação das componentes harmônicas próximos à frequência de comutação. Entretanto para frequências menores que a de ressonância o filtro LCL se aproxima do comportamento do filtro L, ou seja, a taxa de atenuação é de -20dB/década.

A Tabela VI apresenta os valores teóricos calculados juntamente com os valores utilizados no experimento prático.

Tabela VI – Valores teóricos e experimentais para os elementos do filtro LCL.

Parâmetro	Valor teórico	Valor experimental
Indutância L_f	653 μH	650 μH
Indutância L_r	130 μH	130 μH
Capacitância C_f	2,6 μF	3 μF
Frequência de ressonância	9,48 kHz	8,8 kHz

Decorrente da associação de capacitores disponíveis no laboratório, obteve-se uma capacitância equivalente de 3 μF , a qual foi empregada na capacitância do filtro LCL.

3.4 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Este capítulo destinou-se a apresentação das características das estruturas de potência que integram o emulador de cargas não-lineares. Foram projetados e analisados os filtros de alta frequência que integram a estrutura do emulador.

Devido ao fenômeno da ressonância, o projeto do filtro LC contemplou o cálculo de um resistor de amortecimento R_f conectado em série com o capacitor C_f . A utilização desta técnica de amortecimento passiva se fez necessária para atenuar os altos ganhos que o filtro apresenta em torno da frequência de ressonância.

Da mesma forma que o filtro LC o filtro LCL também apresenta uma faixa de ressonância em seu espectro de frequência. Logo, uma técnica de amortecimento também deve ser utilizada para atenuar este problema. Desta maneira no capítulo 4 será apresentada uma técnica de amortecimento ativo para atenuação do ganho na frequência de ressonância do filtro LCL.

4 MODELAGEM E CONTROLE

Neste capítulo serão apresentadas as estratégias de controle do emulador, os modelos das malhas existentes e o projeto dos controladores. O capítulo é dividido em três partes principais: sistema de controle do conversor de saída com filtro LC, sistema de controle do conversor de entrada com filtro LC e sistema de controle do conversor de entrada com filtro LCL.

4.1 SISTEMA DE CONTROLE DO CONVERSOR DE SAÍDA COM FILTRO LC

4.1.1 Estratégia de Controle do Conversor de Saída

A Figura 29 apresenta a estrutura completa do conversor de saída do emulador. O sistema envolve cinco malhas de controle, sendo três de corrente e duas de tensão. Uma malha de tensão controla a tensão total do barramento cc e a outra a tensão diferencial sobre os capacitores do barramento.

O sistema de controle do conversor de saída deve ser capaz de atender as seguintes especificações: a corrente de saída entregue a rede pelo conversor deve ser senoidal com fator de potência unitário, regular a tensão no barramento cc e evitar desequilíbrios de tensão sobre os capacitores que compõem o barramento cc.

A técnica de controle adotada emprega o monitoramento da corrente no indutor L_f e controle por valores médios instantâneos. O formato senoidal da referência é obtido através da leitura da tensão da rede $v_g(t)$.

As três malhas de corrente são idênticas, exceto por trabalharem com uma defasagem de 120° , logo, a fim de facilitar a análise do sistema controlado, pode-se representar a estrutura de controle, sem perda de generalidade, por apenas uma malha de corrente e as duas de tensão.

O ponto médio no barramento cc, como mencionado, proporciona algumas vantagens em comparação com estrutura sem derivação, porém requer uma malha de tensão adicional para que as tensões sobre os capacitores se mantenham iguais ou próximas. Esta malha de

tensão diferencial é a mais lenta do sistema, pois é projetada para trabalhar apenas com valores contínuos.

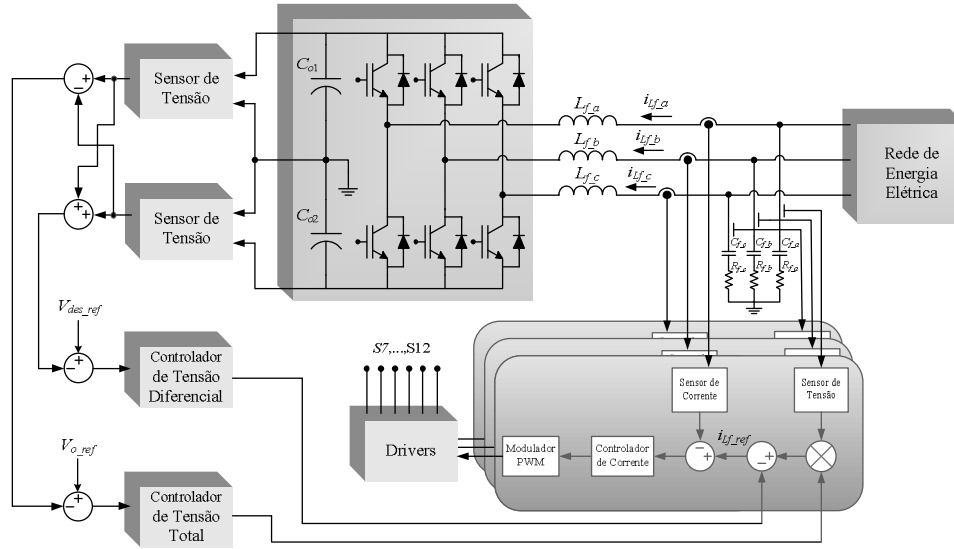


Figura 29 – Diagrama funcional do estágio de saída do emulador.

A malha de tensão total tem uma dinâmica mais rápida quando comparada à malha de tensão diferencial, atuando no valor médio de tensão, porém quando comparada a malha de corrente, também é considerada lenta. Sendo assim, pode-se dizer que há uma malha de nível cc (malha de tensão diferencial), uma que trabalha com frequência de corte na ordem de poucas dezenas de Hertz (malha de tensão total), e outra com dinâmica bem mais rápida que as anteriores possuindo uma frequência de corte de alguns quilo-hertz (malha de corrente).

A Figura 30 apresenta o diagrama de blocos que representa a estrutura de controle completa em malha fechada do conversor de saída do emulador.

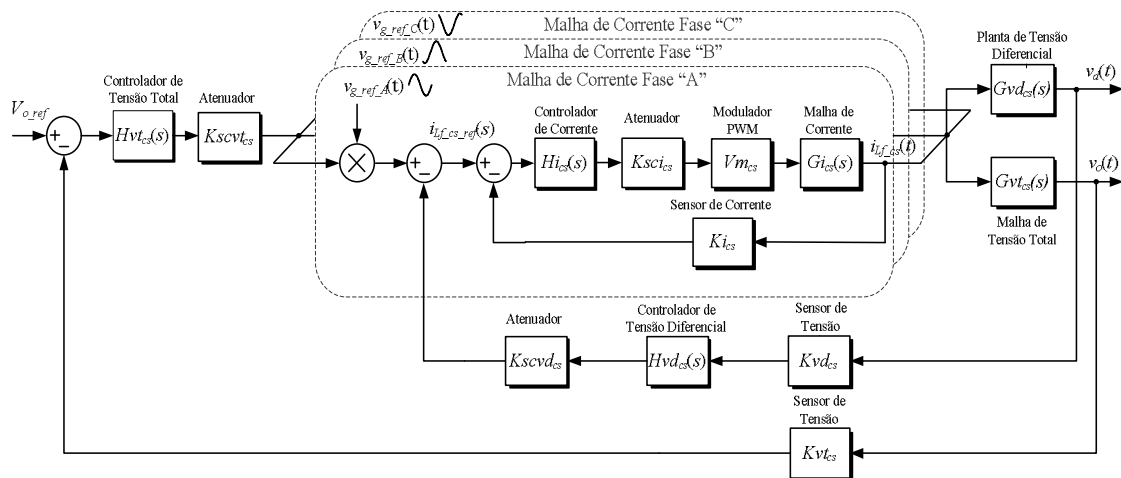


Figura 30 – Diagrama de blocos do sistema de controle do estágio de saída.

4.1.2 Modelagem do Controle do Conversor de Saída

Na seção anterior foi apresentada uma descrição do sistema de controle proposto para o conversor de saída. Para realizar o projeto dos controladores é necessário deduzir os modelos matemáticos que representam o comportamento dinâmico das malhas que compõem o conversor de saída.

Para cada malha apresentada na Figura 30, será apresentado o modelo matemático que descreve o comportamento dinâmico da malha, que são:

- $Gi_{cs}(s)$: função que expressa a relação entre a corrente de saída do filtro e a razão cíclica.
- $Gv_{t_{cs}}(s)$: função que expressa a relação entre a tensão total do barramento cc e a corrente de saída do filtro.
- $Gv_{d_{cs}}(s)$: função que expressa a relação entre tensão diferencial do barramento cc e a corrente de saída.

4.1.2.1 Modelo da Malha de Corrente

O modelo matemático da malha de corrente deve relacionar o comportamento da corrente no indutor L_f com a razão cíclica. Na Figura 31 é apresentado o circuito equivalente monofásico do inversor PWM trifásico a quatro fios com ponto médio desconsiderando o efeito da impedância da rede. Embora esta impedância implique na dinâmica do inversor, o presente caso assumirá que esta impedância é pequena em relação à impedância indutiva do inversor, e então, possa ser desprezada.

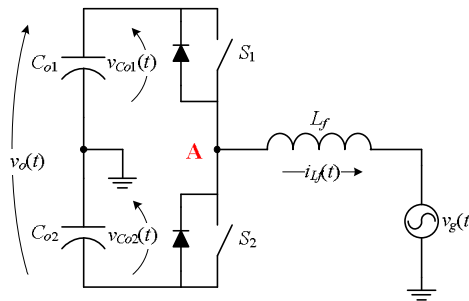


Figura 31– Circuito equivalente monofásico do conversor de saída.

Considerando que V_{Co1} e V_{Co2} têm valor $V_o/2$, a tensão no ponto “A” do circuito equivalente apresentado na Figura 31 tem o formato de onda da Figura 32 .

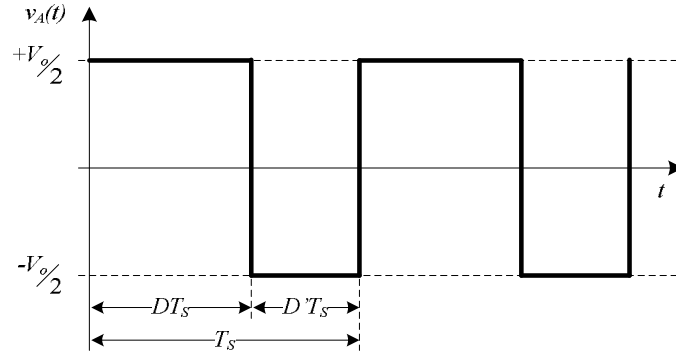


Figura 32 – Tensão instantânea no ponto “A” do circuito equivalente.

Calculando-se o valor médio instantâneo da tensão v_A , ou seja, o valor médio para um período de comutação, chega-se à equação

$$\langle v_A(t) \rangle = V_o \left[d(t) - \frac{1}{2} \right] \quad (37)$$

O circuito equivalente para o inversor pode ser rearranjado como mostra a Figura 33.

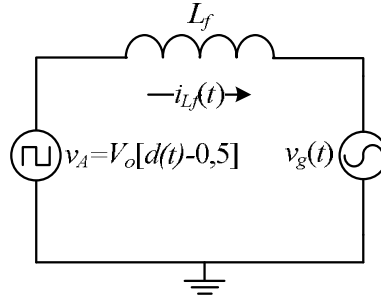


Figura 33 – Modelo da planta para uma fase.

O modelo dinâmico a ser utilizado é obtido através da substituição dos valores de $v_g(t)$ e $i_{L_f}(t)$ por seus valores médios em um período de comutação T_s , sendo estes representados por $\langle v_g(t) \rangle$ e $\langle i_{L_f}(t) \rangle$. Sendo assim, através da análise da malha do circuito da Figura 31, obtém-se a equação (38):

$$\langle v_g(t) \rangle + L_f \cdot \frac{d\langle i_{L_f}(t) \rangle}{dt} - V_o \cdot \left[d(t) - \frac{1}{2} \right] = 0 \quad (38)$$

Sendo a frequência de comutação significativamente maior que a frequência fundamental da rede elétrica, considera-se que a tensão da rede $v_g(t)$ é constante em um período de comutação. Aplicando-se uma pequena perturbação na razão cíclica e na corrente do indutor L_f , representados por $\hat{d}(t)$ e $\hat{i}_{L_f}(t)$, tem-se:

$$\langle v_g(t) \rangle = V_g \quad (39)$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (40)$$

$$\langle i_{L_f}(t) \rangle = I_{L_f} + \hat{i}_{L_f}(t) \quad (41)$$

Considerando que as perturbações apresentam amplitudes muito menores que seus valores quiescentes, obtêm-se a seguinte expressão:

$$V_g + L_f \cdot \frac{d\langle I_{L_f} + \hat{i}_{L_f}(t) \rangle}{dt} - V_o \cdot \left[D + \hat{d}(t) - \frac{1}{2} \right] = 0 \quad (42)$$

Para obter o modelo ca da planta de corrente de entrada, desprezam-se os componentes cc da equação (42) e obtém-se:

$$L_f \frac{d\hat{i}_{L_f}(t)}{dt} - V_o \cdot \hat{d}(t) = 0 \quad (43)$$

Aplicando Laplace com condições iniciais nulas na equação (43), obtém-se a função de transferência que relaciona a corrente no indutor L_f e a razão cíclica, dada pela equação (44).

$$Gi_{cs}(s) = \frac{I_{L_f}(s)}{D(s)} = \frac{V_o}{s \cdot L_f} \quad (44)$$

4.1.2.2 Modelo da Malha de Tensão Total

O modelo matemático da malha de tensão total deve descrever o comportamento dinâmico da tensão total de barramento cc a partir da corrente de entrada.

O circuito simplificado apresentado na Figura 34 pode ser utilizado para modelar a malha de tensão total, visto que a corrente de entrada do inversor é controlada pela malha interna de corrente e a malha de tensão total é significativamente mais lenta que a malha de corrente. Sendo assim, substituiu-se a fonte de tensão ca de entrada, o filtro LC e os interruptores, pela fonte de corrente controlada $I_{eq}(t)$, que representa a corrente no lado cc do conversor de saída.

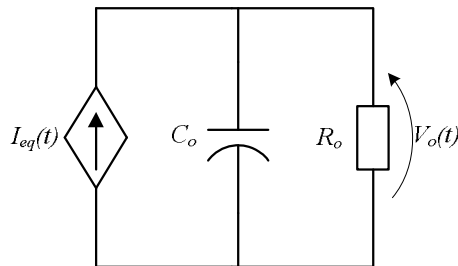


Figura 34 – Circuito equivalente para a malha de tensão total.

A determinação da função de transferência que relaciona a tensão total do barramento cc com a corrente da rede tem como ponto de partida a aplicação do princípio do balanço de potência [26], o qual define que a relação entre a potência de saída $P_o(t)$ e a potência trifásica de entrada $P_{in_3\phi}(t)$ é definida como:

$$P_{in_3\phi}(t) = \frac{P_o(t)}{\eta} \quad (45)$$

onde η representa o rendimento da estrutura do conversor de saída.

Considerando que a estrutura de potência apresenta fator de potência de entrada unitário então a potência de entrada é definida como:

$$P_{in_3\phi} = 3 \cdot V_{in_rms} \cdot I_{in_rms}(t) \quad (46)$$

onde $I_{in_rms}(t)$ representa o valor da corrente de entrada, a qual varia de acordo com a demanda de carga do conversor de saída. A tensão da rede $V_{in_rms}(t)$ é considerada invariante no tempo, pois a análise considera a corrente $I_{in_rms}(t)$ como variável de entrada.

A potência de saída da estrutura é definida pela equação (47)

$$P_o = V_o \cdot I_{eq}(t) \quad (47)$$

Substituindo (46) e (47) em (45), e isolando a variável da fonte de corrente $I_{eq}(t)$ tem-se:

$$I_{eq}(t) = \frac{3 \cdot \eta \cdot V_{in_rms} \cdot I_{in_rms}(t)}{V_o} \quad (48)$$

A tensão no barramento cc é dada por:

$$V_o = I_{eq}(t) \cdot \frac{1}{\frac{1}{R_o} + s \cdot C_o} \quad (49)$$

Substituindo (49) em (48), tem-se a equação (50) que relaciona a tensão total do barramento cc e o valor eficaz da corrente de entrada.

$$G_{vt_cs}(s) = \frac{V_o(s)}{I_{in_rms}(s)} = \frac{3 \cdot \eta \cdot V_{in_rms}}{V_o \cdot \left(\frac{1}{R_o} + s \cdot C_o \right)} \quad (50)$$

Tendo que relação da tensão de pico da rede pela tensão de barramento total é definida como índice de modulação ma , e que $R_o \rightarrow \infty$ o modelo da malha de tensão total é dado por:

$$G_{vt_cs}(s) = \frac{V_o(s)}{I_{in_pk}(s)} = \frac{3}{2} \cdot \frac{\eta \cdot ma}{s \cdot C_o} \quad (51)$$

4.1.2.3 Modelo da Malha de Tensão Diferencial

O modelo matemático da malha de tensão diferencial deve sintetizar a relação da tensão diferencial entre as tensões dos capacitores do barramento cc e a corrente de entrada.

O circuito simplificado apresentado na Figura 35 pode ser utilizado para modelar a malha de tensão diferencial, pois a corrente de entrada da estrutura é controlada pela malha interna de corrente e a malha de tensão diferencial é significativamente mais lenta que a malha de corrente. Sendo assim, substituiu-se a fonte de tensão ca de entrada, o filtro LC e os interruptores, por duas fontes de corrente controladas $i_{Lf}(t)$, que representam a corrente no lado da rede.

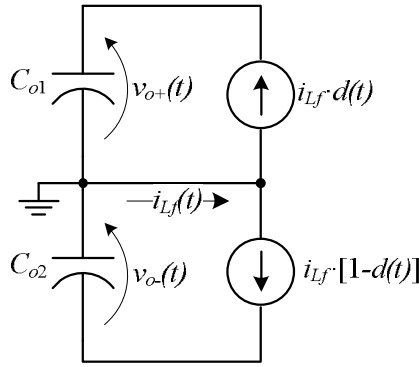


Figura 35 – Circuito equivalente da planta de tensão diferencial.

O circuito equivalente monofásico representado na Figura 35 pode ser utilizado por se tratar de um conversor PWM a quatro fios, sendo assim cada fase pode ser analisada independentemente. Através da análise de malha do circuito, obtêm-se as seguintes equações.

$$i_{Lf}(t) \cdot d(t) = C_{o1} \cdot \frac{dv_{o+}(t)}{dt} \quad (52)$$

$$i_{Lf}(t) \cdot [d(t) - 1] = C_{o2} \cdot \frac{dv_{o-}(t)}{dt} \quad (53)$$

Aplicando Laplace nas equações (52) e (53), obtêm-se as equações (54) e (55).

$$V_{o+}(s) = \frac{D}{s \cdot C_{o1}} \cdot I_{Lf}(s) \quad (54)$$

$$V_{o-}(s) = \frac{(D - 1)}{s \cdot C_{o2}} \cdot I_{Lf}(s) \quad (55)$$

A função de transferência da malha de tensão diferencial é definida como:

$$G_{vd_cs}(s) = \frac{V_{o+}(s) - V_{o-}(s)}{I_{Lf}(s)} \quad (56)$$

Considerando que:

$$2 \cdot C_o = C_{o1} = C_{o2} \quad (57)$$

pode-se obter a função transferência da malha de tensão diferencial para cada fase do conversor trifásico substituindo (54), (55) e (57) em (56).

$$G_{vd_cs}(s) = \frac{1}{2 \cdot s \cdot C_o} \quad (58)$$

Considerando a contribuição das demais fases do sistema e que o sistema seja balanceado e equilibrado, o modelo para a malha de tensão diferencial para o sistema trifásico é expresso por:

$$G_{vd_cs}(s) = \frac{3}{2 \cdot s \cdot C_o} \quad (59)$$

4.1.2.4 Modelo do Modulador PWM

A função de transferência do modulador *PWM* é obtida utilizando as mesmas considerações apresentadas em [33], porém, utiliza-se como portadora uma onda triangular com valores mínimo e máximo de 0 e V_T , respectivamente. A razão cíclica desejada é obtida pela comparação entre o sinal de saída do controlador com a portadora, conforme a Figura 36.

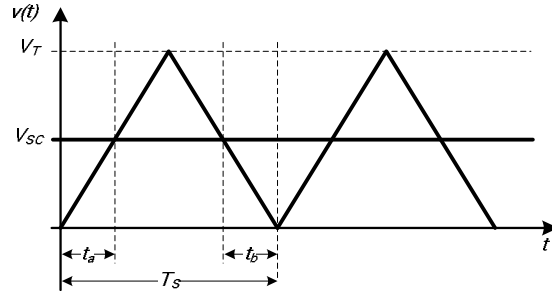


Figura 36 – Sinais de comparação para o PWM.

Considerando que a tensão de saída do controlador V_{sc} segue a tensão de referência V_{ref} , e que a onda triangular é simétrica, tem-se a relação (60).

$$\frac{V_T}{V_{ref}} = \frac{T_s}{t_a + t_b} \quad (60)$$

Sendo a razão cíclica definida por (61),

$$D = \frac{t_a + t_b}{T_s} \quad (61)$$

chega-se a uma relação entre a razão cíclica pela tensão de referência, isto é, um modelo para o modulador PWM, como mostra a equação (62).

$$Vm = \frac{D}{V_{ref}} = \frac{1}{V_T} \quad (62)$$

4.1.2.5 Modelo do Sensor de Tensão

Para o monitoramento da tensão de barramento é utilizado um divisor resistivo, de forma que através de uma relação simples de resistências seja possível obter a atenuação desejada. A Figura 34 apresenta o sensor de tensão não isolado.

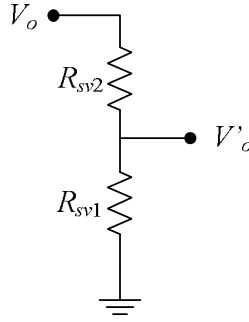


Figura 37 – Sensor de tensão do barramento cc.

O ganho do sensor é dado por:

$$Kv = \frac{V'_o}{V_o} = \frac{R_{sv1}}{R_{sv1} + R_{sv2}} \quad (63)$$

4.1.2.6 Modelo do Sensor de Corrente

O sensor utilizado é o transdutor de corrente de efeito hall CSNT-651 da Honeywell, cujo ganho é dado por $K = 1:2000$. A saída deste sensor é em corrente e como se deseja obter um nível de tensão equivalente a corrente monitorada, é necessário utilizar um resistor R_{sc} na saída do sensor. A função de transferência do sensor como um todo é dada por:

$$Ki = \frac{R_{sc}}{K} \quad (64)$$

4.1.3 Projeto dos Controladores do Conversor de Saída

Nesta seção será apresentado o projeto dos controladores que compõem o sistema do conversor de saída. A definição dos controladores é baseada na metodologia de resposta em frequência onde o ganho e a fase são determinados em função da frequência.

De acordo com a metodologia apresentada em [33]-[35] o projeto de sistemas contínuos no plano “s” deve atender os seguintes requisitos:

- Margem de fase entre 30° e 90°;
- A inclinação da curva de ganho para o sistema em laço aberto na passagem por 0 dB deve ser de -20 dB/década;
- Erro estático nulo;
- A frequência de cruzamento da curva de ganho para o sistema em laço aberto deve ser pelo menos quatro vezes menor do que a frequência de comutação do modulador PWM.

A Tabela VII apresenta os parâmetros necessários ao projeto do sistema de controle do conversor de saída.

Tabela VII – Parâmetros para projeto do sistema de controle.

Indutância do filtro LC de entrada	$L_{f_{ce}} = 650 \mu\text{H}$
Capacitância do filtro LC de entrada	$C_{f_{ce}} = 5 \mu\text{F}$
Indutância do filtro LC de saída	$L_{f_{cs}} = 650 \mu\text{H}$
Capacitância do filtro LC de saída	$C_{f_{cs}} = 5 \mu\text{F}$
Indutância lado conversor do filtro LCL de entrada	$L_{f_{ce}} = 650 \mu\text{H}$
Indutância lado rede do filtro LCL de entrada	$L_{r_{ce}} = 130 \mu\text{H}$
Capacitância do filtro LCL de entrada	$C_{f_{ce}} = 3 \mu\text{F}$
Capacitância do barramento cc	$C_o = 940 \mu\text{F}$
Tensão nominal do barramento cc	$V_o = 600 \text{ V}$
Atenuação do sensor de corrente	$K_{i_{cs}} = 0,068$
Atenuação do sensor de tensão total	$K_{vt_{cs}} = 0,01$
Atenuação do sensor de tensão diferencial	$K_{vd_{cs}} = 0,01$
Atenuação na saída do controlador de corrente	$K_{sc_i_{cs}} = 0,65$
Atenuação na saída do controlador de tensão total	$K_{sc_vt_{cs}} = 0,20$
Atenuação na saída do controlador de tensão diferencial	$K_{sc_vd_{cs}} = 0,50$
Atenuação do multiplicador	$K_m = 0,1$
Frequência de comutação	$f_s = 50 \text{ kHz}$
Valor de pico da triangular do PWM	$V_T = 11 \text{ V}$

4.1.3.1 Projeto do Controlador de Corrente

Como ponto de partida para o projeto do controlador de corrente, tem-se o diagrama em blocos da malha de controle de corrente apresentada na Figura 38.

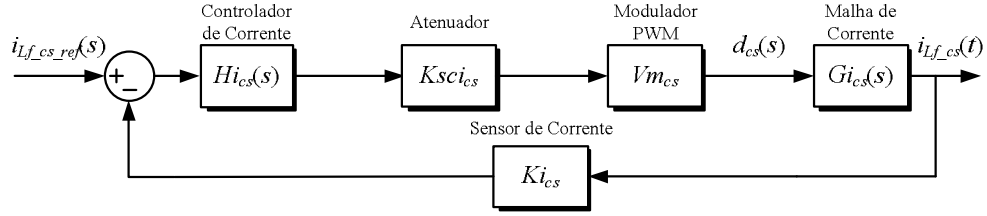


Figura 38 – Diagrama de blocos da malha de corrente.

Analisando o diagrama da Figura 38 obtém-se a função de transferência de laço aberto da malha de corrente que é apresentada na equação (65):

$$FTLA_{i_{cs}}(s) = H_{i_{cs}}(s) \cdot K_{sci_{cs}} \cdot Vm_{cs} \cdot Ki_{cs} \cdot \frac{V_o}{s \cdot L_f} \quad (65)$$

De acordo com a Tabela VII a Figura 39 apresenta o ganho e a fase de laço aberto da malha de corrente do conversor de saída não compensado $FTLA_{i_{cs_nc}}(s)$, ou seja com $H_{i_{cs}}(s) = 1$.

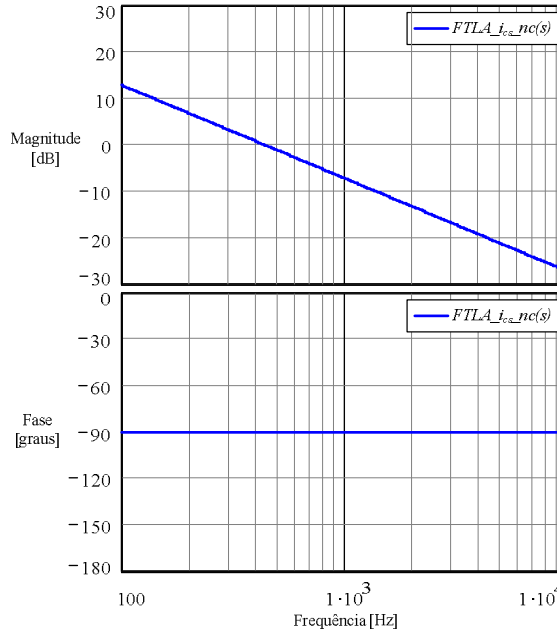


Figura 39 – Diagrama de Bode da função de laço aberto de corrente sem compensação $FTLA_{i_{cs_nc}}(s)$.

Analisando a função de transferência $FTLA_{i_{cs_nc}}(s)$ pode-se concluir que o sistema é de fase não mínima com pólo posicionado na origem. Apresenta boa margem de fase (MF = 90°), porém a frequência de cruzamento, onde o ganho é 0 dB, está em torno de 450 Hz, abaixo do esperado para a banda passante do conversor.

Segundo a metodologia de projeto de controladores apresentada em [33], onde a frequência de corte projetada deverá ser menor ou igual a um quarto da frequência de

comutação, a frequência de corte para a malha de corrente $fc_{i_{cs}}$ será adotada como sendo um sexto da frequência de comutação, conforme equação (66).

$$fc_{i_{cs}} = \frac{f_s}{6} = 8,33 \text{ kHz} \quad (66)$$

Devido ao sistema apresentar boa margem de fase, um controlador do tipo proporcional é suficiente para levar a frequência de cruzamento por 0 dB para o valor desejado. Porém, um controlador do tipo proporcional integral (PI) além de reduzir o erro de regime, proporciona através da ação integrativa, uma inclinação negativa em 20 dB/década, fazendo com que o ganho de laço aberto nas baixas frequências se eleve, melhorando a rejeição de distúrbios. No entanto, se comparado ao controlador proporcional possui velocidade de resposta inferior. Com intuito de reduzir os ruídos de alta frequência durante implementação, um pólo adicional será utilizado no controlador. Desta forma o controle de corrente do conversor de saída corresponde a um PI mais um pólo adicional alocado em alta frequência.

A função de transferência do controlador está apresentada na equação (67).

$$Hi_{cs}(s) = Kpi_{i_{cs}} \cdot \frac{s + Zi_{cs}}{s(s + Pi_{cs})} \quad (67)$$

Pelo fato da planta de corrente já apresentar a inclinação desejada de -20 dB/década na frequência de cruzamento por 0 dB em laço aberto, o controlador não deverá alterar esta inclinação, logo é necessário que a frequência do zero do controlador Zi_{cs} seja igual ou menor que a frequência de cruzamento desejada. Desta forma, define-se:

$$Zi_{cs} = \frac{2 \cdot \pi \cdot fc_{i_{cs}}}{2} \quad (68)$$

O pólo de alta frequência do controlador é alocado entre os valores de frequência de corte e frequência de comutação. Sendo assim, tem-se:

$$Pi_{cs} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_s}{2} \quad (69)$$

Através da análise de malha aberta de controle de corrente, sabe-se que:

$$20 \cdot \text{Log}[|FTLA_{i_{cs}}(fc_{i_{cs}})|] = 0 \quad (70)$$

Desta forma, obtém-se:

$$|FTLA_{i_{cs}}(fc_{i_{cs}})| = 1 \quad (71)$$

Utilizando as equações (65), (67) e (71), e realizando as operações de módulo, tem-se:

$$Kpi_{i_{cs}} = \frac{L_f}{Ksc_{i_{cs}} \cdot Vm_{cs} \cdot Ki_{cs} \cdot V_o} \cdot \frac{(2 \cdot \pi \cdot fc_{i_{cs}})^2 \cdot \sqrt{(2 \cdot \pi \cdot fc_{i_{cs}})^2 + Pi_{cs}^2}}{\sqrt{(2 \cdot \pi \cdot fc_{i_{cs}})^2 + Zi_{cs}^2}} \quad (72)$$

O valor obtido é:

$$Kpi_{fs} = 2.525.000 \quad (73)$$

O circuito do controlador analógico utilizado para o controle de corrente do conversor de saída é apresentado na Figura 40

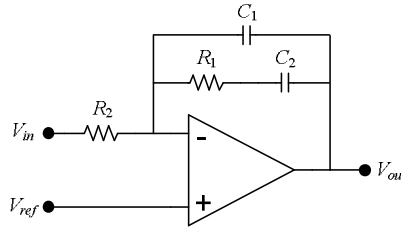


Figura 40 – Controlador analógico.

Comparando a função de transferência do circuito mostrado na Figura 40 com a função do controlador mostrado na equação (67), obtêm-se as equações para o cálculo do controlador. Define-se o capacitor C_2 de forma que os valores dos demais componentes se encontrem dentro da faixa comercial.

$$C_2 = 1 \text{ nF} \quad (74)$$

$$R_1 = \frac{1}{C_2 \cdot Zi_{cs}} = 33 \text{ k}\Omega \quad (75)$$

$$C_1 = \frac{1}{(Pi_{cs} - Zi_{cs}) \cdot R_1} = 220 \text{ pF} \quad (76)$$

$$R_2 = \frac{1}{C_1 \cdot Kpi_{i_{cs}}} = 1,8 \text{ k}\Omega \quad (77)$$

Para ilustrar a influência da inclusão do controlador projetado $Hi_{cs}(s)$ na resposta do sistema a Figura 41 apresenta o diagrama de Bode contendo a resposta em frequência da malha de corrente controlada $FTLA_{i_{cs}}(s)$, do controlador $Hi_{cs}(s)$ e da malha de corrente não controlada $FTLA_{i_{cs}_{nc}}(s)$.

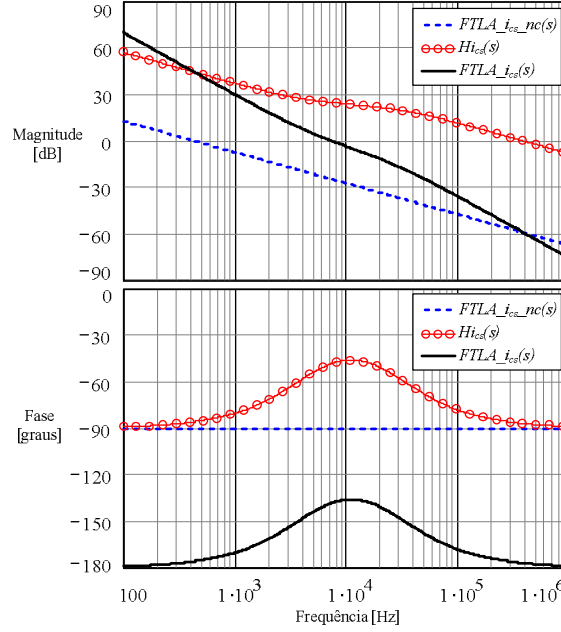


Figura 41 – Módulo e fase das funções de malha aberta da malha de corrente.

O diagrama de ganho e fase de laço aberto da malha de corrente apresenta frequência de cruzamento de 7,6 kHz e margem de fase de 41°. Observa-se um ganho elevado para as frequências abaixo do cruzamento, permitindo maior robustez ao controle frente a distúrbios nestas frequências.

4.1.3.2 Projeto do Controlador de Tensão Total

Os pré-requisitos que regem o projeto do controlador da malha de tensão total são os mesmos do projeto do controlador de corrente. Então um paralelo entre ambos pode ser traçado e os passos de projeto podem ser generalizados.

A Figura 42 traz o diagrama de blocos que representa a malha de controle da tensão total.

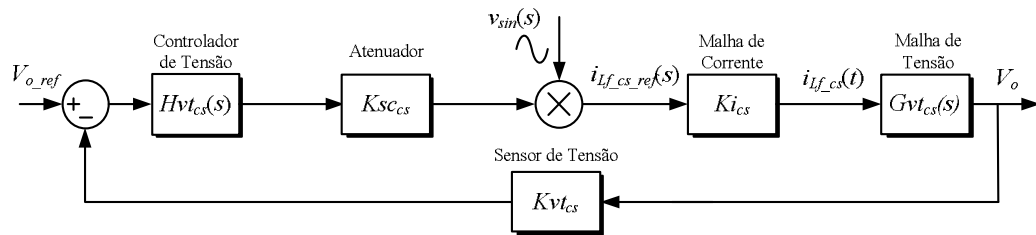


Figura 42 – Diagrama de blocos da malha de tensão total.

A dinâmica da malha de corrente é mais rápida que a malha de tensão, logo, a malha de corrente poderá ser representada apenas como um ganho inserido na malha de tensão, dado pelo inverso do ganho do sensor de corrente como mostra a equação (78):

$$FTMF_{i_{cs}}(s) = \frac{1}{Ki_{cs}} \quad (78)$$

A função de transferência de laço aberto obtida através da Figura 42 é mostrada na equação (79),

$$FTLA_{vt_{cs}}(s) = Hvt_{cs}(s) \cdot \frac{3 \cdot n \cdot ma}{2 \cdot s \cdot C_o} \cdot \frac{Ksc_{vt_{cs}} \cdot Km_{cs} \cdot Kvt_{cs}}{Ki_{cs}} \quad (79)$$

onde Km_{cs} corresponde ao ganho do multiplicador, que é igual ao valor de pico da senóide ao qual o sinal de saída do controlador de tensão será multiplicado.

De acordo com a Tabela VII a Figura 43 apresenta o ganho e a fase de laço aberto da malha de tensão total do conversor de saída não compensada $FTLA_{vt_{cs_nc}}(s)$, ou seja com $Hvt_{cs}(s) = 1$.

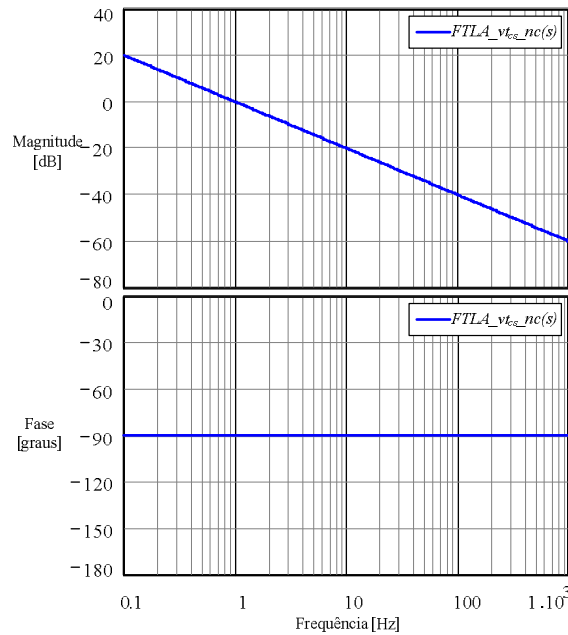


Figura 43 – Diagrama de Bode da função de laço aberto de tensão total sem compensação $FTLA_{vt_{cs_nc}}(s)$.

Da mesma forma que a malha de corrente, a $FTLA_{vt_{cs_nc}}(s)$ apresenta boa margem de fase (MF=90°), porém a frequência de corte está em 1 Hz. A ondulação da tensão de barramento gerada por uma estrutura retificadora de 6 pulsos é de 360 Hz. Logo, não havendo interesse em controlar esta ondulação, pode-se estabelecer a frequência de corte da malha de tensão como sendo no mínimo uma década abaixo desta frequência de ondulação. O valor escolhido para frequência de corte é mostrada na equação (80).

$$fc_{vt_{cs}}(s) = \frac{6 \cdot f_{rd}}{60} = 6 \text{ Hz} \quad (80)$$

O controlador escolhido para o controle de tensão total foi o PI com pólo adicional em alta frequência. Tal escolha se deu pelos mesmos motivos citados no projeto de controle de corrente. A função de transferência do controlador está apresentada na equação (81).

$$Hv_{t_{cs}}(s) = Kpi_{vt_{cs}} \cdot \frac{s + Zvt_{cs}}{s(s + Pvt_{cs})} \quad (81)$$

Para reduzir pela metade a margem de fase, mantendo-a dentro do valor desejado e tornando mais rápida a dinâmica do sistema, o zero é alocado na frequência de cruzamento desejada, conforme segue:

$$Zvt_{cs} = 2 \cdot \pi \cdot fc_{vt_{cs}} \quad (82)$$

O pólo adicional do controlador é definido pela equação (83).

$$Pvt_{cs} = 40 \cdot 2 \cdot \pi \cdot fc_{vt_{cs}} \quad (83)$$

Fazendo uso dos mesmos procedimentos utilizados no levantamento da equação (72), obtém-se a equação (84) que expressa o ganho da parcela proporcional do controlador.

$$Kpi_{vt_{cs}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{Ki_{cs} \cdot C_o}{Km_{cs} \cdot Kv_{cs} \cdot ma \cdot Ksc_{vt_{cs}}} \cdot \frac{(2\pi \cdot fc_{vt_{cs}})^2 \cdot \sqrt{(2 \cdot \pi \cdot fc_{vt_{cs}})^2 + Pvt_{cs}^2}}{n \cdot \sqrt{(2 \cdot \pi \cdot fc_{vt_{cs}})^2 + Zvt_{cs}^2}} \quad (84)$$

O valor obtido é:

$$Kpi_{vt_{cs}} = 9.921 \quad (85)$$

O cálculo dos componentes do controlador analógico apresentado na Figura 40 é apresentado abaixo:

$$C_2 = 220 \text{ nF} \quad (86)$$

$$R_1 = \frac{1}{C_2 \cdot Zvt_{cs}} = 120 \text{ k}\Omega \quad (87)$$

$$C_1 = \frac{1}{(Pvt_{cs} - Zvt_{cs}) \cdot R_1} = 5,6 \text{ nF} \quad (88)$$

$$R_2 = \frac{1}{C_1 \cdot Kpi_{vt_{cs}}} = 18 \text{ k}\Omega \quad (89)$$

Para ilustrar a influência da inclusão do controlador projetado $Hv_{t_{cs}}(s)$ na resposta do sistema a Figura 44 apresenta o diagrama de Bode contendo a resposta em frequência da

malha de tensão total controlada $FTLA_vt_{cs}(s)$, do controlador $Hvt_{cs}(s)$ e da malha de tensão total não controlada $FTLA_vt_{cs_nc}(s)$.

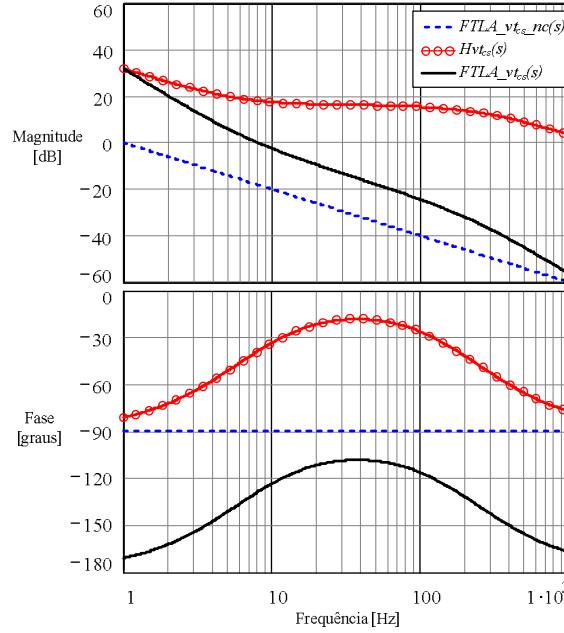


Figura 44 – Módulo e fase das funções de malha aberta da tensão total.

O diagrama de ganho e fase de laço aberto da malha de controle de tensão de barramento apresenta frequência de cruzamento de 8,2 Hz e margem de fase de 43° , menos que a metade da margem de fase anterior e de acordo com os requisitos. Da mesma forma que no controle de corrente observa-se um ganho elevado para as frequências abaixo do cruzamento, permitindo maior robustez ao controle frente a distúrbios nestas frequências.

4.1.3.3 Projeto do Controlador de Tensão Diferencial

A Figura 45 traz o diagrama de blocos que representa a malha de controle de tensão diferencial.

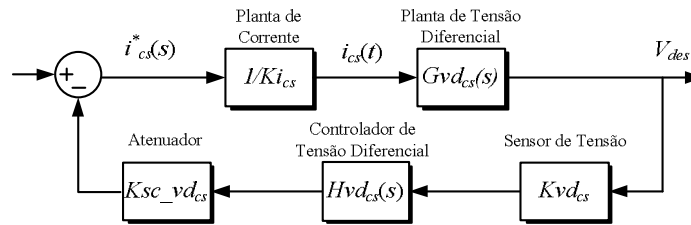


Figura 45 – Diagrama de blocos da malha de tensão diferencial.

A função de transferência de laço aberto obtida através da Figura 45 é mostrada na equação (79).

$$FTLA_vt_{cs}(s) = Hvd_{cs}(s) \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{Kvd_{fs}}{s \cdot C_o} \cdot \frac{Ksc_vd_{cs}}{Ki_{cs}} \quad (90)$$

De acordo com a Tabela VII a Figura 46 apresenta o ganho e a fase de laço aberto da malha de tensão diferencial não compensada $FTLA_vd_{cs_nc}(s)$, ou seja com $Hvd_{cs}(s) = 1$.

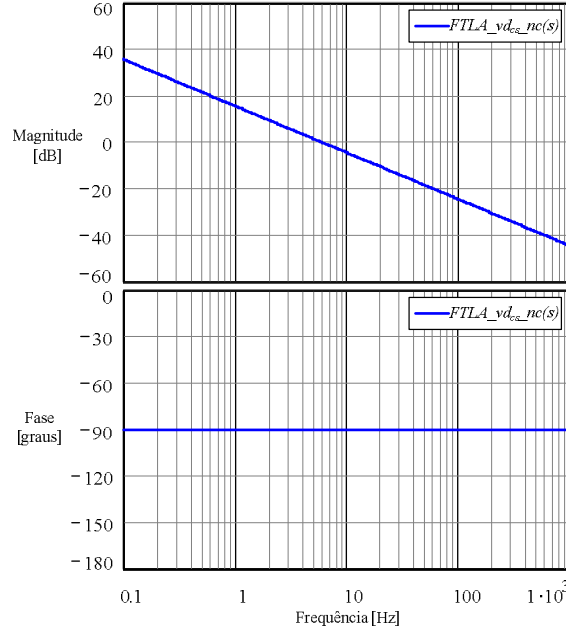


Figura 46 – Diagrama de Bode da função de laço aberto de tensão diferencial sem compensação $FTLA_vdt_{cs_nc}(s)$.

O sistema se mostra com bom desempenho, tanto em termos de margem de fase (MF = 90°), quanto na frequência de corte, que é de 6 Hz, isto representa facilidade no projeto de um controlador. A frequência de cruzamento deve estar em torno de uma década abaixo da frequência de corte da malha de tensão total, visando não influenciar na dinâmica desta malha. A frequência adotada é dada como segue.

Como a dinâmica da malha de controle de desequilíbrio da tensão de barramento é bastante lenta, por se tratar de uma compensação de nível cc nos capacitores do barramento, adota-se:

$$fc_vd_{cs}(s) = \frac{fc_vt_{cs}}{10} = 0,8 \text{ Hz} \quad (91)$$

Dada a importância de obter erro estático nulo, visto ser uma malha praticamente cc, emprega-se o controlador do tipo PI com um pólo adicional, conforme mostra a equação (92).

$$Hvd_{cs}(s) = Kpi_vd_{cs} \cdot \frac{s + Zvd_{cs}}{s(s + Pvd_{cs})} \quad (92)$$

Para reduzir pela metade a margem de fase, mantendo-a dentro da faixa de valores desejados e tornando mais rápida a dinâmica do sistema, o zero do controlador de tensão, Zvd_{cs} , é localizado na frequência de cruzamento.

$$Zvd_{cs} = 2 \cdot \pi \cdot fc_{vd_{cs}} \quad (93)$$

O pólo adicional do controlador é definido pela equação (94).

$$Pvd_{cs} = 40 \cdot 2 \cdot \pi \cdot fc_{vd_{cs}} \quad (94)$$

Fazendo uso dos mesmos procedimentos utilizados no levantamento da equação (72), obtém-se a equação (95) que expressa o ganho da parcela proporcional do controlador.

$$Kpi_{vd_{cs}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{Ki_{fs} \cdot C_o}{Kvd_{cs} \cdot Ksc_{vd_{cs}}} \cdot \frac{(2 \cdot \pi \cdot fc_{vd_{cs}})^2 \cdot \sqrt{(2 \cdot \pi \cdot fc_{vd_{fs}})^2 + Pvd_{cs}^2}}{\sqrt{(2 \cdot \pi \cdot fc_{vd_{cs}})^2 + Zvd_{cs}^2}} \quad (95)$$

O valor obtido é:

$$Kpi_{vd_{cs}} = 44,6 \quad (96)$$

O cálculo dos componentes do controlador analógico apresentado na Figura 40 é apresentado abaixo:

$$C_2 = 1 \mu F \quad (97)$$

$$R_1 = \frac{1}{C_2 \cdot Zvd_{cs}} = 120 \text{ k}\Omega \quad (98)$$

$$C_1 = \frac{1}{(Pvd_{cs} - Zvd_{cs}) \cdot R_1} = 33 \text{ nF} \quad (99)$$

$$R_2 = \frac{1}{C_1 \cdot Kpi_{vd_{cs}}} = 680 \text{ k}\Omega \quad (100)$$

Para ilustrar a influência da inclusão do controlador projetado $Hvd_{cs}(s)$ na resposta do sistema a Figura 47 apresenta o diagrama de Bode contendo a resposta em frequência da malha de tensão diferencial controlada $FTLA_{vd_{cs}}(s)$, do controlador $Hvd_{cs}(s)$ e da malha de tensão diferencial não controlada $FTLA_{vd_{cs}nc}(s)$.

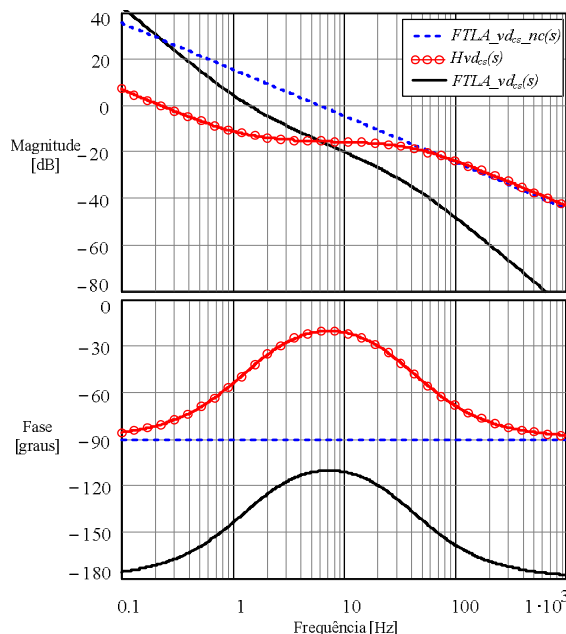


Figura 47 – Módulo e fase das funções de malha aberta da tensão diferencial.

O diagrama de ganho e fase de laço aberto da malha de controle de tensão de desequilíbrio apresenta frequência de cruzamento de 1,2Hz e margem de fase de 35°.

4.2 SISTEMA DE CONTROLE DO CONVESOR DE ENTRADA COM FILTRO LC

4.2.1 Estratégia de Controle do Conversor de Entrada

A Figura 48 apresenta a estrutura completa do conversor de entrada do emulador. O sistema envolve três malhas de corrente. O sistema de controle do conversor de entrada deve ser capaz de controlar a corrente de entrada conforme a referência imposta a sua entrada.

Assim como no conversor de saída a técnica empregada para o controle das 3 malhas de corrente utiliza valores médios instantâneos (*VMI*). Esta técnica trabalha com frequência de comutação fixa e ondulação de corrente variável e é baseada no monitoramento das correntes do indutor L_f , ou seja, a corrente drenada do EST, fazendo com que esta siga um sinal de referência genérico.

O sinal de referência genérico de corrente é gerado através de um processador digital de sinais (*DSP*). Com intuito de emular os mais diversos perfis de carga a geração do sinal de referência necessita de sincronismo com a tensão imposta pelo EST. Logo através do sensoriamento da tensão sobre os capacitores C_f do filtro LC de entrada, o DSP detecta a passagem por zero da tensão imposta pelo EST utilizando um algoritmo de *debounce*, e promove o sincronismo entre tensão e corrente.

Entretanto esta solução não é imune a eventuais distorções que venham a ocorrer na tensão imposta pelo EST. Uma alternativa (não implementada neste trabalho) para sincronismo imune a distorções se dá por meio de algoritmos de PLL (*Phase Locked Loop*). O DSP recebe a informação dos sinais de tensão imposta pelo EST, discretiza-os e apresenta como entrada para o algoritmo PLL, este, por métodos matemáticos, efetua a sincronização do sinal de referência, o qual é livre dos distúrbios, com a tensão imposta pelo EST.

As três malhas de corrente são idênticas, exceto por trabalharem com uma defasagem de 120° , logo, a fim de facilitar a análise do sistema controlado, pode-se representar a estrutura de controle, sem perda de generalidade, por apenas uma malha de corrente.

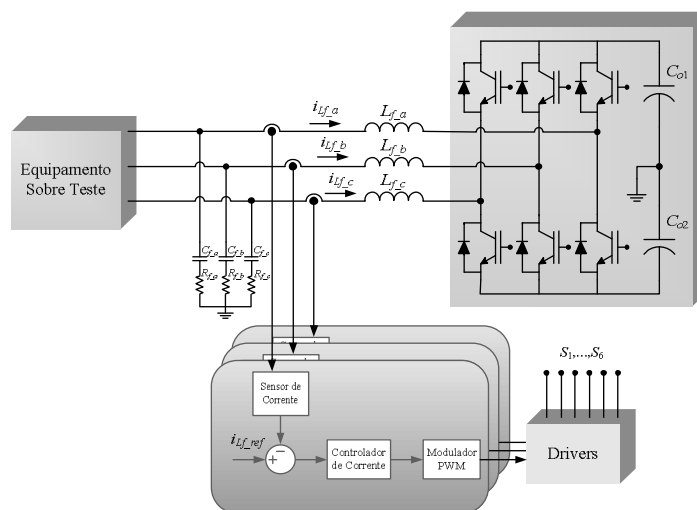


Figura 48 – Diagrama funcional do estágio de entrada do emulador.

A Figura 49 apresenta o diagrama de blocos que representa a estrutura de controle completa em malha fechada do conversor de entrada do emulador.

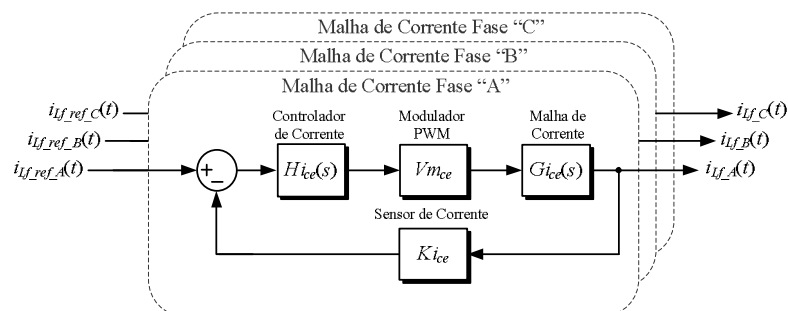


Figura 49 – Diagrama de blocos do sistema de controle do estágio de entrada.

4.2.2 Modelagem do Controle do Conversor de Entrada

Na seção anterior foi apresentada uma descrição do sistema de controle proposto para o conversor de entrada. Com intuito de realizar o projeto de controladores, deve-se encontrar o modelo matemático que represente o comportamento dinâmico da malha que compõe o conversor de entrada.

Para a malha apresentada na Figura 49, será apresentado o modelo matemático que descreve o seu comportamento dinâmico, que é:

- $G_{ice}(s)$: função que expressa a relação entre a corrente de saída do filtro e a razão cíclica.

4.2.2.1 Modelo da Malha de Corrente

Pelo fato de ambos os conversores possuírem a mesma estrutura de potência, a modelagem da planta de corrente do conversor de entrada utiliza as mesmas representações utilizadas na modelagem anterior, diferindo apenas no sentido de corrente do indutor L_F , que neste caso flui através do EST em direção a estrutura de potência. A Figura 50 mostra o circuito equivalente do inversor do estágio de saída.

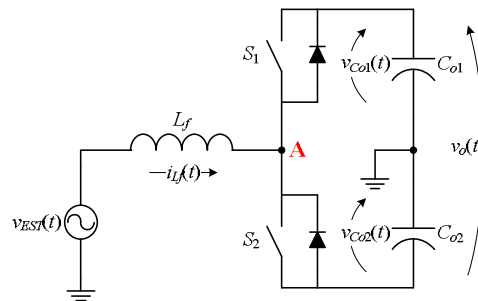


Figura 50 – Circuito equivalente para a estrutura de potência do estágio de saída.

O circuito equivalente para o inversor pode ser rearranjado como mostra a Figura 51.

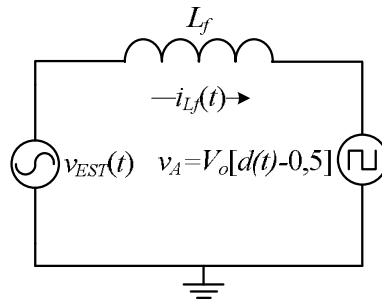


Figura 51 – Modelo da planta para uma fase.

Utilizando os mesmos procedimentos da modelagem anterior, pode-se chegar à equação (101) que representa a função de transferência da planta de corrente.

$$Gi_{ce}(s) = \frac{I_{Lf}(s)}{D(s)} = \frac{-V_o}{s \cdot L_f} \quad (101)$$

4.2.3 Projeto dos Controladores do Conversor de Entrada

Nesta seção será apresentado o projeto do controlador que compõe o sistema do conversor de entrada. A definição dos controladores é baseada na metodologia de resposta em frequência utilizada no projeto dos controladores do conversor de saída.

4.2.3.1 Projeto do Controlador de Corrente

O diagrama de blocos que representa a malha de controle de corrente do estágio de entrada é mostrado na Figura 52.

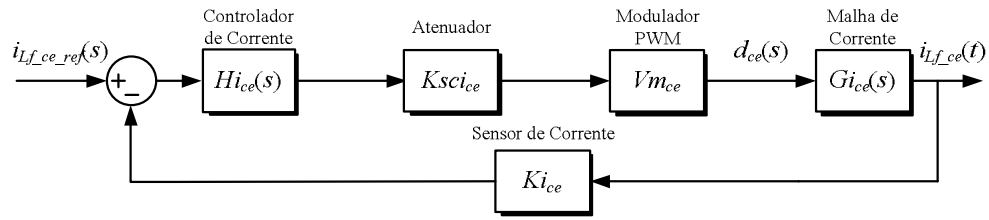


Figura 52 – Diagrama de blocos da malha de corrente.

Analisando o diagrama da Figura 52 obtém-se a função de transferência de laço aberto da malha de corrente do estágio de saída $FTLA_{i_{ce}}(s)$ apresentada na equação (102):

$$FTLA_{i_{ce}}(s) = Hi_{ce}(s) \cdot Ksci_{ce} \cdot Vm_{ce} \cdot Ki_{ce} \cdot \frac{V_o}{s \cdot L_f} \quad (102)$$

Observa-se que tanto a planta quanto a função de transferência de laço aberto da malha de corrente do estágio de saída são idênticas a malha de corrente do estágio de entrada. Logo os requisitos de projeto, assim como, o tipo de controlador utilizado no controlador da malha de corrente do conversor de saída são válidos para este projeto.

Desta forma, o circuito do controlador analógico utilizado para o controle de corrente do conversor de entrada é apresentado na Figura 40.

Comparando a função de transferência do circuito mostrado na Figura 40 com a função do controlador mostrado na equação (67), obtêm-se as equações para cálculo do controlador conforme segue:

$$C_2 = 1 \text{ nF} \quad (103)$$

$$R_1 = \frac{1}{C_2 \cdot Zi_{ce}} = 33 \text{ k}\Omega \quad (104)$$

$$C_1 = \frac{1}{(Pi_{ce} - Zi_{ce}) \cdot R_1} = 220 \text{ pF} \quad (105)$$

$$R_2 = \frac{1}{C_1 \cdot Kpi_{i_{ce}}} = 1,8 \text{ k}\Omega \quad (106)$$

Para ilustrar a influência da inclusão do controlador projetado $Hi_{ce}(s)$ na resposta do sistema a Figura 53 apresenta o diagrama de Bode contendo a resposta em frequência da malha de corrente controlada $FTLA_{i_{ce}}(s)$, do controlador $Hi_{ce}(s)$ e da malha de corrente não controlada $FTLA_{i_{ce}}nc(s)$.

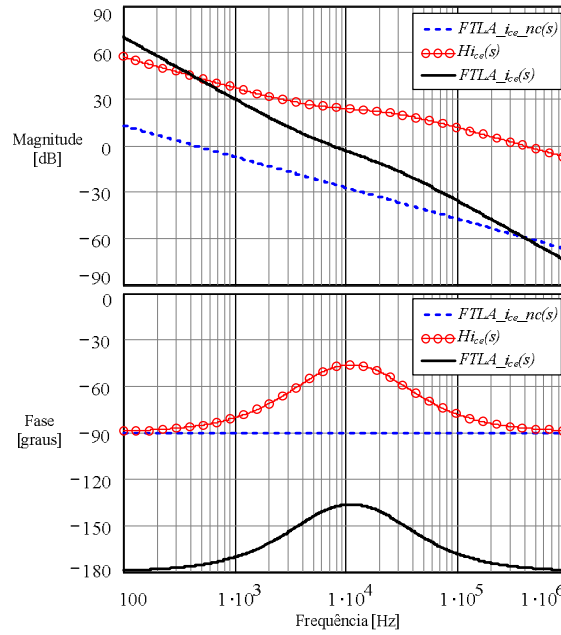


Figura 53 – Módulo e fase das funções de malha aberta da corrente.

O diagrama de ganho e fase de laço aberto da malha de corrente apresenta frequência de cruzamento de 7,6 kHz e margem de fase de 41°. Observa-se um ganho elevado para as frequências abaixo do cruzamento, permitindo maior robustez ao controle frente a distúrbios nestas frequências.

4.3 SISTEMA DE CONTROLE DO CONVERSOR DE ENTRADA COM FILTRO LCL

4.3.1 Estratégia de Controle do Conversor de Entrada

A Figura 54 apresenta a estrutura completa do conversor de entrada com filtro LCL. O sistema envolve seis malhas de controle, sendo três de corrente e três de amortecimento. A malha de amortecimento é interna a malha de corrente e é responsável por atenuar o pico de ressonância do filtro LCL. A malha de corrente deve ser capaz de controlar a corrente de entrada no lado do EST conforme a referência imposta ao controlador.

Na seção 2.1.3 foi apresentada a característica de saída de uma *UPS*. Neste tipo de equipamento a tensão de saída é controlada através da realimentação da tensão sobre o capacitor do filtro LC. No modelo apresentado a impedância de saída de uma *UPS* é composta basicamente pela indutância dos filtros de EMI, visto que a realimentação resulta numa impedância de saída nula. Em aplicações que o emulador de cargas com filtro LC é acoplado a *UPS* ou algum equipamento com características semelhantes, caso a impedância entre ambos seja muito baixa, pode haver ressonância entre os filtros, circulação de corrente de alta frequência entre os conversores e instabilidade de controle.

Com o propósito de evitar estes problemas deve-se manter uma impedância mínima entre o emulador de cargas e o EST. Entretanto a simples alocação desta indutância implica em quedas de tensão e atraso na fase da corrente de carga emulada, uma vez que o controle da corrente se dá pelo indutor do lado do conversor.

Visando o controle direto do fator de potência, é proposto o uso de um filtro LCL com sensoriamento de corrente no indutor do lado do EST.

O filtro LCL é um filtro do tipo passa-baixa de terceira ordem, o qual apresenta maior atenuação dos componentes harmônicos de corrente em alta frequência do que o filtro LC. Na Figura 55 é possível verificar a presença do filtro LCL na conexão entre o EST e o retificador PWM trifásico a quatro fios, o qual apresenta um indutor (L_r) ligado ao equipamento sob teste e outro ao retificador (L_f). Além dos indutores, no ponto de conexão entre os indutores tem-se um capacitor (C_f) conectado ao neutro.

Da mesma forma que o filtro LC o filtro LCL apresenta o fenômeno da ressonância devido a interação entre os elementos que o compõem. Esta ressonância pode fazer com que o sistema se torne instável ou opere próximo a região de instabilidade. Para o amortecimento do ganho do filtro LCL na frequência de ressonância é proposta uma técnica de amortecimento ativo, diferente do amortecimento passivo utilizado no filtro LC, no qual é empregado o uso de resistores.

A técnica de amortecimento ativo empregada é apresentada em [18] e [28] e se faz através da inclusão de um controlador em avanço, o qual necessita da inclusão de sensores para leitura de tensão nos capacitores do filtro LCL.

Através da Figura 54 verifica-se que o controlador $H_{a_{ce}}(s)$ utiliza a tensão medida pelo sensor de tensão $Kv_{ce}(s)$ sobre o capacitor C_f do filtro LCL como sinal de entrada. O sinal de saída do controlador avanço de fase é subtraído da saída do controlador de corrente, sendo o sinal resultante enviado ao modulador.

A técnica de controle de corrente adotada consiste em monitorar a corrente no indutor L_r do lado do EST, fazendo com que esta siga um sinal de referência genérico, emulando, assim, o perfil de corrente de carga desejado.

Da mesma forma que nos conversores anteriores as três malhas de corrente são idênticas, exceto por trabalharem com uma defasagem de 120° , logo, a fim de facilitar a análise do sistema controlado, pode-se representar a estrutura de controle, sem perda de generalidade, por apenas uma malha de corrente com uma malha de amortecimento interna.

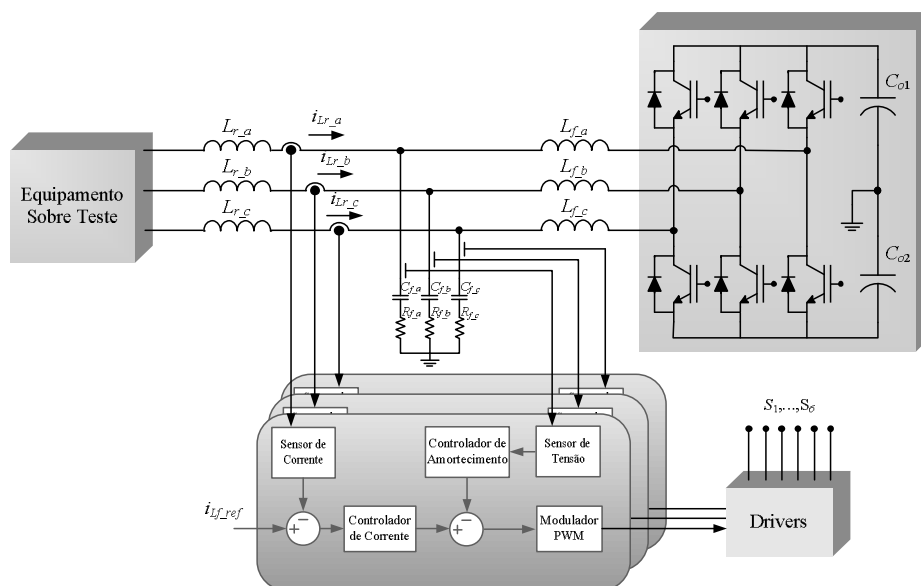


Figura 54 – Diagrama funcional do estágio de entrada do emulador.

A Figura 55 apresenta o diagrama de blocos que representa a estrutura de controle completa em malha fechada do conversor de entrada do emulador.

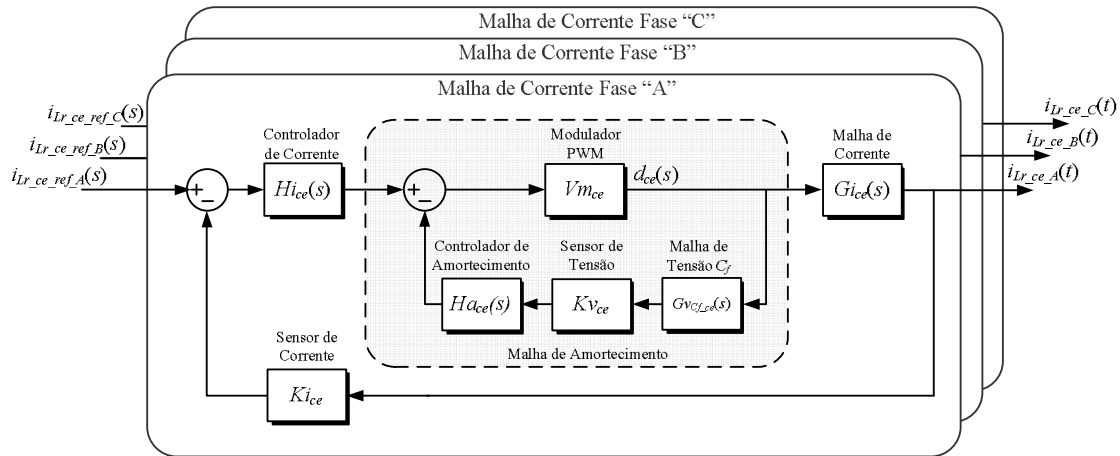


Figura 55 – Diagrama de blocos do sistema de controle do estágio de entrada.

4.3.2 Modelagem do Controle do Conversor de Entrada

Na seção anterior foi apresentada uma descrição do sistema de controle proposto para o conversor de entrada. Com intuito de realizar o projeto de controladores, deve-se encontrar o modelo matemático que represente o comportamento dinâmico da malha que compõe o conversor de entrada.

Para a malha apresentada na Figura 55, será apresentado o modelo matemático que descreve o seu comportamento dinâmico, que é:

- $G_{i_{ce}}(s)$: função que expressa a relação entre a corrente de saída no lado do EST e a razão cíclica.
- $G_{v_{cf_ce}}(s)$: função que expressa a relação entre a tensão sobre o capacitor C_f e a razão cíclica.

4.3.2.1 Modelo da Malha de Corrente

O modelo matemático da malha de corrente deve relacionar o comportamento da corrente no indutor do lado do EST com a razão cíclica. Na Figura 56 é apresentado o circuito equivalente monofásico do inversor PWM trifásico a quatro fios com filtro LCL. Para obtenção do modelo matemático os interruptores e diodos foram considerados ideais, a resistência série do indutor foi desprezada e a impedância do EST desconsiderada.

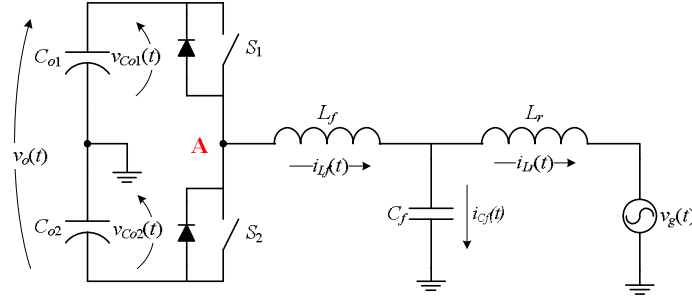


Figura 56 – Circuito equivalente monofásico do conversor de entrada.

Da mesma forma que na seção 4.1.2.1 a tensão no ponto “A” do circuito equivalente tem o formato apresentado na Figura 31. Calculando-se o valor médio instantâneo da tensão v_A , ou seja, o valor médio para um período de comutação, chega-se à equação (37). Sendo assim o circuito equivalente para o inversor pode ser rearranjado como mostra a Figura 57.

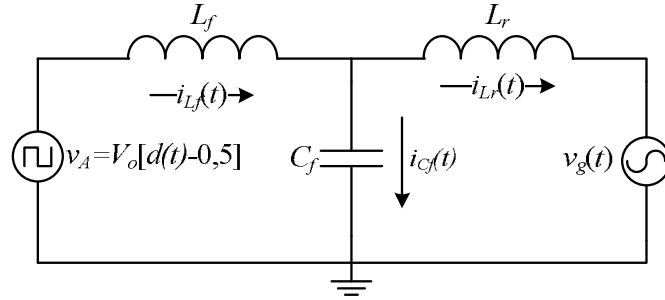


Figura 57 – Modelo da planta.

O modelo dinâmico a ser utilizado é obtido através da substituição dos valores de $v_g(t)$, $v_{Cf}(t)$, $i_{Lf}(t)$ e $i_{Lr}(t)$ por seus valores médios em um período de comutação T_s , sendo estes representados por $\langle v_g(t) \rangle$, $\langle v_{Cf}(t) \rangle$, $\langle i_{Lf}(t) \rangle$ e $\langle i_{Lr}(t) \rangle$. Sendo assim, através da análise da malha do circuito da Figura 57, obtém-se a equação (107):

$$\begin{aligned} \langle v_g(t) \rangle - (L_f + L_r) \cdot \frac{d\langle i_{Lr}(t) \rangle}{dt} + L_f \cdot C_f \cdot \frac{d^2\langle v_g(t) \rangle}{dt^2} - L_r \cdot L_f \cdot C_f \cdot \frac{d^3\langle i_{Lr}(t) \rangle}{dt^3} \\ - V_o \cdot \left[d(t) - \frac{1}{2} \right] = 0 \end{aligned} \quad (107)$$

Sendo a frequência de comutação significativamente maior que a frequência fundamental da rede elétrica, considera-se que a tensão de rede $v_g(t)$ é constante em um período de comutação. Aplicando-se uma pequena perturbação na razão cíclica e na corrente do indutor L_r , representados por $\hat{d}(t)$ e $\hat{i}_{Lr}(t)$, tem-se:

$$\langle v_g(t) \rangle = V_g \quad (108)$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (109)$$

$$\langle i_{Lr}(t) \rangle = I_{Lr} + \hat{i}_{Lr}(t) \quad (110)$$

Considerando que as perturbações apresentam amplitudes muito menores que seus valores quiescentes, obtêm-se a seguinte expressão:

$$V_g - (L_f + L_r) \cdot \frac{d\langle I_{Lr} + \hat{i}_{Lr}(t) \rangle}{dt} + L_f \cdot C_f \cdot \frac{d^2 V_g}{dt^2} - L_f \cdot L_r \cdot C_f \cdot \frac{d^3 \langle I_{Lr} + \hat{i}_{Lr}(t) \rangle}{dt^3} - V_o \cdot \left[D + \hat{d}(t) - \frac{1}{2} \right] = 0 \quad (111)$$

Para obter o modelo da planta de corrente de entrada, desprezam-se os componentes cc da equação (112) e obtém-se:

$$L_f \cdot L_r \cdot C_f \cdot \frac{d^3 \hat{i}_{Lr}(t)}{dt^3} - (L_f + L_r) \cdot \frac{d\hat{i}_{Lr}(t)}{dt} - V_o \cdot \hat{d}(t) = 0 \quad (112)$$

Aplicando Laplace com condições iniciais nulas na equação (112), obtém-se a função de transferência que relaciona a corrente no indutor L_r e a razão cíclica, dada pela equação (113).

$$G_{i_{ce}}(s) = \frac{I_{Lr}(s)}{D(s)} = \frac{-V_o}{L_f \cdot L_r \cdot C_f \cdot s^3 + (L_f + L_r) \cdot s} \quad (113)$$

4.3.2.2 Modelo da Malha de Amortecimento Ativo

O modelo matemático da malha de amortecimento ativo deve relacionar o comportamento da tensão sobre o capacitor C_f com a razão cíclica. Considerando o mesmo circuito apresentado na Figura 57 e as mesmas considerações formuladas na seção 4.3.2.1 pode-se obter a seguinte função de transferência:

$$G_{v_{cf_ce}}(s) = \frac{V_{cf}(s)}{D(s)} = \frac{L_r \cdot V_o}{L_f \cdot L_r \cdot C_f \cdot s^2 + L_f + L_r} \quad (114)$$

4.3.3 Projeto dos Controladores do Conversor de Entrada

Nesta seção será apresentado o projeto dos controladores que compõem o sistema do conversor de entrada com filtro LCL. A definição dos controladores é baseada na metodologia de resposta em frequência utilizada na seção 4.1.3.

4.3.3.1 Projeto do Controlador da Malha de Amortecimento Ativo

Como ponto de partida para o projeto do controlador da malha de amortecimento ativo, tem-se o diagrama de blocos apresentado na Figura 58.

Conforme definido anteriormente, o amortecimento ativo do pico de ressonância é realizado através da utilização de um controlador em avanço aplicado à leitura de tensão do capacitor C_f do filtro LCL, sendo que a ação resultante do compensador é subtraída do sinal de saída do controlador de corrente.

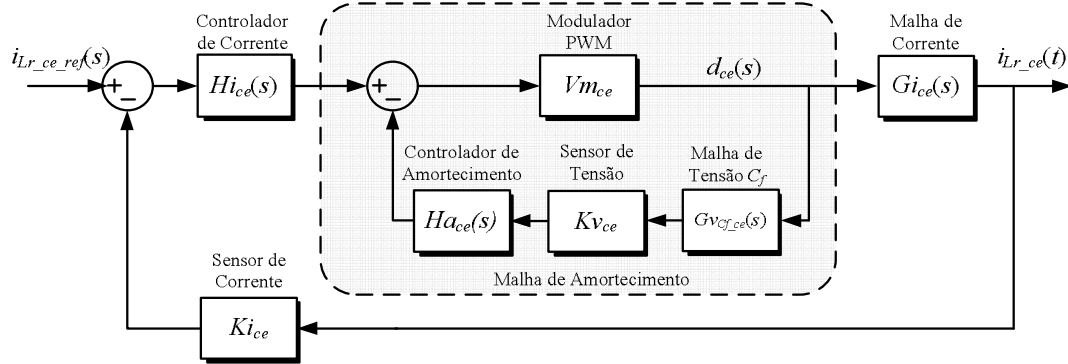


Figura 58 – Diagrama de blocos da malha de corrente do conversor de entrada com filtro LCL.

Como pode ser observado na Figura 58 a malha de amortecimento é uma malha interna a malha de corrente. Pelo fato da malha de amortecimento influenciar o comportamento da malha de corrente, o projeto do controlador de amortecimento é feito primeiramente.

A estrutura do controlador utilizado para a malha de amortecimento é composta por um ganho, um pólo e um zero. A equação (115) apresenta sua função de transferência,

$$Ha_{ce}(s) = K_a \cdot \frac{\tau \cdot s + 1}{\alpha \cdot \tau \cdot s + 1} \quad (115)$$

onde K_a é o ganho do controlador e α é uma constante definida a partir do avanço ou atraso máximo de fase φ_{max} que se almeja com o uso do controlador avanço. Para que o controlador insira um ângulo em avanço, α deve ser maior que zero e menor que 1, isto significa que o zero estará posicionado antes do pólo. Assim o valor de α é calculado a partir de:

$$\alpha = \frac{1 - \sin(\varphi_{max})}{1 + \sin(\varphi_{max})} \quad (116)$$

O parâmetro τ é calculado a partir da especificação da frequência f_{max} em que ocorre o máximo ângulo de avanço, e é dado pela equação (117):

$$\tau = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{max} \cdot \sqrt{\beta}} \quad (117)$$

Em [28] é apresentada uma avaliação da influência de cada parâmetro no sistema amortecido. Neste estudo cada parâmetro é variado independentemente e analisada a resposta

junto a função de transferência de malha fechada de amortecimento $FTMF_{ace}(s)$ e a função de transferência de laço aberto da malha de corrente não compensada $FTLA_{ice_nc}(s)$. Dentre as observações da avaliação destacam-se:

- A variação do ganho K_a em malha fechada faz com que o pico de antirressonância apresente variação na largura de frequência. Em laço aberto o aumento do ganho atenua o pico de ressonância até determinado limite. Após este limite verificou-se o deslocamento do pico de ressonância para frequências maiores.
- A variação do máximo ângulo φ_{max} de avanço em malha fechada apresenta o mesmo comportamento da variação do ganho K_a . Ainda verifica-se que o aumento de φ_{max} faz com que, para frequências acima da frequência na qual o ângulo de avanço é máximo, ocorra inicialmente uma atenuação e depois uma amplificação dos sinais. Após determinada frequência o comportamento do módulo não se altera. Em laço aberto o aumento de φ_{max} até um determinado limite leva a atenuação do pico de ressonância. No entanto ao ultrapassar este limite verificou-se que há deslocamento do pico de ressonância para frequências maiores.
- A variação da frequência f_{max} na qual ocorre o máximo ângulo de avanço em malha fechada apresenta comportamento contrário aos dois casos anteriores. A diminuição de f_{max} faz com que para frequências acima da ressonância, ocorra inicialmente uma atenuação seguida de uma amplificação. Após determinada frequência o comportamento do módulo não se altera. Em laço aberto a diminuição da f_{max} até um determinado limite leva a atenuação do pico de ressonância.

Com base na avaliação da influência dos parâmetros do compensador apresentada em [28], optou-se por utilizar um compensador em avanço com um único estágio com ângulo de avanço φ_{max} de 55° e ganho do compensador K_a igual a 2.

A frequência f_{max} na qual ocorre o máximo avanço é definida como sendo igual a frequência de ressonância do filtro LCL.

$$f_{max} = f_{res_LCL} \quad (118)$$

O circuito do controlador analógico utilizado para o controle de amortecimento é apresentado na Figura 59.

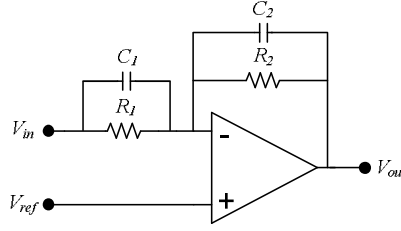


Figura 59 – Controlador analógico da malha de amortecimento.

Comparando a função de transferência do circuito mostrado na Figura 59 com a função do controlador mostrado na equação (115) e sabendo que:

$$\tau = \frac{1}{Za_{ce}} = \frac{1}{\alpha \cdot Pa_{ce}} \quad (119)$$

obtêm-se as equações para cálculo do controlador conforme segue:

$$R_1 = 5,6 \text{ k}\Omega \quad (120)$$

$$C_1 = \frac{1}{R_1 \cdot Za_{ce}} = 10 \text{ nF} \quad (121)$$

$$R_2 = R_1 \cdot K_a = 12 \text{ k}\Omega \quad (122)$$

$$C_2 = \frac{1}{R_2 \cdot Pa_{ce}} = 470 \text{ pF} \quad (123)$$

A Figura 60 apresenta o diagrama de Bode contendo a resposta em frequência da malha fechada de amortecimento $FTMF_{a_{ce}}(s)$ e do controlador $Ha_{ce}(s)$.

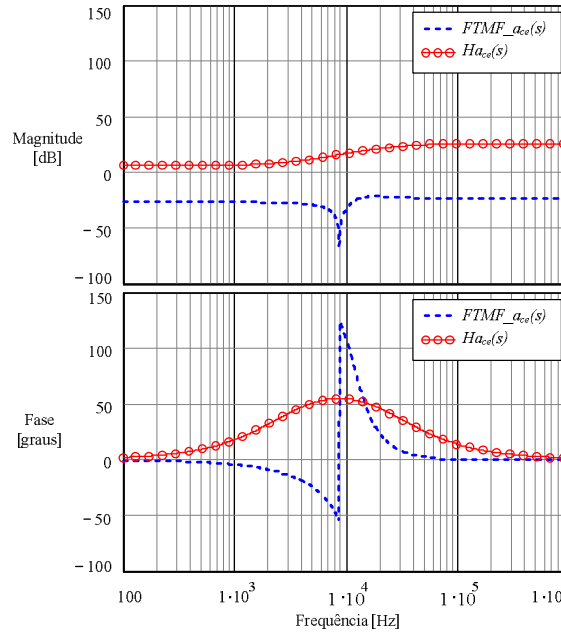


Figura 60 – Módulo e fase do controlador avanço e da função de transferência de malha fechada de amortecimento.

Observa-se que em malha fechada o ganho do controlador em avanço apresenta um entalhe (*notch*) exatamente na frequência em que foi projetado para ter o máximo ângulo de avanço.

Para ilustrar a influência da inclusão do controlador projetado $Ha_{ce}(s)$ na resposta do sistema, a Figura 61 apresenta o diagrama de Bode contendo a resposta em frequência de laço aberto da malha de corrente amortecida $FTLA_{i_{ce}}(s)$, malha fechada de amortecimento $FTMF_{a_{ce}}(s)$ e da malha de corrente não amortecida $FTLA_{i_{ce_nc}}(s)$.

Visto que o controlador em avanço foi projetado para fornecer o máximo avanço de fase exatamente na frequência de ressonância do filtro LCL, nota-se que o *notch* da malha fechada de amortecimento atenua o pico de ressonância do filtro LCL, ou seja, confere amortecimento ao filtro LCL.

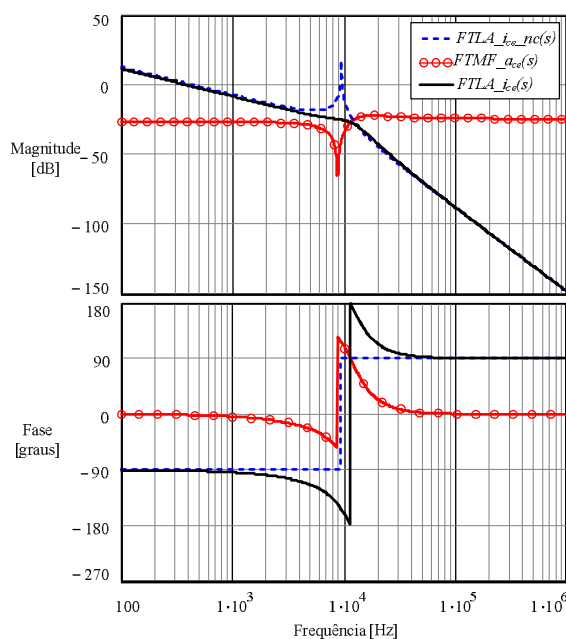


Figura 61 – Módulo e fase da função de transferência de malha fechada de amortecimento e das funções de malha aberta de corrente compensada e não compensada.

4.3.3.2 Projeto do Controlador de Corrente

Como ponto de partida para o projeto do controlador de corrente, tem-se o diagrama em blocos da malha de controle de corrente apresentada na Figura 62.

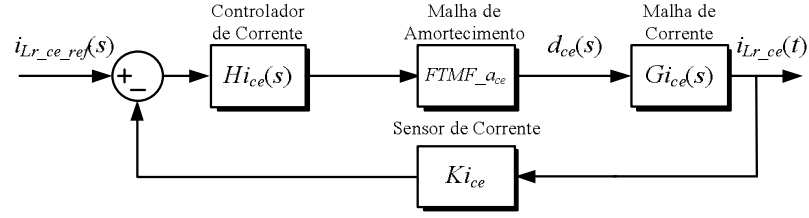


Figura 62 – Diagrama de blocos da malha de corrente do conversor de entrada com filtro LCL.

Analisando o diagrama da Figura 62 obtém-se a função de transferência de laço aberto da malha de corrente que é apresentada na equação (124),

$$FTLA_{ice}(s) = H_{ice}(s) \cdot FTMF_{a_{ce}}(s) \cdot K i_{ce} \cdot G_{ice}(s) \quad (124)$$

onde o bloco “malha de amortecimento” representa a função de transferência de malha fechada de amortecimento e é dada pela equação:

$$FTMF_{a_{ce}}(s) = \frac{Vm_{ce}}{1 + Vm_{ce} \cdot Kv_{ce} \cdot Ha_{ce}(s) \cdot Gv_{cf_cs}(s)} \quad (125)$$

De acordo com a Tabela VII a Figura 63 apresenta o módulo e a fase de laço aberto da malha de corrente do conversor de entrada não compensado $FTLA_{ice_nc}(s)$, ou seja com $H_{ice}(s) = 1$.

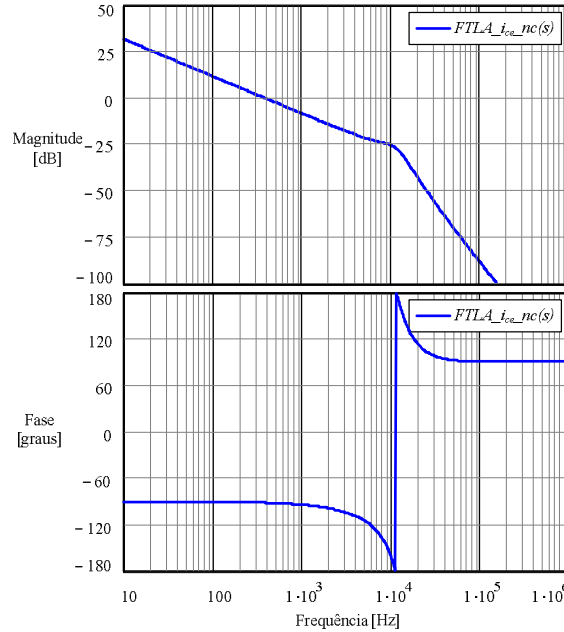


Figura 63 – Diagrama de Bode da função de laço aberto de corrente sem compensação $FTLA_{ice_nc}(s)$.

Analisando a função de transferência $FTLA_{ice_nc}(s)$ observa-se que a mesma já não apresenta o pico de ressonância devido a inserção do amortecimento ativo. A frequência de cruzamento, onde o ganho é 0 dB, está em torno de 400 Hz, abaixo do esperado para a banda passante do conversor de entrada.

Segundo a metodologia de projeto de controladores apresentada em [33], onde a frequência de corte projetada deverá ser menor ou igual a um quarto da frequência de comutação, a frequência de corte para a malha de corrente $f_{c_i_{ce}}$ será adotada como sendo um décimo da frequência de comutação, conforme equação (126).

$$f_{c_i_{ce}} = \frac{f_s}{10} = 5 \text{ kHz} \quad (126)$$

Pelos mesmos motivos descritos nas seções anteriores o controle de corrente do conversor de saída corresponde a um PI mais um pólo adicional alocado em alta frequência.

A função de transferência do controlador está apresentada na equação (127).

$$H_{i_{ce}}(s) = K_{pi_i_{ce}} \cdot \frac{s + Z_{i_{ce}}}{s(s + P_{i_{ce}})} \quad (127)$$

Pelo fato da planta de corrente já apresentar a inclinação desejada de -20 dB/década na frequência de cruzamento por 0 dB em laço aberto, o controlador não deverá alterar esta inclinação, logo é necessário que a frequência do zero do controlador $Z_{i_{ce}}$ seja igual ou menor que a frequência de cruzamento desejada. Desta forma, define-se:

$$Z_{i_{ce}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{c_i_{ce}}}{10} \quad (128)$$

O pólo de alta frequência do controlador é alocado entre os valores de frequência de corte e frequência de comutação. Sendo assim, tem-se:

$$P_{i_{ce}} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_s}{4} \quad (129)$$

Fazendo uso dos mesmos procedimentos utilizados no levantamento da equação (72), obtém-se o ganho da parcela proporcional do controlador.

$$K_{pi_i_{ce}} = 833.300 \quad (130)$$

O cálculo dos componentes do controlador analógico apresentado na Figura 40 é apresentado abaixo:

$$C_2 = 2,7 \text{ nF} \quad (131)$$

$$R_1 = \frac{1}{C_2 \cdot Z_{i_{ce}}} = 120 \text{ k}\Omega \quad (132)$$

$$C_1 = \frac{1}{(P_{i_{ce}} - Z_{i_{ce}}) \cdot R_1} = 120 \text{ pF} \quad (133)$$

$$R_2 = \frac{1}{C_1 \cdot K_{pi_i_{ce}}} = 10 \text{ k}\Omega \quad (134)$$

Para ilustrar a influência da inclusão do controlador projetado $H_{ice}(s)$ na resposta do sistema a Figura 64 apresenta o diagrama de Bode contendo a resposta em frequência da malha de corrente controlada $FTLA_{ice}(s)$, do controlador $H_{ice}(s)$ e da malha de corrente não controlada $FTLA_{ice_nc}(s)$.

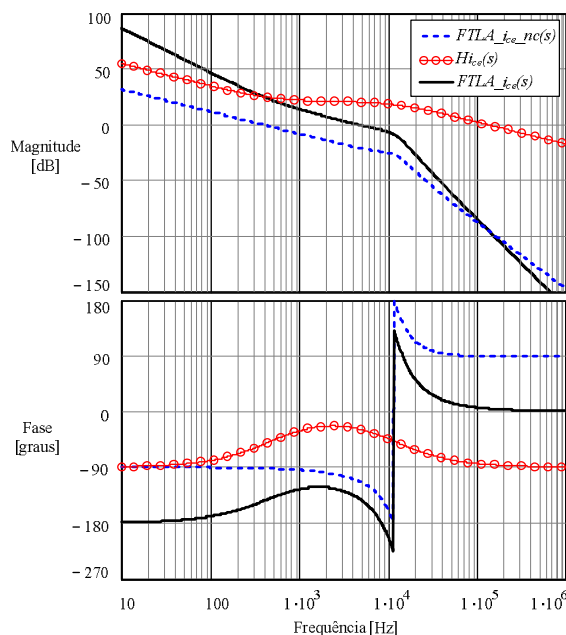


Figura 64 – Módulo e fase das funções de malha aberta de corrente.

O diagrama de ganho e fase de laço aberto da malha de corrente apresenta frequência de cruzamento de 4,7 kHz e margem de fase de 40°, atendendo aos requisitos do projeto.

No entanto sabe-se que as indutâncias, principalmente no lado do EST, podem apresentar variações devido à indutância própria do equipamento submetido à testes. Isto pode ser comumente encontrado em equipamentos como transformadores, autotransformadores, variadores de tensão e geradores. Nestes casos é necessário analisar o comportamento da variação paramétrica da indutância do lado do EST.

Para efeito de avaliação será utilizada uma indutância de 700 μH , correspondente ao valor de indutância do autotransformador especificado na Tabela X.

Na Figura 65 é apresentado o diagrama de Bode contendo a resposta em frequência da malha de corrente controlada $FTLA_{ice}(s)$, do controlador $H_{ice}(s)$ e da malha de corrente não controlada $FTLA_{ice_nc}(s)$, onde a indutância do lado do equipamento utilizada foi de 830 μH , ou seja, 130 μH do indutor L_r e 700 μH do EST.

O diagrama de módulo e fase de laço aberto da malha de corrente apresenta frequência de cruzamento de 1,5 kHz e margem de fase de 49°. Observou-se que o aumento da indutância não prejudica a estabilidade do sistema, entretanto o aumento implica na redução

da frequência de corte, o que dificulta a geração de componentes harmônicas de alta ordem. Todavia isto não se torna um problema para a aplicação, pois o perfil típico de carga para EST com altos valores de impedância série geralmente não apresenta componentes harmônicas de alta ordem (exemplo, cargas não-lineares acopladas a autotransformadores). Nestes casos a banda passante do emulador seria suficiente para emulação dos principais harmônicos.

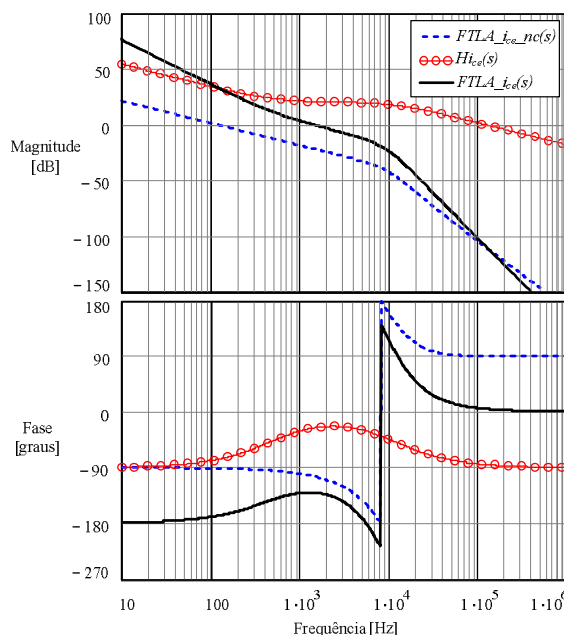


Figura 65 – Módulo e fase das funções de malha aberta de corrente.

4.4 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentadas as estratégias de controle adotadas para os conversores de entrada e saída com filtro LC e conversor de entrada com filtro LCL. Foram apresentados os modelos matemáticos que descrevem o comportamento dinâmico das malhas, assim como o projeto dos controladores baseado nos modelos obtidos.

Ao conversor de saída foram atribuídas cinco malhas de controle. Além das três malhas de corrente responsáveis por devolver à rede a energia absorvida do EST com fator de potência unitário, foram atribuídas; a malha de tensão total, responsável pelo monitoramento e controle da tensão no barramento cc e a malha de tensão diferencial, responsável pelo monitoramento e controle do desequilíbrio de tensão entre os capacitores do barramento cc. Esta última malha se fez necessária devido a estrutura de potência utilizar ponto médio no barramento cc e este ser susceptível a desequilíbrios.

A modelagem e controle do conversor de entrada com filtro LC não apresentou diferenças com relação ao conversor de saída, sendo o projeto de controle idêntico.

Devido a necessidade do uso do emulador junto a dispositivos que possuem baixa impedância de saída, foi proposto o uso de um filtro LCL com amortecimento ativo junto ao conversor de entrada.

A técnica de amortecimento ativa proposta utilizou um controlador em avanço, o qual monitora a tensão sobre o capacitor C_f do filtro LCL e atua sobre a saída do controlador de corrente subtraindo-lhe uma parcela do sinal.

Tendo projetado os controladores, tanto para o conversor de saída quanto para conversor de entrada, faz-se necessária a inspeção via simulação, a fim de validar os modelos deduzidos para as estruturas do emulador, bem como, as simplificações e considerações empregadas.

5 SIMULAÇÃO NUMÉRICA

Este capítulo destina-se a verificação e validação dos modelos e controladores desenvolvidos para os dispositivos que compõem um emulador de cargas não-lineares. O objetivo é avaliar, através de simulações numéricas, o comportamento do emulador frente às características de impedância de saída de um autotransformador e uma *UPS*.

Inicialmente serão definidas as características de saída dos equipamentos, assim como parâmetros elétricos do perfil das cargas que serão utilizadas na simulação. Em seguida serão apresentados os resultados de simulação para o emulador utilizando filtro LC tanto no conversor de entrada quanto no de saída, e por fim com filtro LCL no conversor de entrada e LC no conversor de saída.

As simulações foram executadas com uso da ferramenta PSIM, que é adequada para a simulação de circuitos de potência em malha fechada.

5.1 SISTEMA SIMULADO

O sistema simulado utiliza o modelo do EST, o circuito do emulador, a rede elétrica e um autotransformador abaixador de 30 kVA. A conexão deste autotransformador se deu devido à necessidade de adequação da tensão da rede trifásica disponível de 380 V, para a tensão de entrada do emulador de 220 V. A Figura 66 representa o diagrama unifilar do sistema simulado.

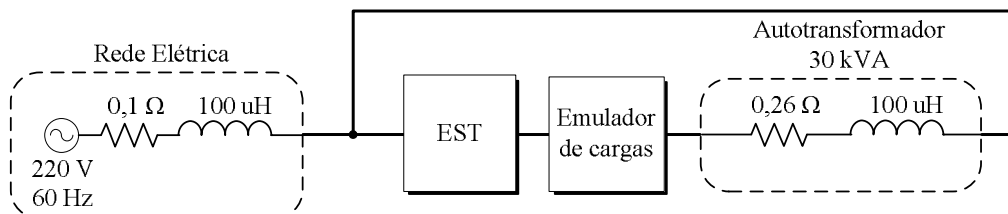


Figura 66 – Sistema unifilar simulado.

Os parâmetros fundamentais para simulação utilizados pela estrutura de potência do emulador são mostrados na Tabela VIII.

Tabela VIII – Parâmetros de simulação.

Potência das correntes de carga	$P_o = 4.500 \text{ W}$
Tensão de fase da rede	$V_{rd} = 127 \text{ V (rms)}$
Tensão de fase do EST	$V_{EST} = 127 \text{ V (rms)}$
Tensão do barramento cc	$V_o = 600 \text{ V}$
Capacitância do barramento cc	$C_o = 940 \text{ } \mu\text{F}$
Frequência de comutação	$f_s = 50 \text{ kHz}$
Frequência da rede	$f_{rd} = 60 \text{ Hz}$
Indutância do filtro LC de saída	$L_{f_cs} = 650 \text{ } \mu\text{H}$
Capacitância do filtro LC de saída	$C_{f_cs} = 5 \text{ } \mu\text{F}$
Indutância do filtro LC de entrada	$L_{f_ce} = 650 \text{ } \mu\text{H}$
Capacitância do filtro LC de entrada	$C_{f_ce} = 5 \text{ } \mu\text{F}$
Indutância lado conversor do filtro LCL de entrada	$L_{f_ce} = 650 \text{ } \mu\text{H}$
Indutância lado rede do filtro LCL de entrada	$L_{r_ce} = 130 \text{ } \mu\text{H}$
Capacitância do filtro LCL de entrada	$C_{f_ce} = 3 \text{ } \mu\text{F}$

5.1.1 Especificação da Característica de Saída dos Equipamentos e dos Perfis de Carga

De acordo com as especificações elétricas dos equipamentos submetidos aos testes com o emulador, os circuitos equivalentes destes equipamentos podem ser definidos com base na seção 2.1. Da mesma forma os parâmetros do perfil de carga de cada equipamento podem ser calculados de acordo com a seção 2.3.

A Tabela IX apresenta as especificações elétricas da *UPS* trifásica utilizada em testes com o emulador.

Tabela IX – Especificações elétricas da *UPS*.

Potência de saída	$P_o = 4.500 \text{ VA}$
Tensão de saída (linha)	$V_o = 220 \text{ V}$
Corrente de saída	$I_o = 12 \text{ A}$
Frequência da saída	$f = 60 \text{ Hz}$
Indutância do filtro EMI	$X_{EMI} = 75 \text{ } \mu\text{H}$

A Figura 67 apresenta o circuito equivalente com as características elétricas de saída da *UPS* especificada.

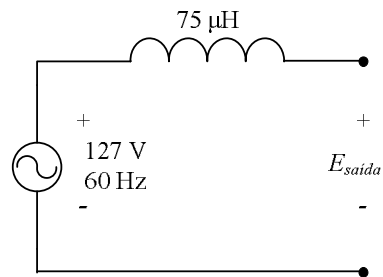


Figura 67 – Circuito equivalente de uma UPS.

A Tabela X apresenta as especificações elétricas do autotransformador utilizado em testes com o emulador.

Tabela X – Especificações elétricas do autotransformador.

Potência de saída nominal	$P_o = 14.500 \text{ W}$
Tensão de entrada	$V_{in} = 380 \text{ V}$
Tensão de saída	$V_o = 380 \text{ V}$
Corrente de saída nominal	$I_o = 20 \text{ A}$
Frequência da saída	$f = 60 \text{ Hz}$
Resistência equivalente	$R_{eq} = 0,26 \Omega$
Indutância equivalente	$L_{eq} = 700 \mu\text{H}$

A Figura 68 apresenta o circuito equivalente com as características elétricas de saída do autotransformador especificado.

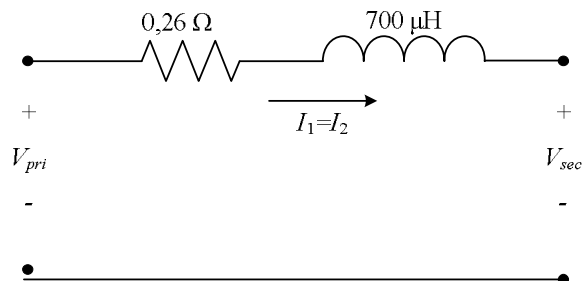


Figura 68 – Circuito equivalente do transformador.

5.1.2 Especificação dos Perfis de Carga

De acordo com as características elétricas da UPS apresentadas na Tabela IX, pode-se calcular de acordo com a seção 2.3.1 o perfil de carga que pode ser aplicado a UPS para testes segundo a norma IEC 62040-1 [12].

A Tabela XI apresenta os parâmetros dos perfis de cargas lineares e não-lineares para teste da UPS especificada na Tabela IX. Conforme a norma supracitada, para o cálculo das

cargas lineares foi utilizado de um fator de potência (FP) de 0,5 enquanto que para as cargas não-lineares o FP utilizado foi de 0,66.

Tabela XI – Parâmetros dos perfis de carga submetidos à UPS.

	R	L	C	R_S
Perfil resistivo	16,13 Ω	–	–	–
Perfil resistivo indutivo série	8,07 Ω	37 mH	–	–
Perfil resistivo capacitivo série	8,10 Ω	–	189,9 μF	–
Perfil retificador com filtro capacitivo	36,37 Ω	–	3,43 mF	0,64 Ω

O ensaio do autotransformador com carga não-linear é realizado inserindo conteúdo harmônico na corrente de carga. O conteúdo harmônico inserido na corrente de carga deve respeitar os limites impostos pela norma IEEE 519-1992 [25], que trata dos limites de circulação de harmônicos em sistemas de energia elétrica.

A corrente de curto-circuito I_{cc} no ponto de acoplamento de cargas (PAC) obtida foi de 427 A. Considerando a corrente nominal do transformador como sendo a corrente de carga I_L pode-se calcular a relação $I_{cc}/I_L = 21,34$.

No entanto a corrente de carga do transformador excede a capacidade de corrente do emulador, sendo assim a corrente de carga máxima é definida como sendo a máxima do emulador, ou seja, 12 A.

A Tabela XII apresenta o conteúdo harmônico da corrente de carga que o transformador será submetido pelo emulador de acordo com a Tabela I.

Tabela XII – Componentes harmônicas da corrente de carga baseada na norma IEEE 519-1992.

Harmônico	Amplitude da Corrente	Harmônico	Amplitude da Corrente
1°	16,97 A	21 °	0,21 A
3 °	0,59 A	23 °	0,21 A
5 °	0,59 A	25 °	0,12 A
7 °	0,59 A	27 °	0,12 A
9 °	0,59 A	29 °	0,12 A
11 °	0,29 A	31 °	0,12 A
13 °	0,29 A	33 °	0,12 A
15 °	0,29 A	35 °	0,04 A
17 °	0,21 A	37 °	0,04 A
19 °	0,21 A	39 °	0,04 A

5.1.3 Apresentação dos Esquemáticos de Simulação

Nesta seção serão apresentados os circuitos que foram montados no simulador e que representam a estrutura do emulador de cargas não-lineares com regeneração de energia. A Figura 69 apresenta o conversor de saída do emulador, que é responsável por devolver a energia absorvida do EST para a rede com fator de potência unitário.

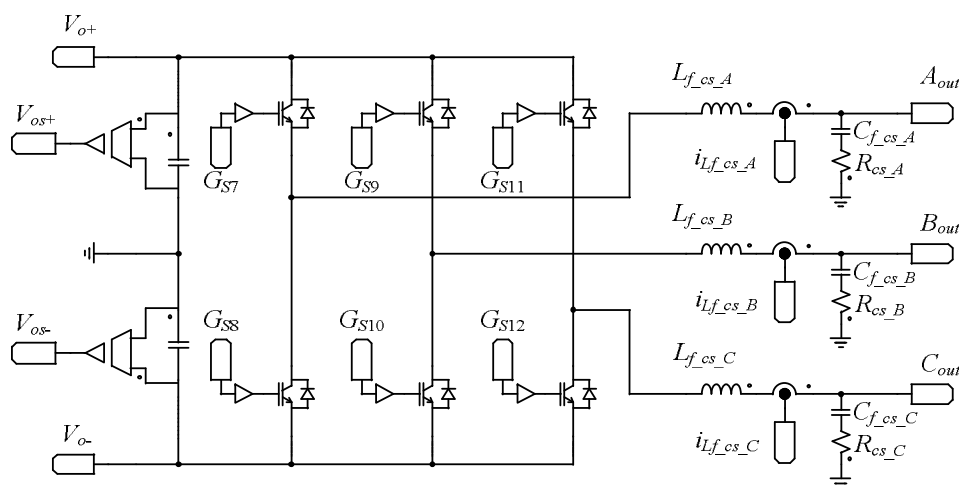


Figura 69 – Estrutura de potência do conversor de saída.

A Figura 70 apresenta o controle de corrente e o modulador *PWM* para uma fase do conversor de saída.

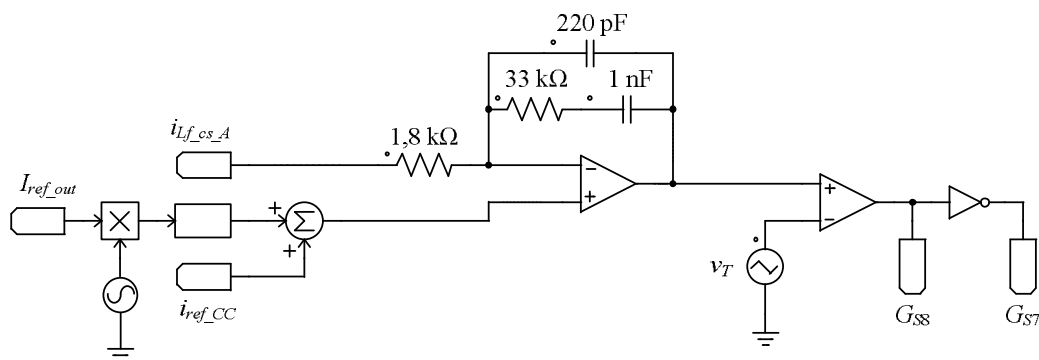


Figura 70 – Controle de corrente e modulador PWM de uma das fases do conversor de saída.

A Figura 71 e a Figura 72 apresentam respectivamente o controle de tensão total e o controle da tensão diferencial do barramento cc.

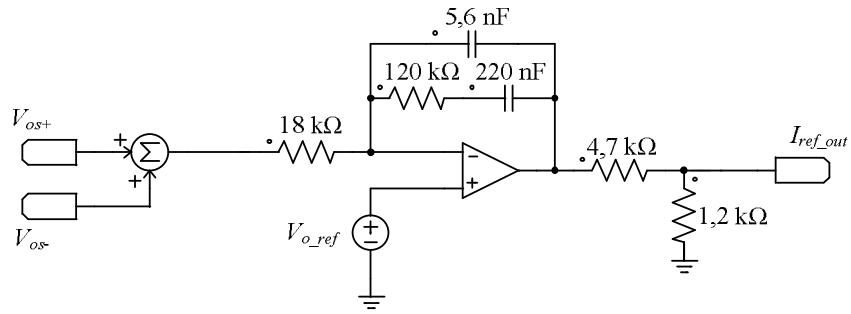


Figura 71 – Controle de tensão total do barramento cc.

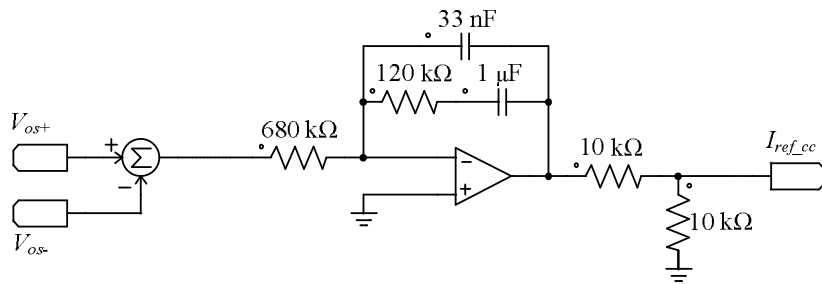


Figura 72 – Controle de tensão diferencial do barramento cc.

A Figura 73 apresenta o conversor de entrada com filtro LC responsável por emular o perfil de carga desejado quando conectado ao EST.

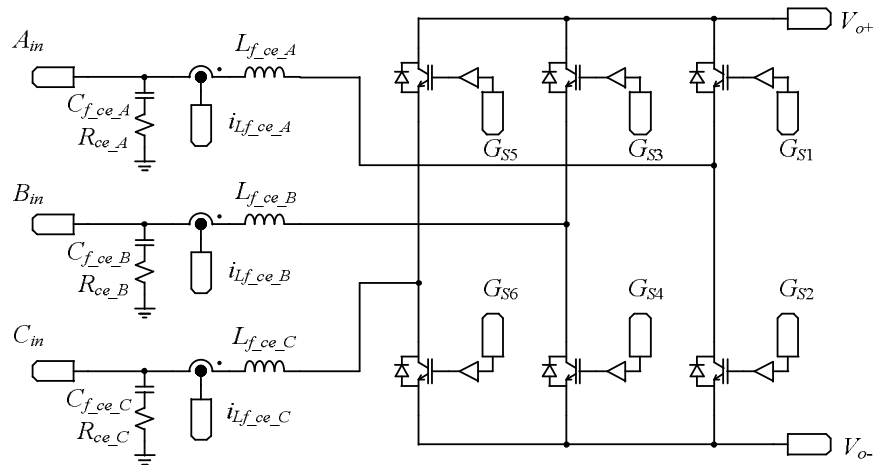


Figura 73 – Estrutura de potência do conversor de entrada com filtro LC.

A Figura 74 apresenta o controle de corrente e modulador *PWM* para uma fase do conversor de entrada com filtro LC.

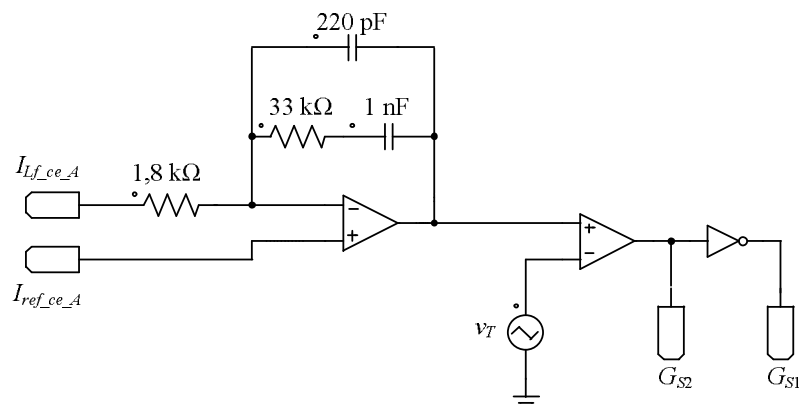


Figura 74 – Controle de corrente e modulação do estágio de entrada para uma fase.

A Figura 75 apresenta o conversor de entrada com filtro LCL responsável por emular o perfil de carga desejado quando conectado ao EST.

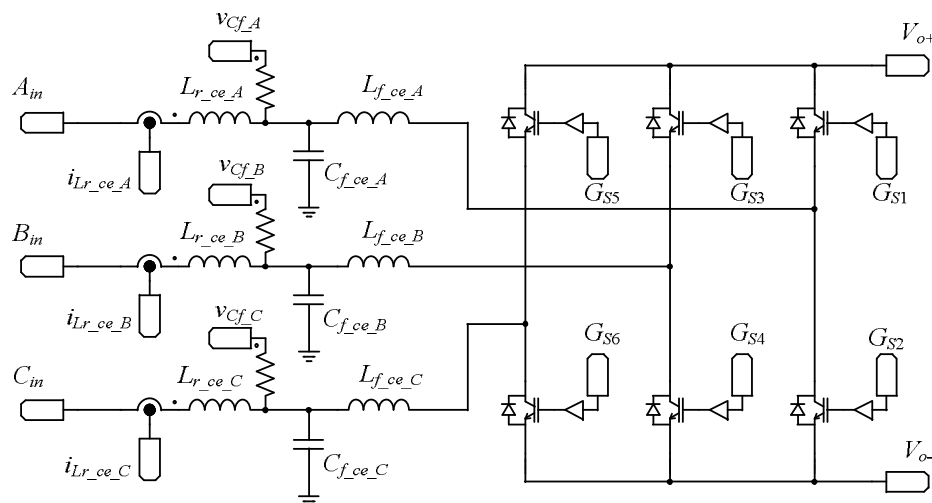


Figura 75 – Estrutura de potência do conversor de entrada com filtro LC.

A Figura 76 apresenta o controle de corrente, o controle de amortecimento ativo e o modulador *PWM* para uma fase do conversor de entrada com filtro LCL.

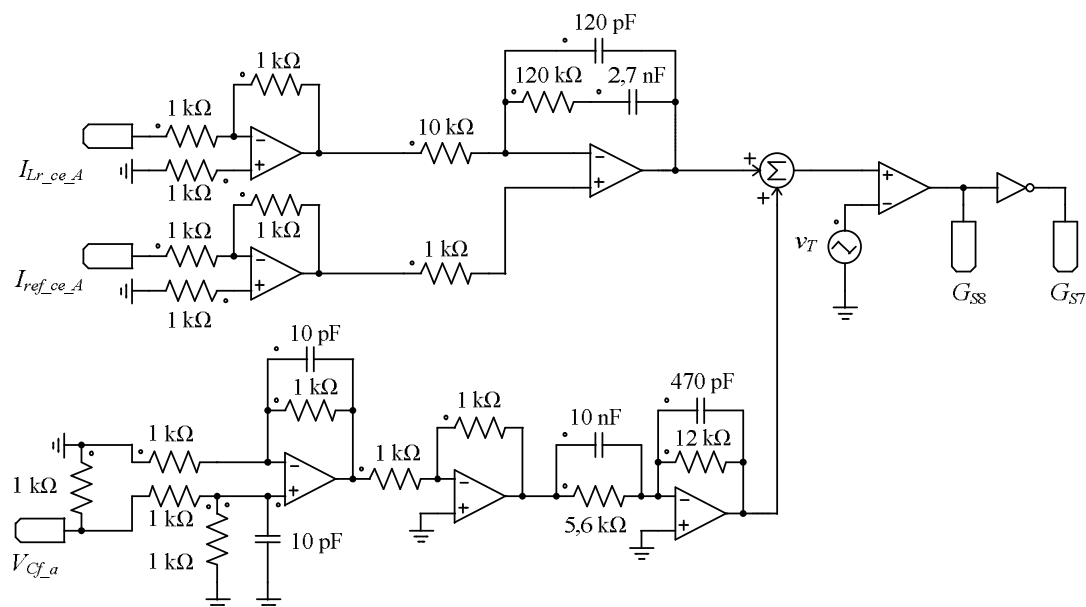


Figura 76 – Controle de corrente e modulação do estágio de entrada para uma fase.

A Figura 77 apresenta a rede e o circuito equivalente da UPS, na sequência é apresentado na Figura 78 o circuito equivalente do transformador.

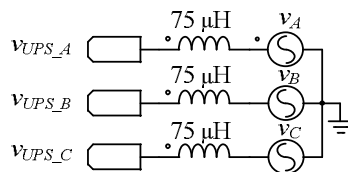


Figura 77 – Circuito equivalente da UPS acoplado à rede de energia elétrica.

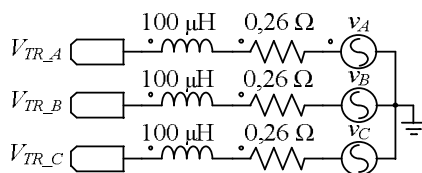


Figura 78 – Circuito equivalente do transformador acoplado à rede de energia elétrica.

A Figura 79 e a Figura 80 apresentam o circuito para geração de referência para testes com UPS e transformador, respectivamente.

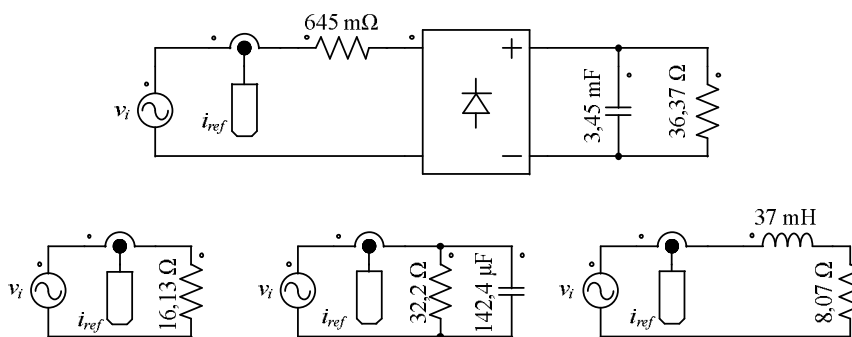


Figura 79 – Circuito gerador de referência de corrente não-linear para teste de UPS.

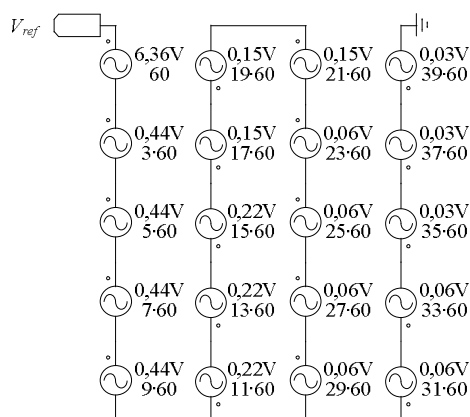


Figura 80 – Referência do emulador para perfil de carga de transformador.

5.2 SIMULAÇÃO NUMÉRICA DO EMULADOR COM FILTRO LC

A seguir serão apresentadas as formas de onda obtidas através da simulação do emulador com filtro LC. O emulador será acoplado ao autotransformador o qual teve seu modelo especificado na seção 5.1.1. Os perfis de cargas ao qual o autotransformador será submetido foram definidos na seção 5.1.2.

Na Figura 81 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente de entrada e saída para uma fase do emulador de cargas emulando um resistor de 16 Ω . O emulador drena do autotransformador uma corrente eficaz i_{EST_a} de 7,9 A em fase com a tensão v_{EST_a} . Observa-se que a corrente de saída i_{OUT_a} do emulador possui formato senoidal e está deslocada de 180° em relação a tensão de rede v_{OUT_a} , configurando assim, a regeneração de energia com fator de potência unitário.

A diferença encontrada entre a ondulação de corrente na entrada e na saída se deve a diferença entre as impedâncias de acoplamento da rede e do EST. Sendo assim, a corrente de entrada possui ondulação menor em relação a saída uma vez que a impedância série do autotransformador é maior que da rede.

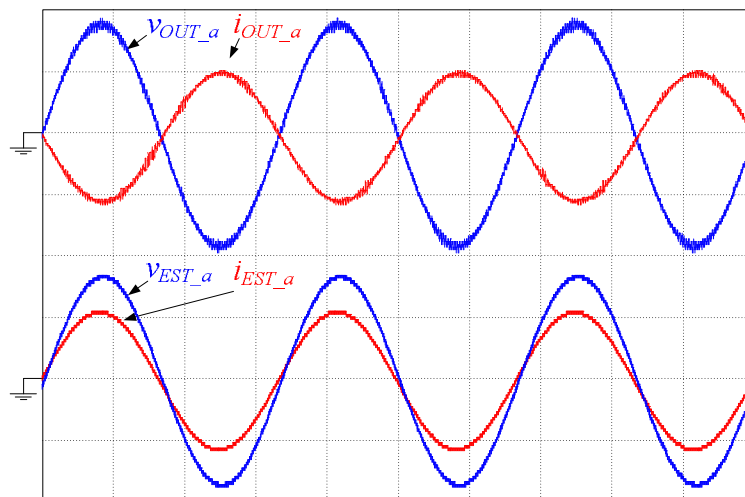


Figura 81 – Tensões e correntes do emulador para o perfil de carga resistivo (10 A/div, 100 V/div, 5 ms/div).

Na Figura 82 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente de entrada e saída para uma fase, onde é emulado o perfil de carga indutivo. O emulador drena uma corrente eficaz i_{EST_a} de 7,9 A com fator de potência 0,5 indutivo. Como a carga emulada possui fator de potência não unitário o emulador devolve para a rede somente a parcela ativa da potência drenada do EST menos as perdas da estrutura.

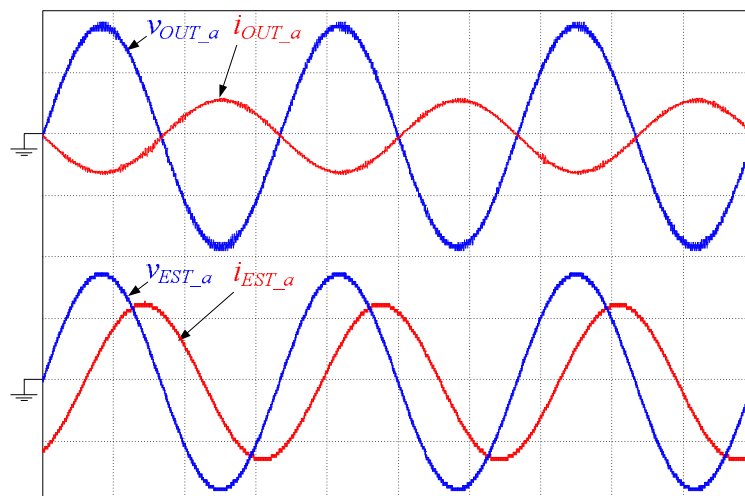


Figura 82 – Tensões e correntes do emulador para o perfil de carga indutiva (10 A/div, 100 V/div, 5 ms/div).

Na Figura 83 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente de entrada e saída do emulador para uma fase, onde é emulado o perfil de carga capacitivo. O emulador drena uma corrente eficaz de 7,9 A adiantada de 60° em relação a tensão do EST, ou seja, com fator de potência 0,5 capacitivo.

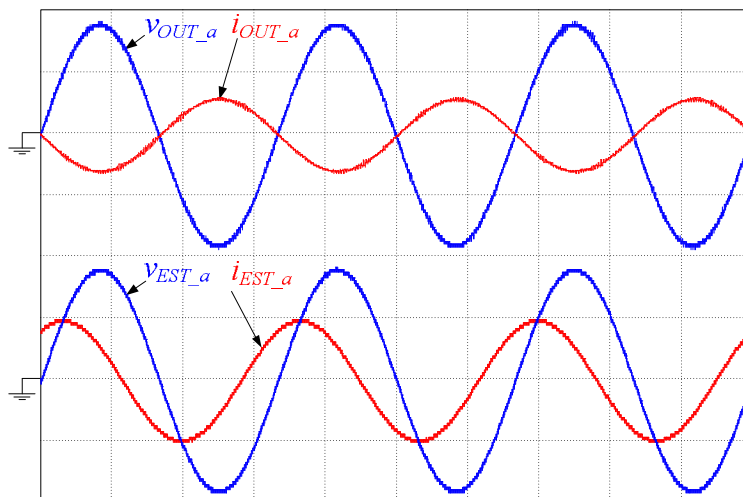


Figura 83 – Tensões e correntes do emulador para o perfil de carga capacitiva (10 A/div, 100 V/div, 5 ms/div).

Na Figura 84 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente de entrada do emulador para o perfil de corrente de entrada de um retificador em ponte completa com filtro capacitivo. Observam-se dois pulsos de corrente por período, localizados no ponto de máxima tensão com valor eficaz de 9,74 A e fator de crista de 2,65. Devido a elevada derivada de corrente observa-se o afundamento na tensão causado pela queda de tensão na impedância série do autotransformador.

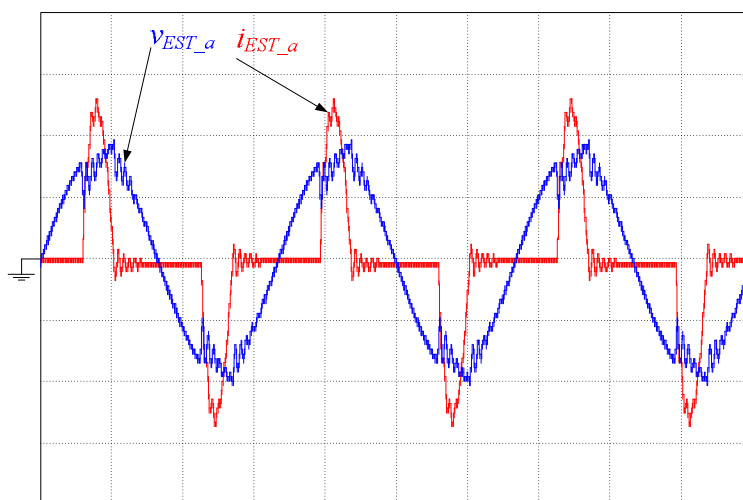


Figura 84 – Tensão e corrente de entrada do emulador para o perfil de corrente de entrada do retificador onda completa com filtro capacitivo (10 A/div, 100 V/div, 5 ms/div).

Na Figura 85 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente de entrada do emulador para uma fase, onde é emulado o perfil de carga não-linear especificado na Tabela XII. O emulador drena uma corrente eficaz de 12 A em fase com a tensão do autotransformador. Observa-se que a elevada derivada de corrente causa afundamento na tensão devido as quedas na impedância série do modelo do autotransformador.

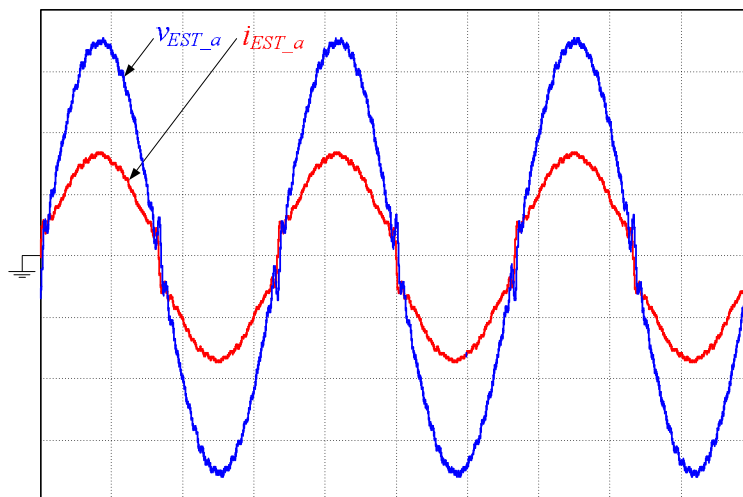


Figura 85 – Tensão e corrente de entrada do emulador para o perfil de carga não-linear especificado na Tabela XII (10 A/div, 50 V/div, 5 ms/div).

Na Figura 86 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente de entrada para uma fase e tensão de barramento do emulador durante um degrau de carga 50% para 100% (da capacidade do emulador) com perfil resistivo. Observa-se uma elevação da tensão de barramento logo corrigido pela atuação do controle de tensão total.

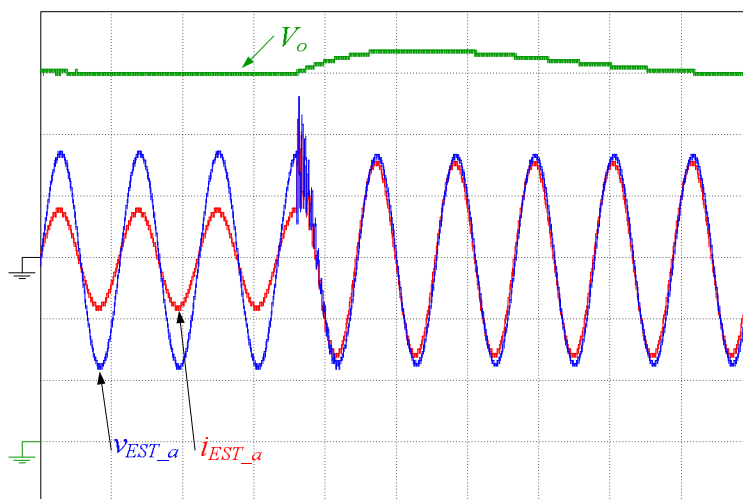


Figura 86 – Degrau de carga 50–100%, perfil resistivo (20 A/div, 100 V/div, 25 ms/div).

A Figura 87 apresenta as formas de onda de tensão e corrente de entrada para uma fase e tensão de barramento do emulador durante um degrau de carga 100% para 50% (da capacidade do emulador) com perfil resistivo. Observa-se um afundamento da tensão de barramento logo corrigida pela atuação do controle de tensão total.

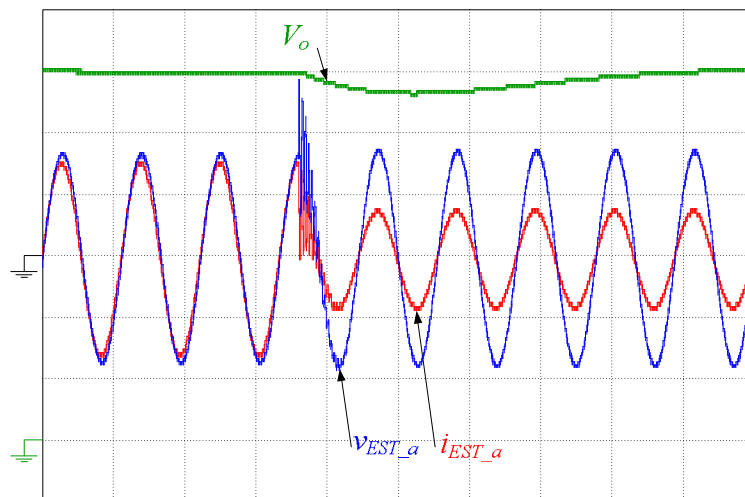


Figura 87 – Degrau de carga 100–50%, perfil resistivo (20 A/div, 100 V/div, 25 ms/div).

Na Figura 88 são apresentadas as formas de onda de tensão total e diferencial do barramento cc para um perfil de corrente de carga desequilibrada. Observa-se a atuação das malhas de controle diferencial e total mantendo equilibradas e reguladas as tensões nos capacitores do barramento cc.

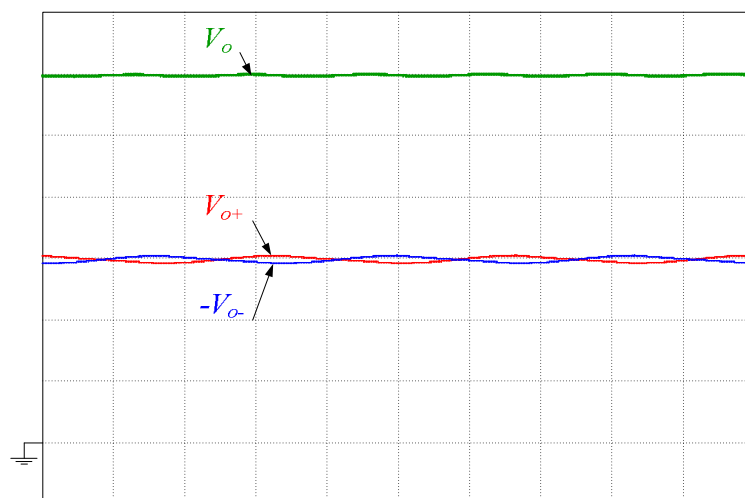


Figura 88 – Tensão total e diferencial do barramento cc com carga desequilibrada (100 V/div, 25 ms/div).

5.3 SIMULAÇÃO NUMÉRICA DO EMULADOR COM FILTRO LCL NO CONVERSOR DE ENTRADA

A seguir serão apresentadas as formas de onda obtidas através da simulação do emulador com filtro LCL. O modelo do autotransformador e da UPS utilizados para testes com o emulador foram definidos na seção 5.1.1 e serão submetidos aos perfis de carga definidos na seção 5.1.2.

A Figura 89 apresenta as formas de onda de tensão e corrente de entrada e saída para uma fase, emulando uma carga resistiva acoplada a *UPS*. O emulador drena do EST uma corrente eficaz i_{EST_a} de 8 A com uma THD de 1% em fase com a tensão, emulando desta forma, um resistor de 16 Ω . Observa-se que a corrente de saída do emulador possui formato senoidal com THD de 3,39%, deslocada de 180° em relação a tensão de rede, configurando assim, a regeneração de energia com fator de potência unitário.

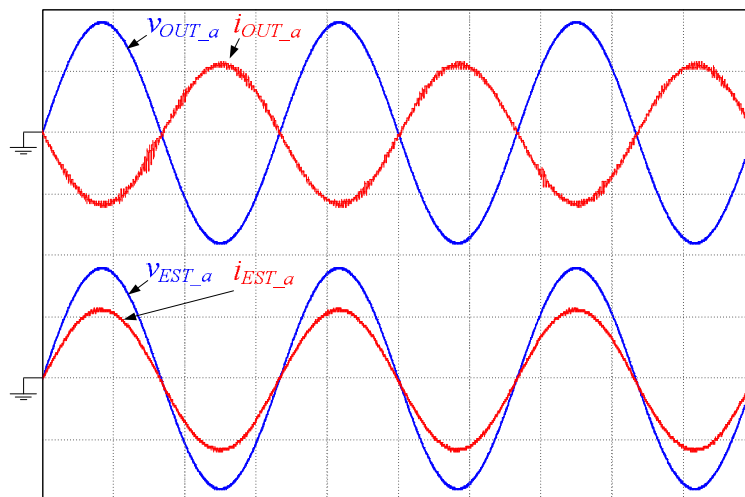


Figura 89 – Tensão e corrente do emulador para o perfil de carga resistivo (10 A/div, 100 V/div, 5 ms/div).

Na Figura 90 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente de entrada e saída para uma fase, onde é emulado o perfil de carga indutivo acoplada a *UPS*. O emulador drena uma corrente eficaz de 7,9 A com fator de potência 0,5 indutivo. Como a carga emulada possui fator de potência não unitário o emulador devolve para a rede somente a parcela ativa da potência drenada do EST menos as perdas da estrutura de potência.

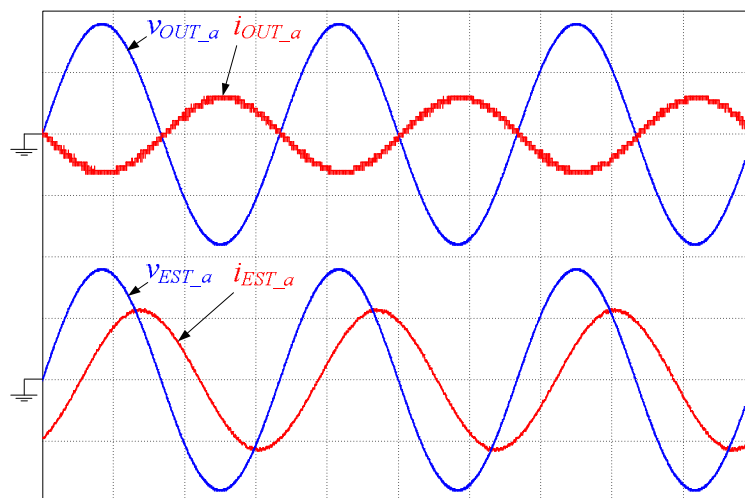


Figura 90 – Tensão e corrente de entrada e saída do emulador para o perfil de carga indutivo (10 A/div, 100 V/div, 5 ms/div).

A Figura 91 apresenta as formas de onda de tensão e corrente de entrada e saída do emulador para uma fase, onde é emulado o perfil de carga capacitivo acoplada a *UPS*. O emulador drena uma corrente eficaz de 7,9 A adiantada de 60° em relação a tensão do EST, ou seja, com fator de potência 0,5 capacitivo.

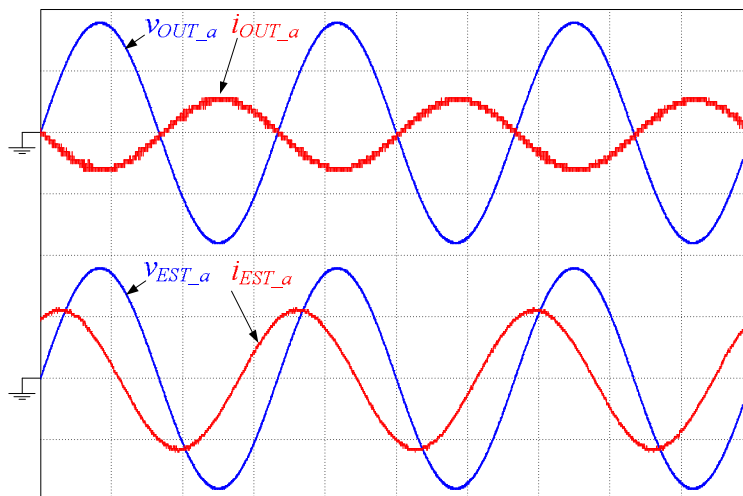


Figura 91 – Tensão e corrente de entrada e saída do emulador para o perfil de carga capacitivo (10 A/div, 100 V/div, 5 ms/div).

Na Figura 92 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente de entrada e saída do emulador para o perfil de carga de um retificador em ponte completa com filtro capacitivo acoplada a *UPS*. Observam-se dois pulsos de corrente por período com valor eficaz de 9,74 A e fator de crista de 2,65 A, o que caracteriza o perfil de corrente de carga de um retificador em ponte completa com filtro capacitivo.

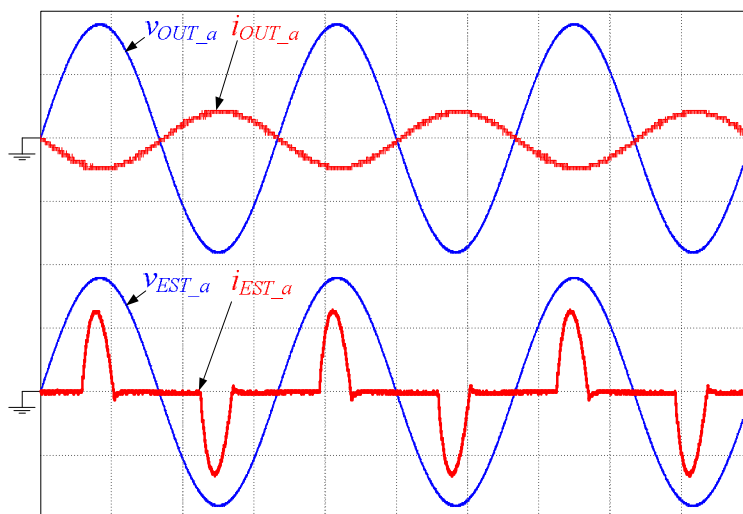


Figura 92 – Tensão e corrente de entrada e saída do emulador para o perfil de carga retificador onda completa (20 A/div, 100 V/div, 5 ms/div).

A Figura 93 apresenta as formas de onda de tensão e corrente de entrada do emulador para uma fase, onde é emulado o perfil de carga não-linear da Tabela XII acoplada ao autotransformador. O emulador drena uma corrente eficaz de 12 A em fase com a tensão do autotransformador. Observa-se que a elevada derivada de corrente causa afundamento na tensão devido as quedas na impedância série do EST.

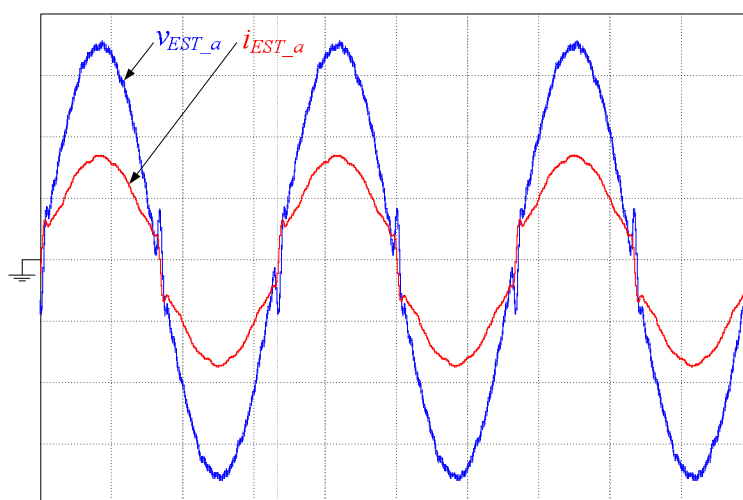


Figura 93 – Tensão e corrente de entrada do emulador para o perfil de carga não-linear da Tabela XII (10 A/div, 50 V/div, 5 ms/div).

A Figura 94 apresenta as formas de onda de tensão e corrente de entrada para uma fase e tensão de barramento do emulador acoplado à UPS durante um degrau de carga 100% para 50% com perfil resistivo. Observa-se um afundamento da tensão de barramento logo corrigido pela atuação do controle de tensão total.

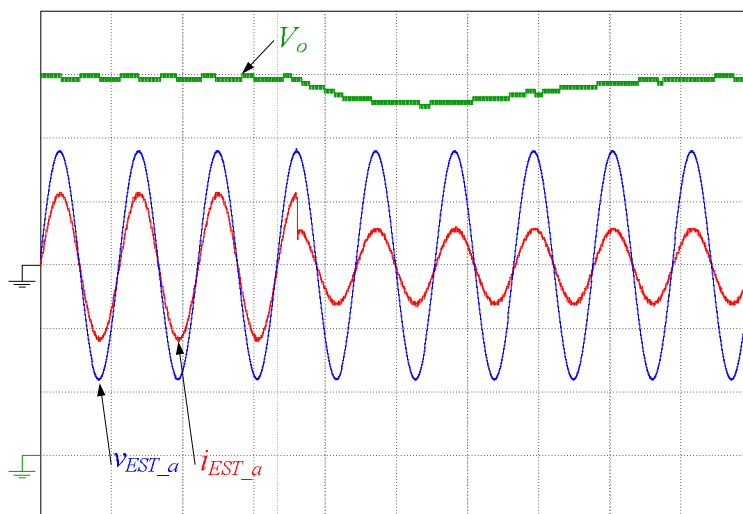


Figura 94 – Degrau de carga 100–50%, perfil resistivo (10 A/div, 100 V/div, 20 ms/div).

A Figura 95 apresenta as formas de onda de tensão e corrente de entrada para uma fase e tensão de barramento do emulador acoplado à *UPS* durante um degrau de carga 50% para 100% com perfil resistivo. Observa-se uma elevação da tensão de barramento logo corrigida pela atuação do controle de tensão total.

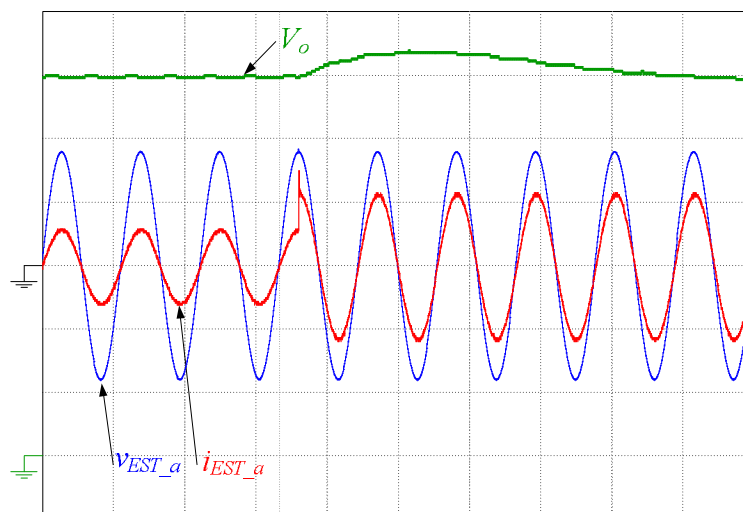


Figura 95 – Degrau de carga 50–100%, perfil resistivo (10 A/div, 100 V/div, 20 ms/div).

5.4 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentados e analisados os resultados obtidos através da simulação do emulador de cargas não-lineares com regeneração de energia. Esta etapa é de suma importância, pois antecede a etapa de implementação e visa validar o funcionamento dos controles projetados, assim como os modelos obtidos.

A simulação mostrou o correto funcionamento do emulador de cargas, aonde o mesmo foi capaz de emular os perfis de corrente de carga definidos para testes com o autotransformador e *UPS*, assim como regenerar a energia absorvida dos equipamentos sob testes com fator de potência unitário.

Verificou-se que através do uso do filtro LCL com amortecimento ativo a conexão do emulador com equipamento de baixa impedância (*UPS*) foi possível sem a necessidade de inserção de indutâncias no caminho com intuito de evitar a ressonância dos filtros e instabilidade do sistema. Entretanto a necessidade da implementação de uma malha de amortecimento ativo com o uso de um compensador em avanço, acarretou na diminuição da banda passante do emulador, dificultando o projeto dos controladores.

Os controles de tensão total e diferencial do barramento cc funcionaram de forma adequada, mantendo as tensões reguladas e equilibradas mesmo na presença de variações e desequilíbrios de corrente de carga.

6 IMPLEMENTAÇÃO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo serão apresentados os resultados experimentais da implementação do emulador de cargas não-lineares com regeneração de energia a fim de validar os estudos e projetos previamente elaborados.

O emulador foi projetado e implementado com base em dois conversores trifásicos bidirecionais, cada qual controlado analógicamente para uma potência de 4.500W.

Inicialmente serão apresentados os circuitos eletrônicos que compõem a estrutura do emulador de cargas implementado. Em seguida serão apresentados os resultados do ensaio em laboratório do emulador com filtro LC e filtro LCL no conversor de entrada.

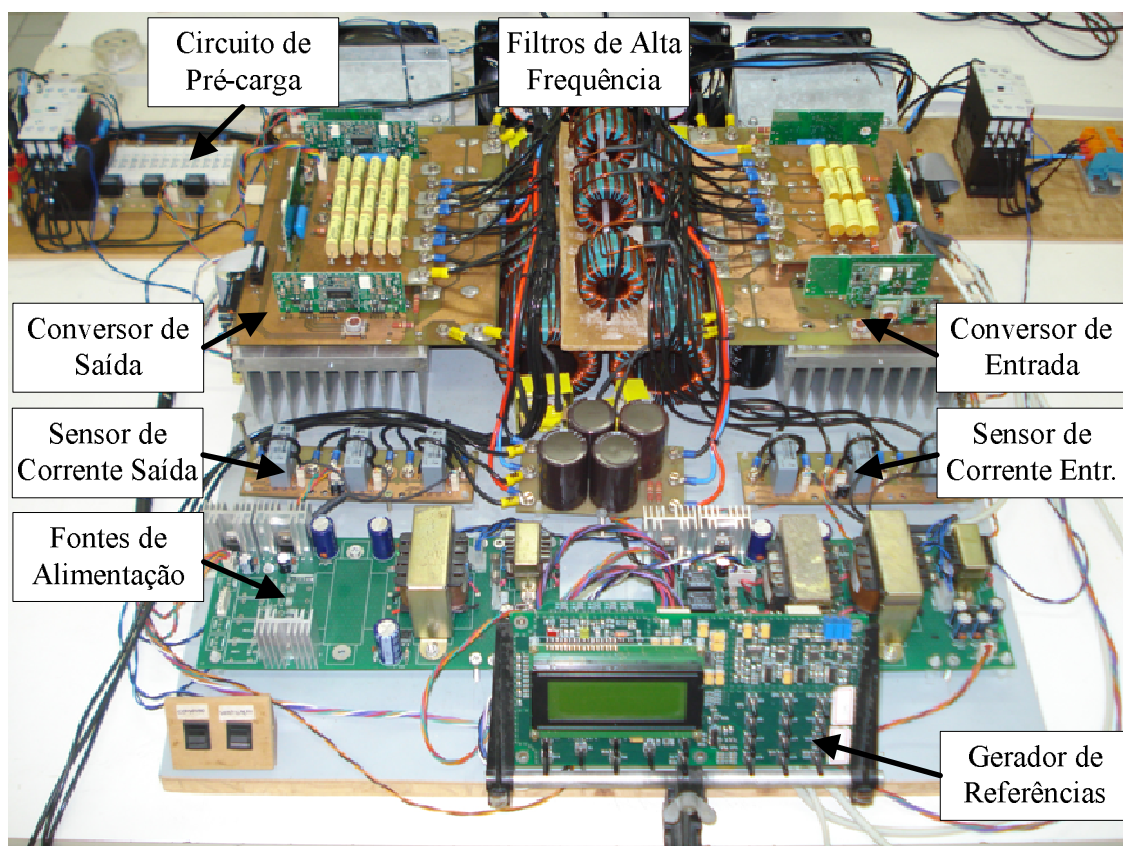


Figura 96 – Protótipo do emulador desenvolvido.

6.1 PROTÓTIPO

Na Figura 96 é apresentado o protótipo do emulador de cargas não-lineares com regeneração de energia. O emulador é composto por dois conversores trifásicos que compartilham o mesmo barramento cc, duas placas de comando, duas fontes auxiliares, duas placas de sensoramento de corrente, uma placa de geração de referências e um circuito de auxílio a pré-carga. Nas próximas seções serão apresentados os principais componentes do emulador.

6.1.1 Unidade de Potência

A unidade de potência é composta por dois módulos inversores trifásicos, mais os indutores e capacitores que formam os filtros de alta frequência, conforme apresentado na Figura 23.

O módulo inversor trifásico foi desenvolvido em [36] e utilizam interruptores do tipo IGBT modelo IRG4F50WD da fabricante IR, *drivers* modelo SKHI 20opA da SEMIKRON, dissipador de alumínio com ventilação forçada e circuito de auxílio a comutação suave com regeneração de energia para o barramento cc.

A Figura 97 traz a imagem do módulo de potência utilizado.



Figura 97 – Módulo de potência utilizado.

6.1.2 Drivers

Os *drivers* utilizados nos conversores de entrada e saída para acionamento dos interruptores são *drivers* modelo SKHI 20 opA, fabricados pela SEMIKRON. A função destes *drivers* é garantir o comando isolado para os interruptores, além de proporcionar proteção contra curto-circuito de braço. Dentre suas características destacam-se tempo morto

configurável, supressão de pulsos curtos, proteção contra sub tensão de alimentação, tensão máxima entre coletor e emissor de 1.200 V e frequência máxima de operação em 100 kHz.

Na ocorrência de alguma anomalia o *driver* envia um sinal de erro que é detectado pela placa de comando e pelo gerador de referências. A placa de comando através de uma lógica de intertravamento bloqueia o envio de sinais de comando aos *drivers* até que o operador, através do gerador de referências, reinicie a operação. Para reiniciar os *drivers* é necessário enviá-los um sinal de reset.

A Figura 98 mostra o *driver* SKHI 20opA utilizado em cada braço de interruptores.

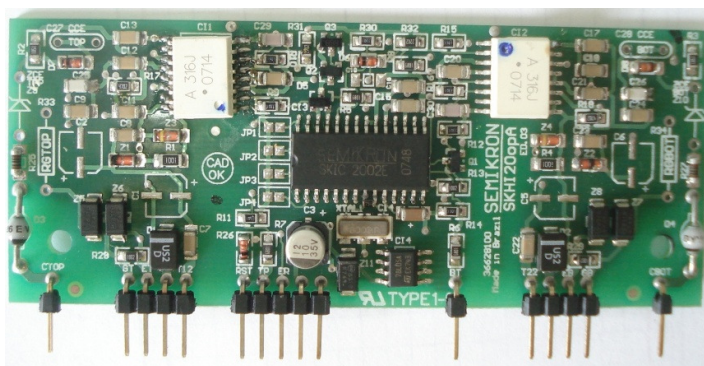


Figura 98 – Driver SKHI 20opA.

6.1.3 Sensoriamento de Corrente

A placa de sensores de corrente possui três transdutores de efeito Hall, modelo CSNT-651, fabricado pela HONEYWELL. Este transdutor opera em malha fechada e possui saída em fonte de corrente com ganho de 1/2000. Para obter o ganho de 0,068 V/A foram utilizadas duas espiras no primário e um resistor de 68 Ω conectado ao secundário.

A Figura 99 mostra a placa de sensores de corrente utilizada para medir o sinal de corrente nos conversores de entrada e saída.

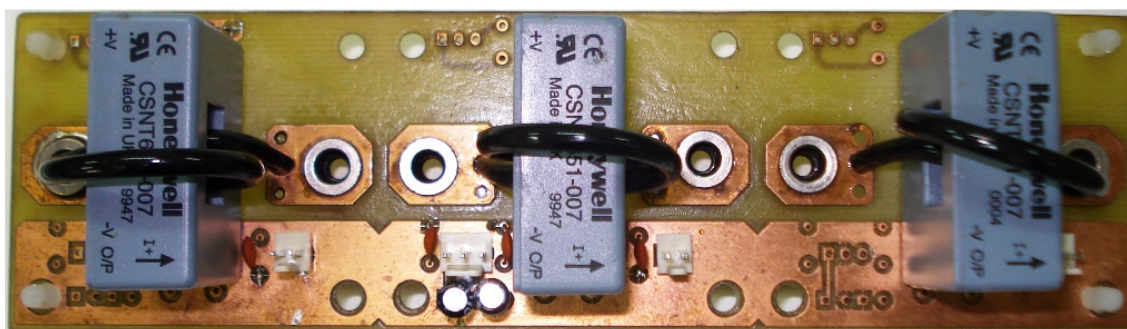


Figura 99 – Placa de sensoriamento de corrente trifásica.

6.1.4 Comando do Conversor de Saída

A placa de comando do conversor de saída contém os controladores analógicos projetados na seção 4.1.3. A placa possui as cinco malhas de controle responsáveis por controlar a corrente de entrada das três fases, a tensão total e diferencial do barramento cc.

O circuito dos controladores analógicos implementados faz uso de amplificadores operacionais, resistores e capacitores, como mostra o esquema da Figura 100. Além dos controladores, é possível observar o multiplicador e o modulador *PWM* utilizados.

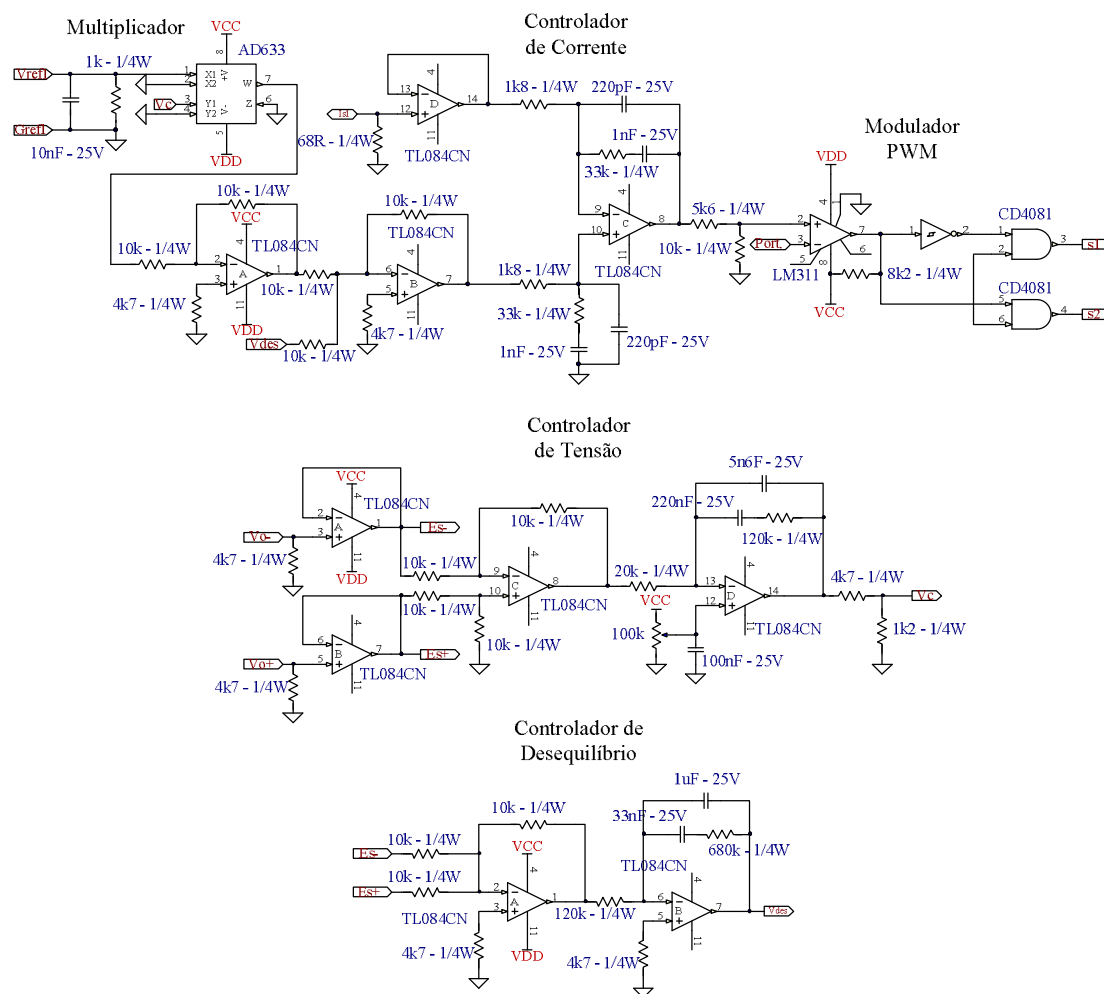


Figura 100 – Esquemático parcial da placa de comando do conversor de saída.

Além do controle e modulação a placa possui circuitos de intertravamento responsáveis por inibir o envio de comando aos *drivers* toda vez que uma situação de erro for detectada. A Figura 101 mostra a fotografia da placa de comando do conversor de saída.

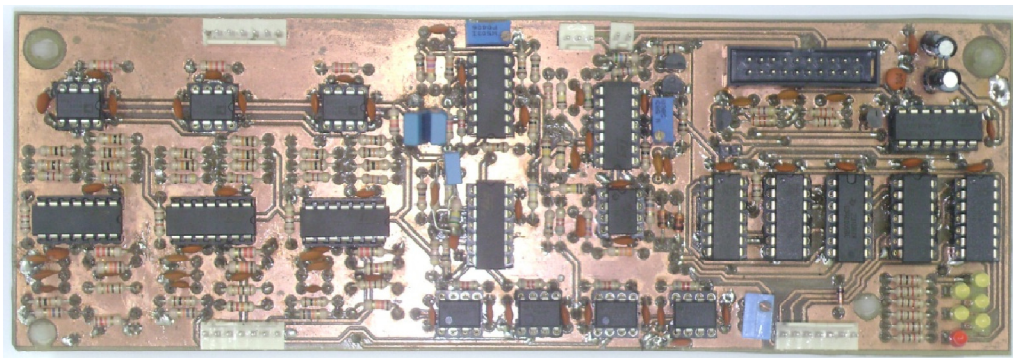


Figura 101 – Placa de comando do conversor de saída.

6.1.5 Comando do Conversor de Entrada

A placa de comando do conversor de entrada possui o controlador analógico projetado na seção 4.2.3 para filtro LC e seção 4.3.3 para filtro LCL. A placa possui as três malhas de controle responsáveis por controlar a corrente de entrada das três fases.

O circuito do controlador analógico implementado faz uso de amplificadores operacionais, resistores e capacitores, como mostra o esquema da Figura 102. Além do controlador, também é possível observar o modulador *PWM* utilizado.

Na Figura 102 é apresentado o circuito de uma fase, sendo o mesmo circuito replicado para as demais fases.

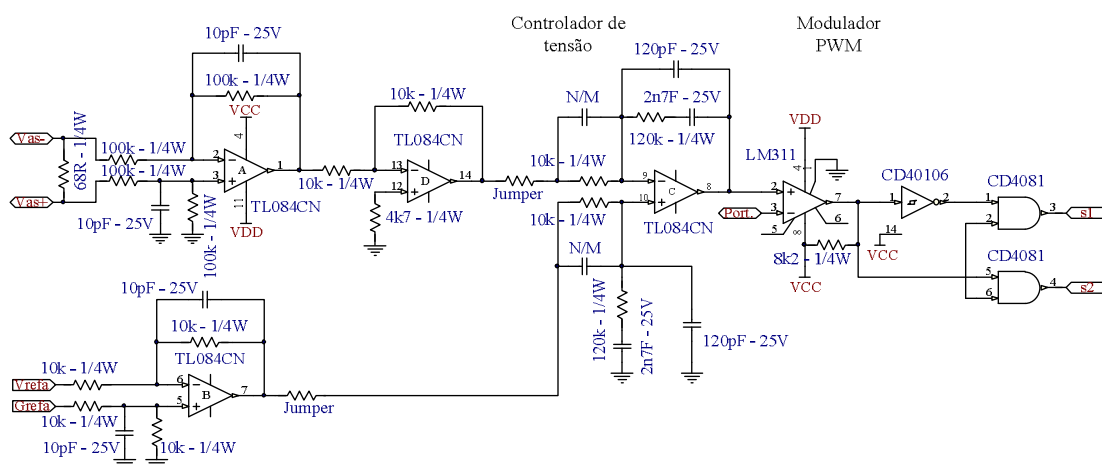


Figura 102 – Esquemático parcial da placa de comando do conversor de entrada.

Além do controle e modulação a placa possui circuitos de intertravamento responsáveis por inibir o envio de comando aos *drivers* toda vez que uma situação de erro for detectada.

A Figura 103 mostra a fotografia da placa de comando do conversor de entrada.

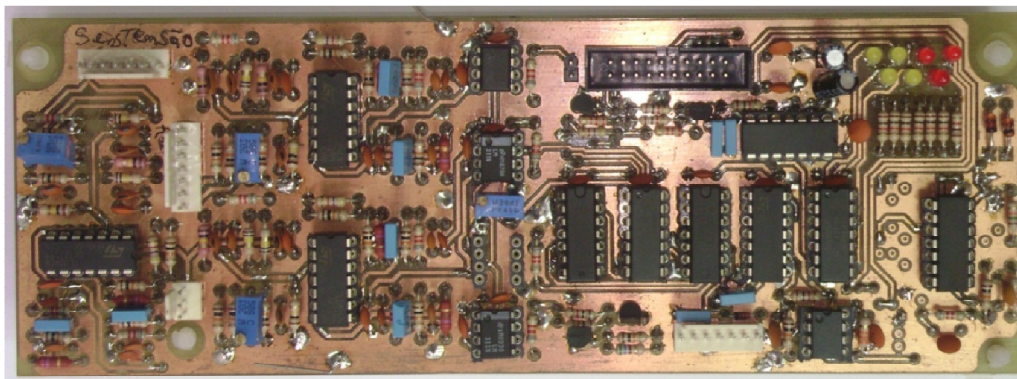


Figura 103 – Placa de comando do conversor de entrada.

6.1.6 Amortecimento Ativo Filtro LCL

A placa de amortecimento ativo do filtro LCL embarca o controlador analógico projetado no item 4.2.3 sendo composta por três malhas de amortecimento ativo.

Esta placa é acoplada à placa de comando do conversor de entrada com filtro LCL. O circuito do controlador analógico implementado faz uso de amplificadores operacionais, resistores e capacitores, como mostra o esquema da Figura 104.

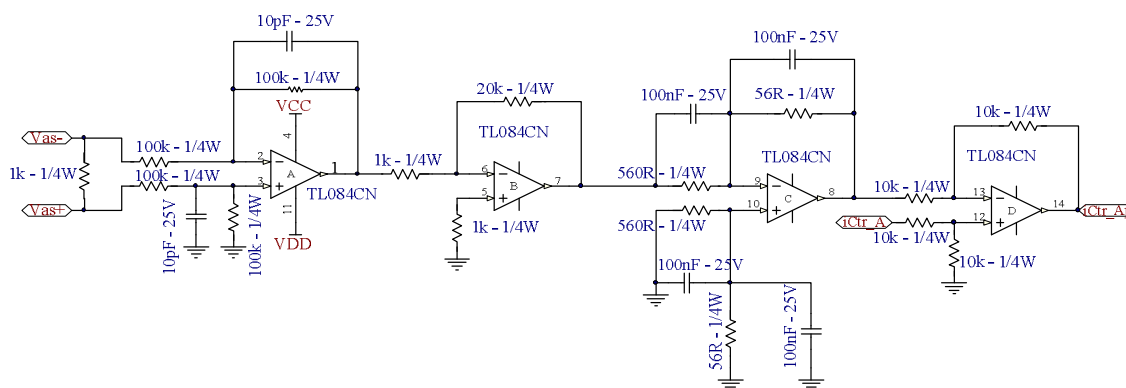


Figura 104 – Esquemático parcial da placa de comando do conversor de entrada com filtro LCL.

Além do controle e modulação a placa possui circuitos de intertravamento responsáveis por inibir o envio de comando aos *drivers* toda vez que uma situação de erro for detectada.

A Figura 105 mostra a fotografia da placa contendo os controladores de amortecimento.

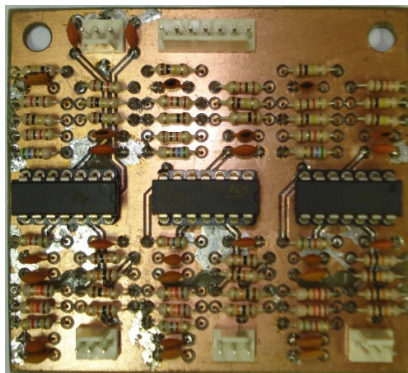


Figura 105 – Placa de controle do amortecimento ativo do conversor de entrada.

6.1.7 Gerador de Referências

A placa do gerador de referências é responsável por gerar o sinal de referência genérico utilizado como referência no controlador do conversor de entrada do emulador de cargas. Além disto, esta placa também é responsável por amostrar a tensão imposta pelo EST e através da detecção da passagem por zero, sincronizar o sinal de referência genérico.

A geração dos comandos dos relês que acionam a pré-carga, o monitoramento do erro de *driver* e a leitura das tensões para sincronismo são feitos pelo processador presente nesta placa.

A placa do gerador de referências é mostrada na Figura 106.

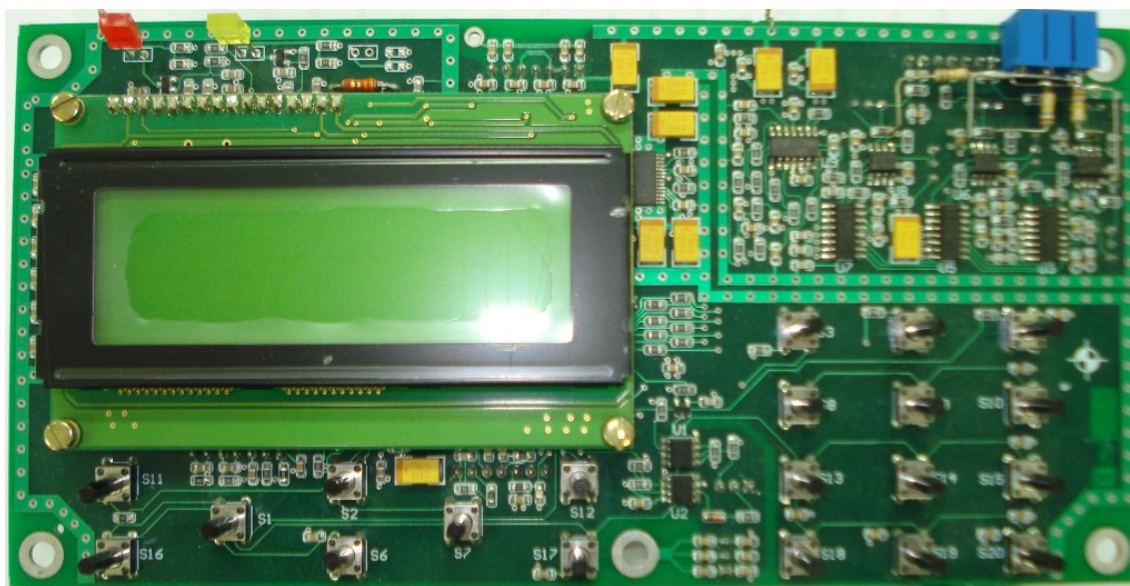


Figura 106 – Placa do gerador de referências.

Tanto o *hardware* quanto o *firmware* do gerador de referências utilizado nesta aplicação foi desenvolvido em [37].

O processador contido na placa do gerador de referências é o DSP TMS320LF2812, que dentre as diversas características contidas na folha de dados do fabricante (*Texas Instruments*), vale destacar as seguintes:

- Máxima frequência de operação de 150 MHz;
- Memória RAM interna de 128 K words;
- Memória ROM interna de 12 K words;
- Necessita de alimentação com dois níveis de tensões diferentes, sendo um nível de tensão para a alimentação do núcleo e outro para I/O e periféricos;
- Conversor Analógico/Digital de 12-Bits, com 16 canais;
- CPU de 32 bits de alto desempenho, que permite a execução de operações matemáticas com 16 ou 32 bits;
- Possui três temporizadores de 32 bits;
- Dois módulos de controle de eventos (EVA e EVB).

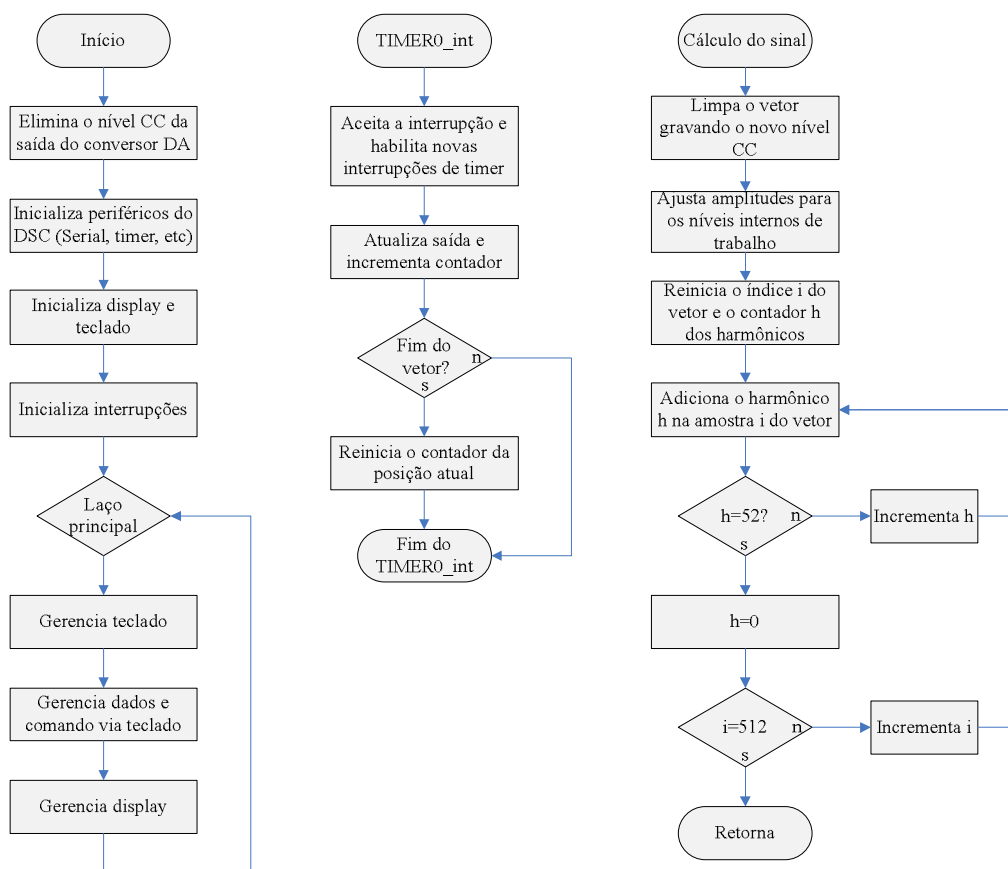


Figura 107 – Fluxograma das rotinas principais do firmware do gerador de referências.

6.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM FILTRO LC

A seguir serão apresentados os resultados experimentais do ensaio de laboratório do protótipo do emulador de cargas não-lineares com regeneração de energia utilizando filtros LC tanto no conversor de entrada quanto no conversor de saída.

Conforme Figura 110 os resultados experimentais com filtro LC foram obtidos conectando a entrada do emulador de cargas ao autotransformador trifásico de 14 kVA (descrito na Tabela X), também chamado de EST.

A saída do emulador foi conectada a rede elétrica através de um autotransformador abaixador de 30 kVA. A conexão deste autotransformador se deu devido a necessidade de adequação da tensão da rede trifásica disponível de 380 V, para a tensão de entrada do emulador de 220 V.

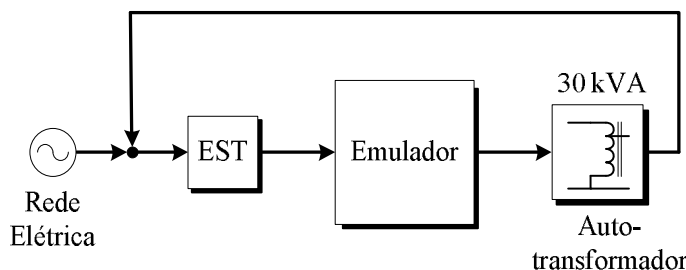


Figura 110 – Esquema de ligação unifilar do ensaio realizado.

Os perfis de corrente de carga emulados nesta etapa dos testes experimentais seguem o padrão utilizado na simulação. Nas figuras seguintes serão apresentadas as formas de onda de tensão e corrente para uma fase do emulador tanto para a entrada, quanto para a saída.

Na Figura 111 são apresentadas as formas de onda emulando um resistor de 32Ω na saída do autotransformador. O emulador drena do EST uma corrente senoidal com valor eficaz i_{EST_a} de 7,9 A em fase com a tensão eficaz v_{EST_a} de 127 V.

Nesta figura pode ser observada a regeneração da energia drenada do EST com fator de potência unitário visto que, a corrente de saída do emulador i_{OUT_a} possui formato senoidal e está deslocada de 180° em relação a tensão de rede v_{OUT_a} . Entretanto a amplitude da corrente de saída apresenta pequena diferença na amplitude em relação a corrente de entrada. Esta diferença se dá devido as perdas durante o processamento da energia envolvida e está relacionada com o rendimento da estrutura.

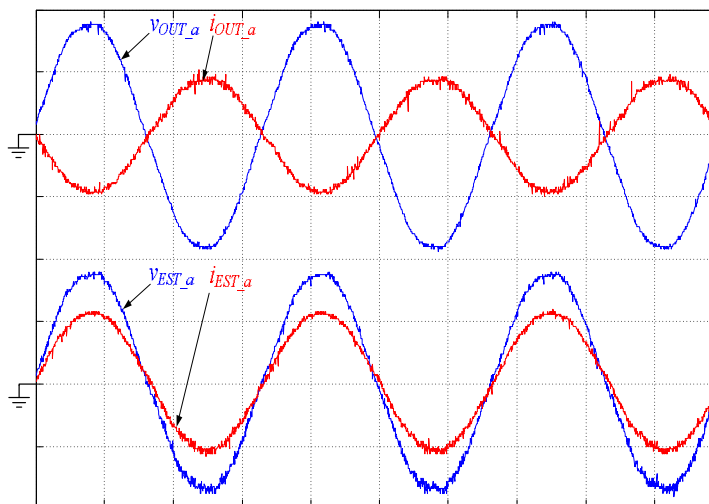


Figura 111 – Tensões e correntes do emulador para o perfil de carga resistivo (10 A/div, 100 V/div, 5 ms/div).

Na Figura 112 são apresentadas as formas de onda do emulador para o perfil resistivo indutivo série da Tabela XI. O emulador drena do EST uma corrente senoidal com valor eficaz i_{EST_a} de 7,9 A atrasada 60° em relação tensão v_{EST_a} , ou seja com fator de potência de 0,5. Observa-se que devido ao fator de potência 0,5 da entrada a amplitude da corrente de saída do emulador difere da amplitude de entrada. Isto se deve ao fato de o emulador devolver a rede somente a parcela ativa da potência absorvida menos as perdas do processamento.

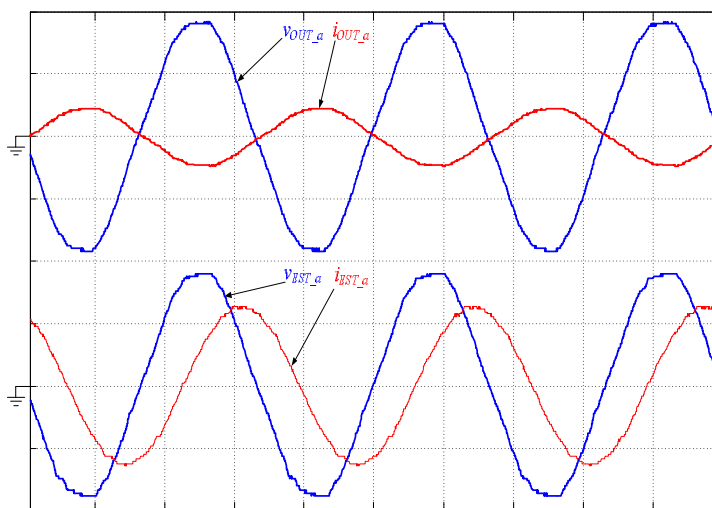


Figura 112 – Tensão e corrente do emulador para o perfil de carga indutivo (10 A/div, 100 V/div, 5 ms/div).

Na Figura 113 são apresentadas as formas de onda emulando um capacitor de $80 \mu\text{F}$. O emulador drena do EST uma corrente senoidal com valor eficaz i_{EST_a} de 3,9 A adiantada de 90° em relação tensão v_{EST_a} , ou seja com fator de potência 0. Com o fator de potência igual a zero pode-se notar a existência da corrente de baixa frequência que circula entre a rede e o capacitor do filtro LC do conversor de saída do emulador.

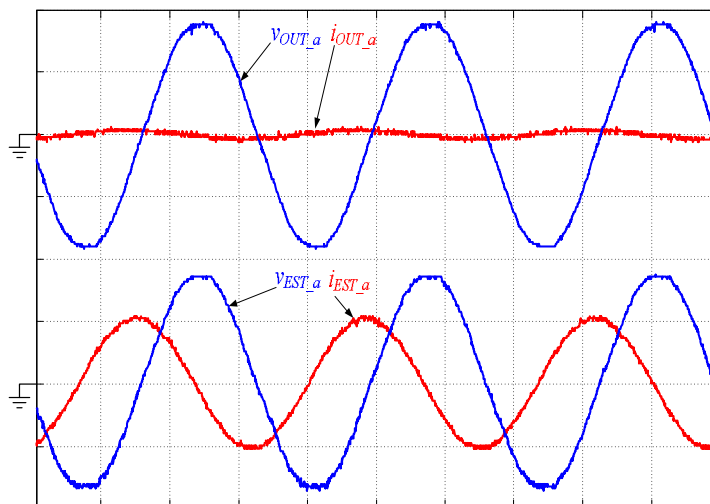


Figura 113 – Tensão e corrente de entrada e saída do emulador para o perfil de carga capacitivo (5 A/div, 100 V/div, 5 ms/div).

Na Figura 114 são apresentadas as formas de onda do emulador para o perfil de corrente de carga não-linear com conteúdo harmônico especificado na Tabela XII. O emulador drena do EST uma corrente senoidal com TDH de 8% e com valor eficaz i_{EST_a} de 12 A em fase com a tensão v_{EST_a} . Observa-se que a elevada derivada de corrente na passagem por zero causa afundamento na tensão devido as quedas de tensão na impedância série do autotransformador.

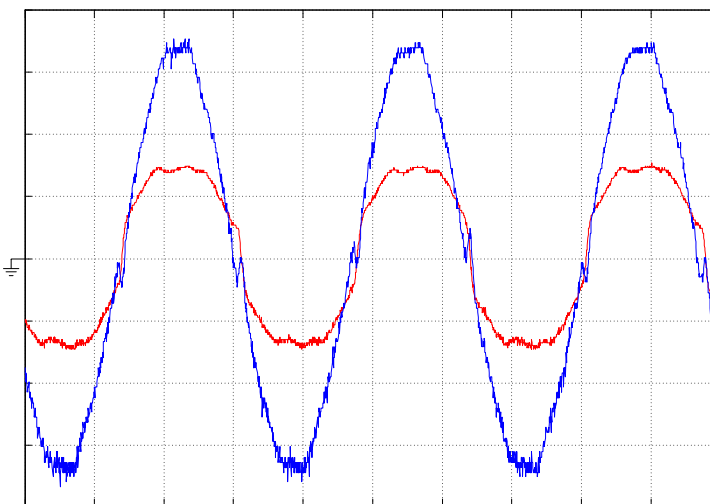


Figura 114 – Tensão e corrente de entrada do emulador para o perfil de carga com conteúdo harmônico especificado na Tabela XII (10 A/div, 50 V/div, 5 ms/div).

Na Figura 115 são apresentadas as formas de onda do emulando o perfil de corrente de entrada de um retificador ponte completa com filtro capacitivo da Tabela XI. Observam-se dois pulsos de corrente por período com valor eficaz i_{EST_a} de 9,6 A e fator de crista de 2,7. Nota-se também o afundamento causado na tensão devido a queda de tensão na impedância interna do autotransformador devido ao pico de corrente de 26 A.

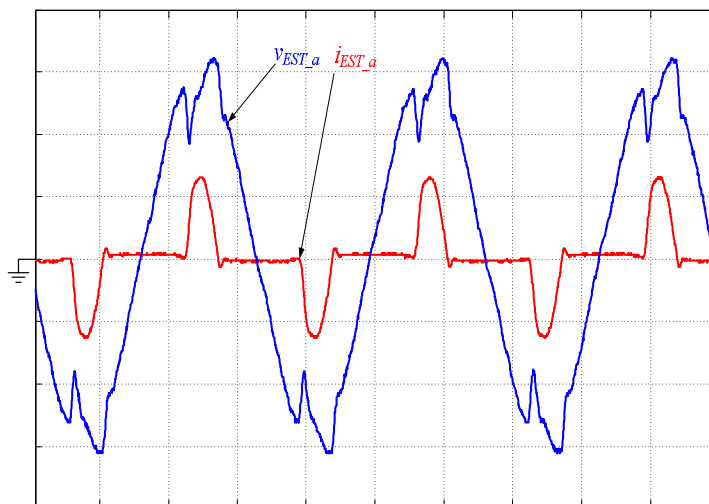


Figura 115 – Tensão e corrente do emulador para o perfil de carga retificador (20 A/div, 50 V/div, 5 ms/div).

Na Figura 116 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente de saída e tensão de referência do emulador, para o perfil de corrente de carga do retificador onda completo com filtro capacitivo. Observa-se que diferente da tensão de referência existe uma componente de baixa frequência na corrente de entrada do emulador. Trata-se da corrente de baixa frequência do capacitor do filtro LC, e pode ser compensada somando-se ao sinal de referência do emulador o sinal de baixa frequência do capacitor defasado em 180° .

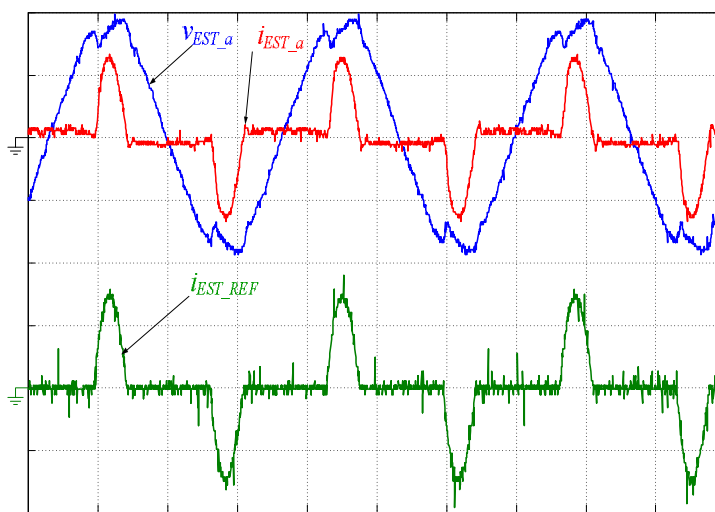


Figura 116 – Tensão e corrente de entrada e tensão de referência do emulador para o perfil de carga retificador (i_{EST} 20 A/div, V_{EST} 100 V/div, i_{EST_REF} 1 V/div, 5 ms/div).

A atuação das malhas de controle de tensão total e diferencial pode ser verificada na Figura 117. Observa-se que as tensões V_{o+} e V_{o-} nos capacitores encontram-se equilibradas em 300 V e a tensão total regulada em 600 V conforme especificação do projeto.

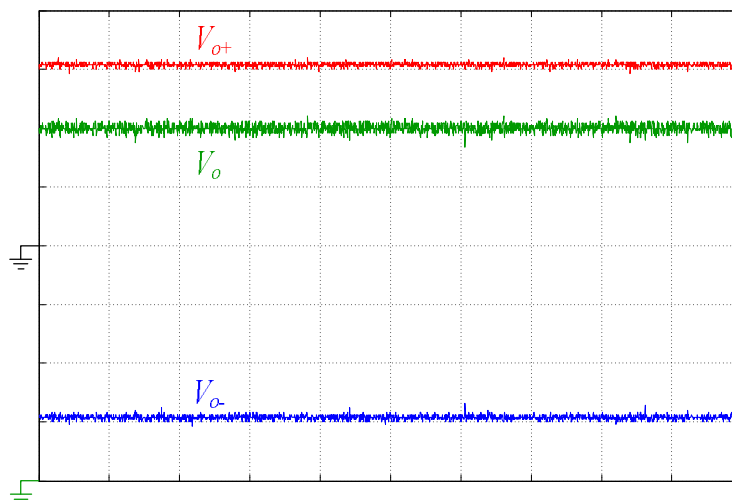


Figura 117 – Tensão no barramento cc (100 V/div, 25 ms/div).

Na Figura 118 são apresentados os resultados obtidos durante um degrau de carga resistiva de 100% para 50% da capacidade do emulador. Analisando a tensão total do barramento cc pode ser observado o afundamento da tensão causado pela retirada súbita de carga, assim como, a atuação da malha de controle de tensão para regular a tensão conforme referência. Além disso, pode-se notar que a súbita mudança de carga causou um *spike* na tensão fornecida pelo EST, devido a impedância de dispersão do autotransformador.

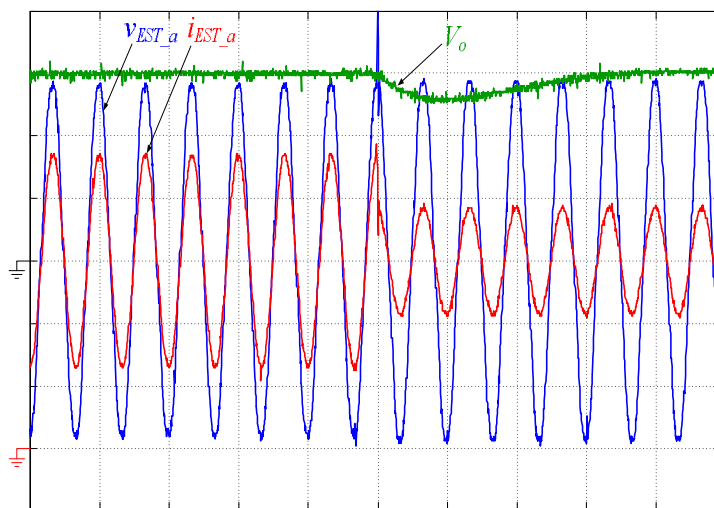


Figura 118 – Degrâu de carga 100–50% (10 A/div, Tensão Barramento 100 V/div, Tensão EST 60 V/div, 25 ms/div).

O afundamento da tensão do barramento cc com a retirada de carga ocorre devido ao tempo necessário que o controle de tensão leva para perceber a mudança na condição de operação, e assim, atuar na malha de corrente (responsável por injetar a corrente na rede), de forma a equilibrar o fluxo de potência.

De forma similar a Figura 119 apresenta as formas de onda para um degrau de carga de 50% para 100%. Observa-se a atuação da malha de controle de tensão frente a elevação de tensão do barramento cc causada pelo súbito aumento de carga. A elevação no barramento ocorre pelos mesmos motivos citados anteriormente. O tempo de acomodação da tensão de barramento cc foi de aproximadamente 150 ms.

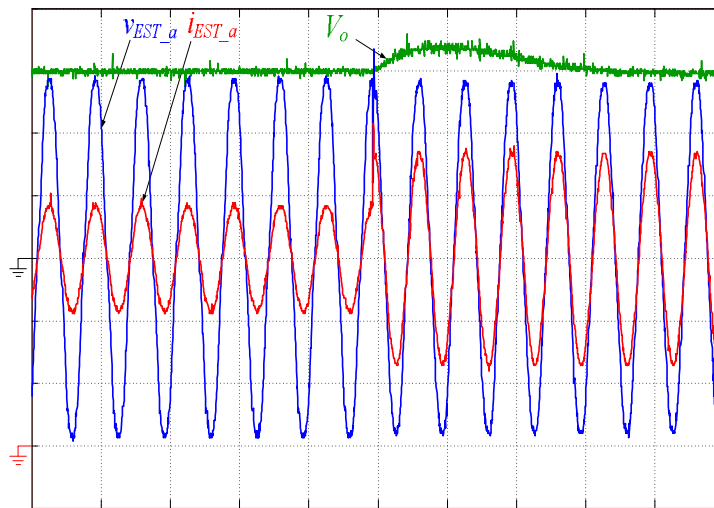


Figura 119 – Degrau de carga 50-100% (10 A/div, Tensão Barramento 100 V/div, Tensão EST 60 V/div, 25 ms/div).

6.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM FILTRO LCL NO CONVERSOR DE ENTRADA

A seguir serão apresentados os resultados experimentais do ensaio de laboratório do protótipo do emulador de cargas não-lineares com regeneração de energia utilizando filtro LC no conversor de saída e filtro LCL no conversor de entrada.

Devido a falta de uma *UPS* para testes no laboratório, os resultados experimentais com filtro LCL foram obtidos conectando a entrada do emulador de cargas a uma fonte ca trifásica de 4,5 kVA, a qual se comporta como uma *UPS* possuindo as mesmas características elétricas da *UPS* descrita na Tabela IX

Da mesma forma que no experimento anterior a saída do emulador foi conectada a rede elétrica através de um autotransformador abaixador de 30 kVA. Os perfis de corrente de carga emulados nesta etapa dos testes experimentais seguem o padrão utilizado na simulação. Nas figuras seguintes serão apresentadas as formas de onda de tensão e corrente para uma fase do emulador tanto para a entrada, quanto para a saída.

Na Figura 120 são apresentadas as formas de onda do emulador emulando um resistor de 32 Ω na saída da fonte ca. O emulador drena do EST uma corrente senoidal com valor eficaz i_{EST_a} de 7,9 A em fase com a tensão eficaz v_{EST_a} de 127 V.

Da mesma forma que no experimento com filtro LC pode ser observada a regeneração da energia uma vez que a corrente de saída do emulador i_{OUT_a} está deslocada de 180° em relação a tensão de rede v_{OUT_a} . Entretanto pode ser observado a existência de um achatamento no pico tanto de v_{OUT_a} quanto de i_{OUT_a} . Isto acontece devido ao fato de o sinal de referência do controlador de corrente do conversor de saída utilizar em sua composição o formato senoidal de v_{OUT_a} .

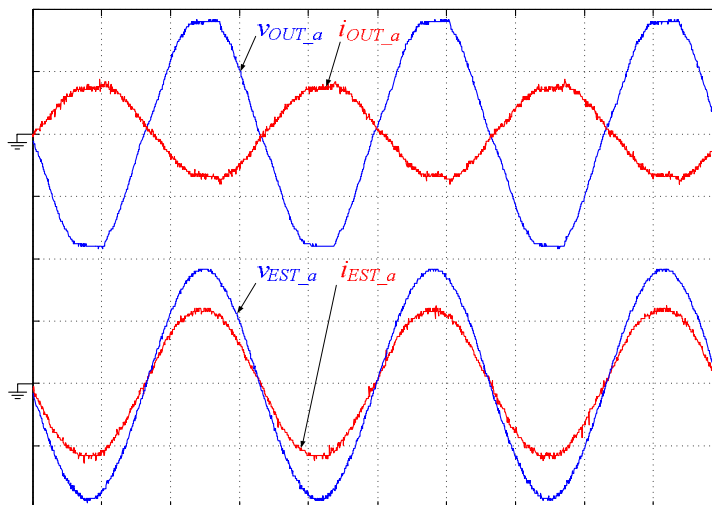


Figura 120 – Tensões e correntes do emulador para o perfil de carga resistivo (10 A/div, 100 V/div, 5 ms/div).

Na Figura 121 são apresentadas as formas de onda do emulador emulando um capacitor de $80\ \mu\text{F}$. O emulador drena do EST uma corrente senoidal com valor eficaz i_{EST_a} de 3,9 A adiantada de 90° em relação tensão v_{EST_a} , ou seja com fator de potência 0.

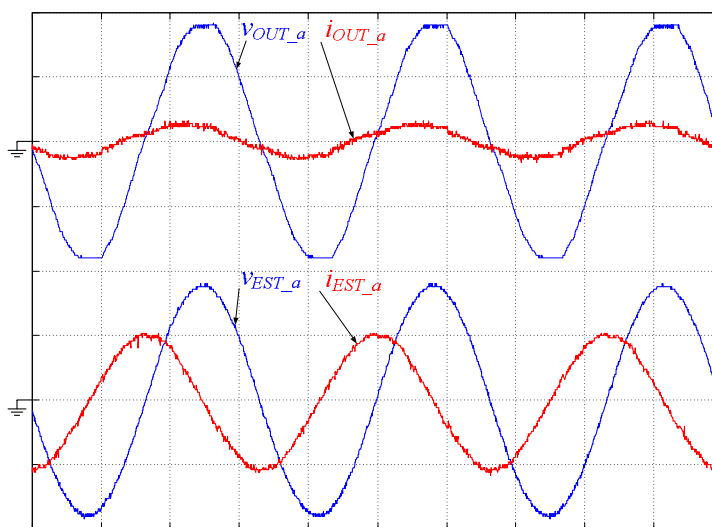


Figura 121 – Tensão e corrente do emulador para o perfil de carga capacitivo (5 A/div, 100 V/div, 5 ms/div)

Na Figura 122 são apresentadas as formas de onda emulador para o perfil de corrente de carga não-linear com conteúdo harmônico especificado na Tabela XII. O emulador drena do EST uma corrente senoidal com valor eficaz i_{EST_a} de 12 A em fase com a tensão v_{EST_a} . Diferente do que se observou com o autotransformador a derivada de corrente na passagem por zero não causou afundamento na tensão fornecida pelo EST. Isto se dá devido ao fato de a fonte utilizada controlar a tensão nos terminais de saída instantaneamente, como em uma *UPS*.

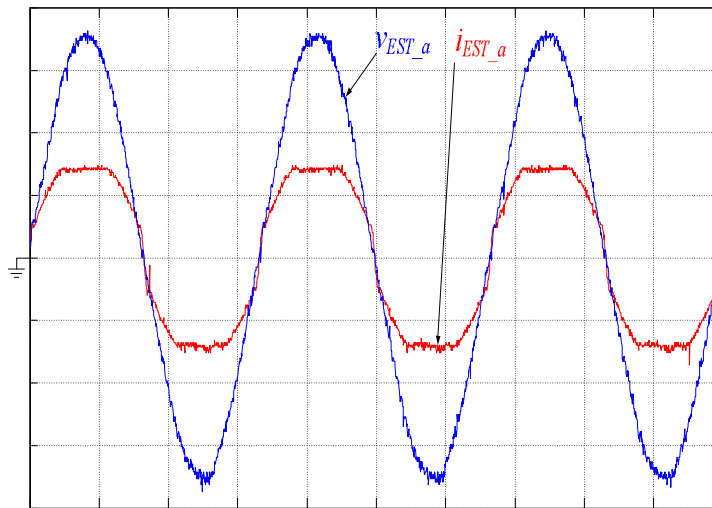


Figura 122 – Tensão e corrente de entrada do emulador para o perfil de carga com conteúdo harmônico especificado na Tabela XII (10 A/div, 50 V/div, 5 ms/div).

Na Figura 123 são apresentadas as formas de onda de corrente de entrada para as três diferentes fases do emulador. Os sinais de corrente das fases “a”, “b” e “c” são compostos por:

- Fase A: perfil de corrente de carga não-linear com conteúdo harmônico especificado na Tabela XII
- Fase B: perfil de corrente de entrada de um retificador ponte completa com filtro capacitivo da Tabela XI
- Fase C: perfil resistivo da Tabela XI

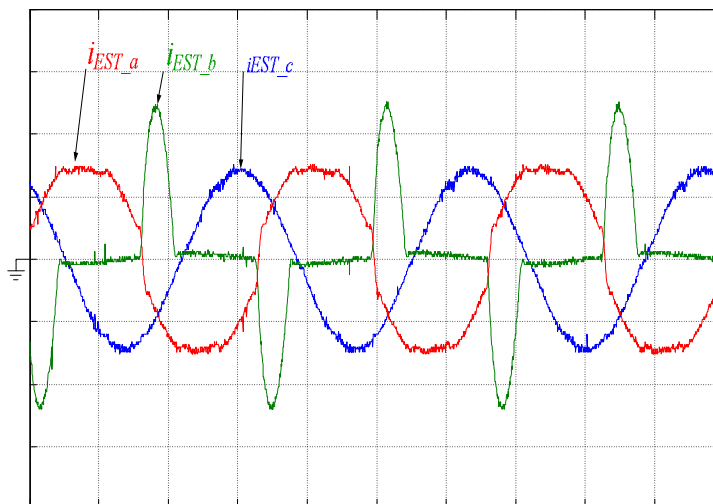


Figura 123 – Correntes trifásicas na entrada do emulador (10 A/div, 50 V/div, 5 ms/div).

A TDH das correntes apresentadas na Figura 123 foi de 16,7%, 99,7% e 1,16% respectivamente.

Na Figura 124 e na Figura 125 são apresentadas as formas de onda do emulador emulando um resistor conectado à fonte ca impondo tensão nominal com frequência de 180 Hz e 300 Hz respectivamente.

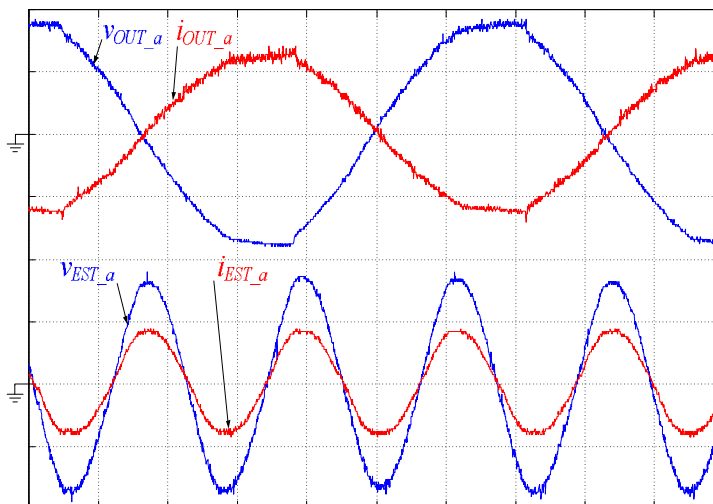


Figura 124 – Tensões e correntes do emulador para 180 Hz (i_{EST} 20 A/div, i_{OUT} 10 A/div, v_{EST} 100 V/div, 2,5 ms/div).

Na Figura 125 pode ser observada uma pequena defasagem entre a corrente emulada e a tensão imposta pelo EST. Porém conforme comentado anteriormente pode ser feita uma compensação através do ajuste do sinal de referência

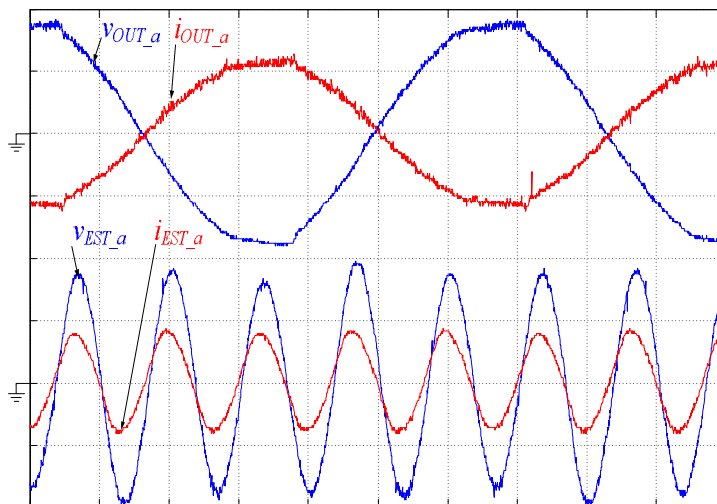


Figura 125 – Tensões e correntes do emulador para 300 Hz na entrada (i_{EST} 20 A/div, i_{OUT} 10 A/div, v_{EST} 100 V/div, 2,5 ms/div).

Visando verificar a dinâmica dos controladores, bem como observar o comportamento do conversor perante degraus de carga, foram realizados ensaios de mudança de referência da carga de 50% para 100% da carga nominal e, também, de 100% para 50% da carga nominal.

Na Figura 126 são apresentados os resultados obtidos durante um degrau de carga resistiva de 100% para 50% da capacidade do emulador.

Analisando a tensão total do barramento cc pode ser observado o afundamento da tensão causado pela retirada súbita de carga, assim como, a atuação da malha de controle de tensão para regular a tensão conforme referência. Pelo mesmo motivo citado anteriormente, a tensão da fonte ca não sofre afundamento quando submetido a variação brusca de carga.

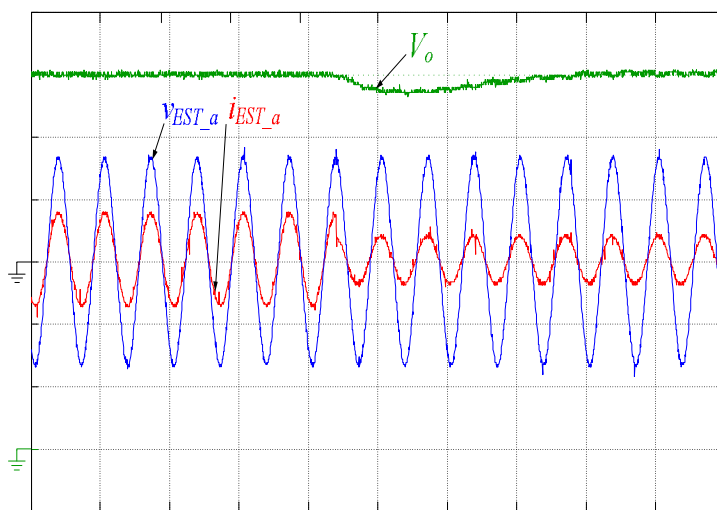


Figura 126 – Degrau de carga 100–50% (20 A/div, 100 V/div, 25 ms/div).

De forma similar a Figura 127 são apresentadas as correntes de entrada do conversor de entrada para um degrau de carga de 50% para 100%. Observa-se a atuação da malha de

controle de tensão frente a elevação de tensão do barramento cc causada pelo súbito aumento de carga.

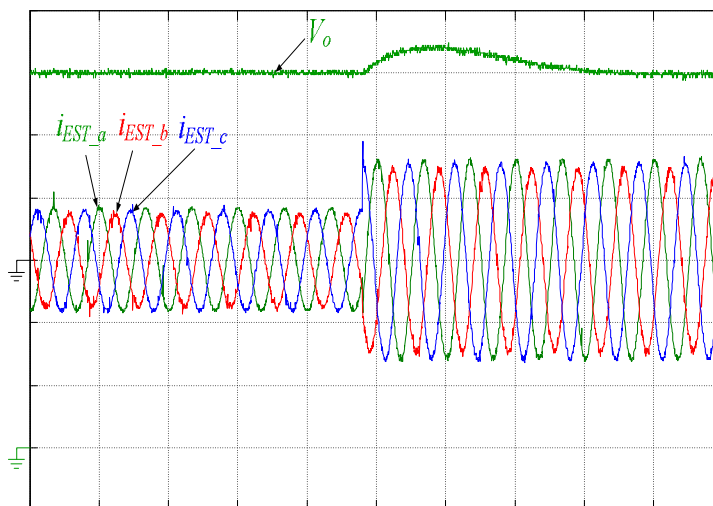


Figura 127 – Correntes no conversor de entrada durante um degrau de carga 50–100% (20 A/div, 100 V/div, 25 ms/div).

Na Figura 128 e na Figura 129 são apresentadas as correntes de saída do emulador durante os degraus de carga mencionados anteriormente. Pode-se observar o resultado da atuação do controle da malha de tensão sobre a referência do controlador da malha de corrente.

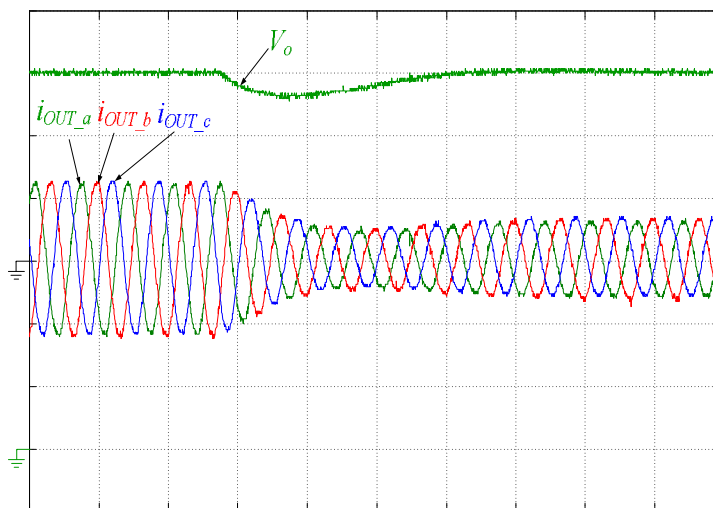


Figura 128 – Correntes no conversor de saída durante degrau de carga 100–50% (10 A/div, 100 V/div, 25 ms/div).

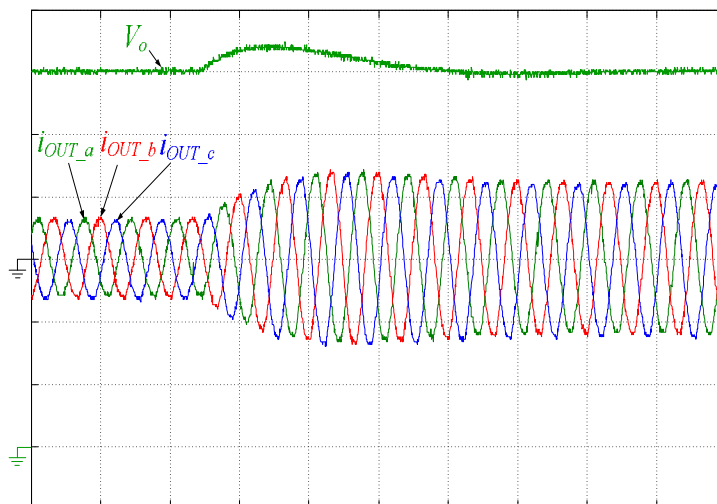


Figura 129 – Correntes no conversor de saída durante degrau de carga 50–100% (10 A/div, 100 V/div, 25 ms/div).

Na Figura 130 é apresentado o resultado obtido durante um degrau de tensão de 63 V para 127 V imposto ao emulador pelo EST. Observa-se a resposta eficiente do controlador de corrente mantendo a corrente controlada frente a variação da tensão imposta pelo EST.

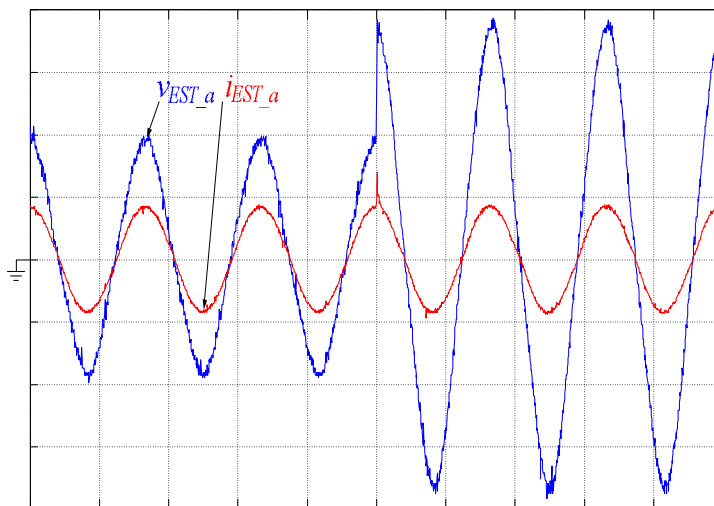


Figura 130 – Tensão e corrente de entrada do emulador durante um degrau de tensão de 63 V–127 V do EST (10 A/div, 50 V/div, 10 ms/div).

A Figura 131 apresenta a curva de eficiência para o emulador de cargas variando a corrente drenada do EST. Observa-se que a eficiência máxima atingida pela estrutura empregada nos dois estágios de potência conectados em série foi de 81,5%.

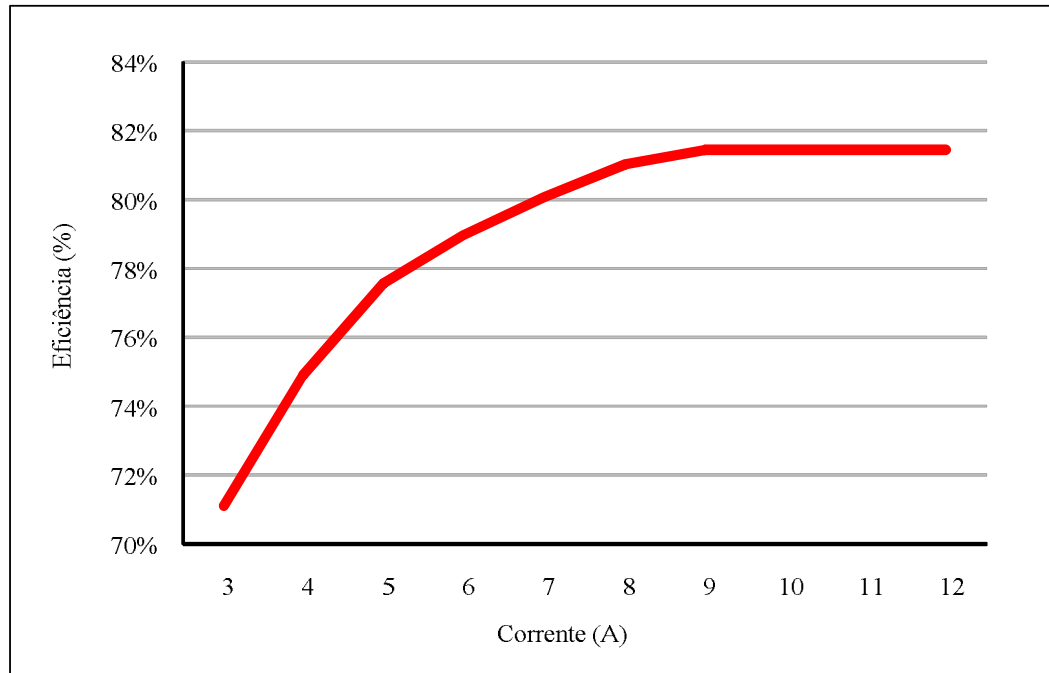


Figura 131 – Curva de eficiência com variação da corrente drenada do EST.

6.4 CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais obtidos do emulador de cargas não-lineares com regeneração de energia utilizando filtro LC e LCL no conversor de entrada e filtro LC no conversor de saída.

Conforme observado através dos experimentos o emulador foi capaz de emular os perfis de corrente de carga presentes na Tabela XI definidos pela norma IEC 62040-1 [20], assim como o sinal com conteúdo harmônico presente na Tabela XII, baseado nos limites imposto pela norma IEEE 519-1992 [24].

Verificou-se através dos experimentos a injeção de corrente na rede através do conversor de saída do emulador. Apesar da malha de controle do conversor de saída utilizar a tensão da rede como referência senoidal, verificou-se que devido a baixa distorção harmônica na tensão da rede, o emulador foi capaz de regenerar (descontada as perdas inerentes a estrutura) a energia absorvida durante os testes com fator de potência unitário.

Quando conectado a um dispositivo ou rede de baixa impedância o emulador com filtro LC no conversor de entrada necessita da adição de uma indutância mínima entre o filtro de saída e o dispositivo a fim de evitar a ocorrência de ressonância e entre os filtros das estruturas envolvidas.

Através do uso do filtro LCL com amortecimento ativo e controle de corrente no indutor do lado da rede, foi possível conectar o emulador a fonte ca sem a necessidade de uma indutância adicional.

As malhas de corrente do emulador apresentaram bom comportamento dinâmico frente as variações de corrente de carga, assim como, variações na amplitude de tensão e frequência impostas pelo EST, tanto com filtro LC quanto LCL.

Os controladores da malha de tensão total e diferencial mantiveram as tensões sobre os capacitores do barramento cc equilibradas e reguladas perante variações na referência de corrente de carga.

O emulador alcançou a eficiência de 81,5%, condizente com a estrutura empregada nos dois estágios de potência conectados em série.

7 CONCLUSÕES GERAIS

Este trabalho abordou o estudo e projeto de um emulador de cargas não-lineares com regeneração de energia. O emulador de cargas é composto por dois estágios de processamento de energia conectados em série, composto por um retificador controlado em corrente, responsável por drenar do EST o perfil de corrente desejado, e um inversor controlado em corrente, responsável pela injeção de corrente na rede elétrica, em contra-fase com a tensão, caracterizando a regeneração de energia.

No capítulo 2 foi apresentado um estudo das características de saída de equipamentos em que o emulador pode substituir o uso de cargas passivas. Foi apresentada uma síntese das normas técnicas referentes aos testes com cargas. Através da norma IEC 62040-3 e IEE 519 foram definidos alguns perfis de carga para emulação com o emulador. Foram apresentados os emuladores existentes no mercado, assim como, suas características e modos de operação.

No capítulo 3 foi apresentada uma breve descrição da estrutura de potência trifásica a 4 fios com ponto médio no barramento cc. Os filtros de alta frequência foram analisados e projetados de acordo com a metodologia proposta em [27] para o filtro LC, baseada nas especificações do sistema e [28] para o filtro LCL, a qual é baseada nas especificações do sistema, assim como as recomendações estabelecidas pela IEEE 519:1992 para os componentes harmônicos de corrente, na redução do tamanho dos indutores e potência reativa consumida pelos capacitores do filtro LCL.

No capítulo 4 foi desenvolvida a modelagem matemática das malhas de corrente, tensão e amortecimento ativo, inerentes ao emulador. Baseado no estudo apresentado em [28] foi projetado um controlador em avanço para o amortecimento do pico de ressonância do filtro LCL. Os demais controladores do emulador foram projetados e seus valores de componentes para implementação analógica obtidos.

Definidos os modelos e controladores da estrutura, no capítulo 5 foi executada a simulação do emulador com auxílio do software PSIM. Os resultados obtidos através da simulação comprovaram a capacidade do emulador de: emular perfil de corrente de carga linear e não-linear, regenerar a energia absorvida durante os testes para a rede com fator de

potência unitário, regular o barramento cc, manter equilibrada as tensões sobre os capacitores do barramento e por fim prover conexão segura de equipamentos com característica de baixa impedância de saída ao emulador através do uso do filtro LCL com amortecimento ativo e controle da corrente no indutor pelo lado do EST.

No Capítulo 6 foram apresentados os circuitos eletrônicos utilizados para implementação do protótipo, assim como os resultados experimentais obtidos.

Através da análise dos resultados experimentais, verificou-se que o emulador foi capaz de sintetizar satisfatoriamente os perfis de corrente de carga definidos no capítulo 2. Observou-se a regeneração de energia com fator de potência unitário e eficiência máxima de 81,5%, a regulação do barramento cc e a robustez do sistema de controle frente às variações de perfil de corrente de carga, a variação de tensão e frequência impostas pelo EST.

Comparado ao filtro LC o uso do filtro LCL associado ao controle da corrente no indutor do lado do EST permitiu a operação e conexão do emulador de cargas a equipamentos com característica de baixa impedância de saída. Entretanto a necessidade da implementação de uma malha de amortecimento ativo com o uso de um compensador em avanço, acarretou na diminuição da banda passante do emulador, dificultando o projeto dos controladores.

Visando a continuidade deste trabalho, segue sugestões de trabalhos futuros:

- Implementação de PLL para sincronismo da corrente de carga com a tensão imposta pelo EST
- Exploração de outras técnicas de amortecimento ativo da ressonância do filtro LCL.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [1] J. F. CHEN, L. CHUC, H. AIT, et al, “The burn-in test of three-phase UPS by energy feedback control”, In: PESC’93 Power Electronics Specialists Conference, p.766-771.
- [2] M. T. TSAI, “Comparative investigation of the energy recycler for power electronics burn-in test,” IEE Proc.-Electr. Power Applications, 2000, pp. 192–198.
- [3] S. GUPTA, V. RANGASWAMY, R. RUTH, “Load bank elimination for *UPS* testing,” in *Proc. IEEE*, 1990, pp. 1040–1043.
- [4] C. A. AYRES AND I. BARBI, “A family of converters for *UPS* production burn-in energy recovery,” in *Proc. IEEE Transactions on Power Electronics*, 1997, pp. 615–622.
- [5] C. L. CHU AND J. F. CHEN, “Self-load bank for *UPS* testing by circulating current method,” IEE Proc.-Electr. Power Applications, 1994, pp. 191–196.
- [6] J. L. DANTAS, “Reciclador de energia para testes de burn-in em fontes cc para telecomunicações,” Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Ceará, 2006.
- [7] C. A. AYRES, I. BARBI, “Power recycler for DC power supplies burn-in test: Design and experimentation,” In: APEC’96 – Applied Power Electronics Conference and Exposition, p. 72-78, San Jose, USA, 1996.
- [8] C. ZIMMERMANN JR., “Regenerador de energia com elevado fator de potência para o teste de burn-in de reatores eletrônicos de 250W,” Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, 2004.
- [9] R. VÁZQUEZ, E. OLÍAS, A. LÁZARO, A. BARRADO AND J. PLEITE, “Implementation of a loss-free programmable AC load,” *IEEE Proc.*, 1998, pp. 630–635.
- [10] X. SHE, Y. ZOU, C. WANG, L. LIN, J. TANG, J. CHEN, “Research on power electronic load: Topology, modeling and control,” *IEEE Proc.*, 2009, pp. 1661–1666.
- [11] H. R. KARSHENAS, H. SAGHAFI, “Basic Criteria In Designing LCL Filters For Grid Connected Converter,” *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, vol. 4, pp. 1996 – 2000, Montreal, Quebec, Canada, jul. 2006.

- [12] A. M. JULEAN, “Active Damping of LCL Filter Resonance in Grid Connected Applications,” Aalborg Universitet, Dinamarca, Dissertação de mestrado, set. 2009.
- [13] C. WESSELS, J. DANNEHL, F. W. FUCHS, “Active Damping Of LCL-Filter Resonance Based On Virtual Resistor For PWM Rectifiers – Stability Analysis With Different Filter Parameters,” IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC), pp. 3532 – 3538, Rhodes, Greece, jun. 2008.
- [14] I. J. GABE, “Contribuição Ao Controle de Inversores PWM Alimentados Em Tensão Conectados À Rede Através de Filtro-LCL,” Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Dissertação de Mestrado, mar. 2008.
- [15] S. WEI, W. XIAOJIE, D. PENG, Z. JUAN, “An Over View of Damping Methods for Three-Phase PWM Rectifier,” IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), pp. 1 – 5, New Delhi, India, abr. 2008.
- [16] M. Y. CHANG, J. Y. LIN, S. L. JUNG AND Y. Y. TZOU, “Design and implementation of a real-time lossless dynamic electronic load simulator”, IEEE Proc., 1997, pp. 734–739.
- [17] S. Y. YANG, C. W. ZHABG, Z. XIE, “Study on Active Damping Methods for Voltage Source Converter with LCL Input Filter,” IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, pp. 975-979, 2009.
- [18] V. BLASKO, V. KAURA, “A Novel Control to Actively Damp Resonance in Input LC Filter of a Three-Phase Voltage Source Converter,” IEEE Transaction. on Industry Application, vol. 33, no. 2, pp. 542 – 550, mar./abr. 1997.
- [19] A. E. FITZGERALD. et al, “Máquinas Elétricas,” 6ª Ed. – Porto Alegre: Bookman, 2006.
- [20] IEC 62040-1. “Uninterruptible power systems (UPS) - Part 1: General and safety requirements for UPS,” 2008.
- [21] IEC 62040-3. “Uninterruptible Power Systems (UPS)” – Part 3: – Method of specifying the performance and test requirements.” 1999.
- [22] IEEE Std. C57.12.00-2000. “IEEE Standard General Requirements for Liquid-Immersed Distribution, Power, and Regulating Transformers.” 2000.
- [23] IEEE Std. C57.110-2008. “IEEE Recommended Practice for Establishing Transformer Capability When Supplying Nonsinusoidal Load Currents.” 2008.
- [24] IEEE Std. 519-1992. “IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems.” 1992.
- [25] IEC/TC 64. “Electrical installations and protection against electric shock”

- [26] R. W. ERICKSON, "Fundamentals of Power Electronics." New York: Chapman & Hall, 1997. 773p.
- [27] J. DIAS, "Condicionador Unificado de Qualidade de Energia Com Controle Digital." Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, Dissertação de Mestrado, 2010.
- [28] J. K. NISHIOKA, "Sistema de Controle Digital para Retificador Trifásico a Quatro Fios com Filtro LCL." Universidade do Estado de Santa Catarina, Joinville, Dissertação de Mestrado, 2011.
- [29] IEEE Std 1547:2003. "IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources to Electric," 2003.
- [30] F. F. MATOS, C. V. DE SOUZA, G. M. DE REZENDE, R. A. TOLEDO, S. I. SELEME JR, S. R. SILVA, "Projeto e Construção de Filtro LCL Para Conversores PWM." XVIII Congresso Brasileiro de Automática (CBA), pp. 1568 – 1575, Bonito, MS, Set. 2010.
- [31] K. JALILI, S. BERNET, "Design Of LCL Filters Of Active-Front-End Two-Level Voltage-Source Converters," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, n. 5, pp. 1674 – 1689, 2009.
- [32] M. LISERRE, F. BLAABJERG, A. DELL'AQUILA, "Step-by-Step Design Procedure For A Grid-Connected Three-Phase PWM Voltage Source Converter," International Journal of Electronics, vol. 91, n. 8, pp. 445 – 460, 2004.
- [33] I. BARBI, "Projeto de Fontes Chaveadas." Edição do Autor. Florianópolis, 2001.
- [34] L. C. TOMASELLI, "Controle de um Pré-Regulador com Alto Fator de Potência Utilizando o Controlador DSP TMS320F243." Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis. Dissertação de Mestrado. Fevereiro 2001.
- [35] K. OGATA, "Engenharia de Controle Moderno." 4ª Edição. Pearson Prentice Hall. São Paulo. 2003.
- [36] J. D. SPERB, "Projeto de Um Inversor Trifásico com Snubber de Undeland Regenerativo e Controle Digital Implementado no DSP TMS320F2812." Universidade do Estado de Santa Catarina. Joinville. Dissertação de Mestrado. 2007.
- [37] J. A. HEERDT, N. GIACOMINI, J. D. SPERB, M. MEZAROB, A. L. BATSCHAUER, "Generic Generator of Three-Phase Periodic Signals for Application in AC Power Sources." COBEP Power Electronics Conference. Blumenau, SC, set. 2007.