

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

DANIEL FLORES CORTEZ

**INVERSOR TRIFÁSICO UTILIZANDO CÉLULA DE  
COMUTAÇÃO DE MÚLTIPLOS ESTADOS PARA  
CONEXÃO DE UM SISTEMA EÓLICO À REDE  
ELÉTRICA**

**ESTUDO, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO**

Florianópolis, março de 2012.

INSTITUTO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

DANIEL FLORES CORTEZ

**INVERSOR TRIFÁSICO UTILIZANDO CÉLULA DE  
COMUTAÇÃO DE MÚLTIPLOS ESTADOS PARA  
CONEXÃO DE UM SISTEMA EÓLICO À REDE  
ELÉTRICA**

**ESTUDO, PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

Florianópolis, março de 2012.

Catálogo na fonte elaborada pela biblioteca  
da  
Universidade Federal de Santa Catarina

828i Cortez, Daniel Flores

Inversor trifásico utilizando célula de comutação de múltiplos estados para conexão de um sistema eólico à rede elétrica [dissertação] : estudo, projeto e implementação / Daniel Flores Cortez; orientador, Ivo Barbi. - Florianópolis, SC, 2012.

229 p.: il., grafs., tabs.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia elétrica. 2. Inversores elétricos. 3. Acoplamentos. 4. Modelagem computacional. 5. Controladores elétricos. 6. Microcontroladores. I. Barbi, Ivo. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU 621.3



DANIEL FLORES CORTEZ

**INVERSOR TRIFÁSICO UTILIZANDO CÉLULA DE  
COMUTAÇÃO DE MÚLTIPLOS ESTADOS PARA CONEXÃO  
DE UM SISTEMA EÓLICO À REDE ELÉTRICA: ESTUDO,  
PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO**

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre, na área de concentração em Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Florianópolis, 01 de março de 2012.

---

Prof. Patrick Kuo-Peng, Dr.

Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

---

Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing

Orientador

**Banca Examinadora:**

---

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr. Ing

---

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr. Eng.

---

João Marcos Castro Soares, Me. Eng.



A Deus.  
À minha família.



## **Agradecimentos**

Ao meu orientador e professor, Ivo Barbi, pela orientação, pelas sugestões, críticas e confiança em meu potencial. Pelo belo exemplo de pesquisador.

Aos meus professores da graduação, Cláudio Manoel da Cunha Duarte e Sérgio José Melo de Almeida, aos quais tenho profunda admiração, pela recomendação para o mestrado.

Aos professores Arnaldo Perin, Denizar Martins, Enio Kassick, Samir Mussa, Marcelo Lobo, pelos ensinamentos durante a fase de créditos.

Aos membros da banca examinadora, Denizar Martins, Telles Brunelli Lazzarin, João Marcos Castro Soares, pelos comentários, críticas e correções.

Aos colegas de mestrado, André Lange, Bruno Nora, Daniel Körbes, Felipe Turek, Jorge Cristancho, Leonardo Severo, Luiz Fernando Furlan, Marina Gabriela Paredes, Rafael Reis Ramos, pelo excelente convívio, amizade construída e pelas brincadeiras durante o mestrado.

Aos colegas e amigos do INEP, Adriano Ruseler, Alessandro Luiz Batschauer, Altamir Borges, André Fuerback, Bruno S. Dupczak, Cicero S. Postiglione, Eloi Agostini Junior, Eduardo Valmir de Souza, Franciéli Lima de Sá, Gabriel Tibola, Guilherme Martins, Joabel Moia, Joselito A. Heerdt, Marcos Tadeu Coelho, Moisés C. Tanca Villanueva, Paulo Tatim, Roberto Francisco Coelho, Tiago Kommers Jappe, Walbermark M. Dos Santos, pelo excelente convívência e pelas trocas de conhecimentos.

Aos funcionários do INEP, Diogo Duarte Luiz, Dona Beth, Leandro Chanes, Leonardo Defenti, pela competência e por ter propiciado, de alguma forma, a realização deste trabalho.

Aos funcionários da área técnica, Mathias, Antônio Luiz S. Pacheco, pela eficiência e competência e, em especial, ao Luiz

Marcelius Coelho, pela confecção do layout e construção mecânica do protótipo.

Aos mestrandos, Alan Dorneles, Gean Jacques, Levy Costa, Marcello Maccarini, Odair José Custodio, Pedro André Bezerra, Rodrigo Santos, Luiz Fernando “Rebite”, pela amizade construída durante o mestrado.

Aos colegas de sala, Körbes, André Lange e Márcio Ortmann, pela amizade, pelas inúmeras discussões, sobre os mais variados assuntos, e pelos momentos de descontração.

Ao colega Bruno Nora, pela realização de sua dissertação em paralelo com a minha (estágio retificador), amizade e momentos de descontração.

Aos amigos-irmãos, Delvanei Bandeira, Edevaldo Santos, Tiago Shiavon, pela contínua amizade, incentivo e os momentos de diversão.

À equipe técnica da empresa REIVAX, Gilvan Tessari, Tiago Azevedo, Rodrigo Gosmann, pelo suporte e agilidade na aquisição dos componentes eletrônicos.

À UFSC e CNPQ pela oportunidade e suporte financeiro.

Agradeço a todas as pessoas que, de alguma forma, contribuíram para que este trabalho fosse realizado.

## Resumo

Este trabalho apresenta o emprego de uma topologia bidirecional trifásica, tendo em vista a aplicação em sistemas de conversão de energia eólica conectados à rede elétrica. A característica principal deste conversor está na divisão das correntes sobre os interruptores e no uso do acoplamento magnético nos indutores. A presença do acoplamento não introduz indutância à passagem da corrente de carga. Além disso, por meio de uma técnica de modulação adequada, permite triplicar a frequência sobre os filtros e apresenta tensões multiníveis em seus terminais de saída. A estratégia de controle implementada tem como objetivo o controle das correntes de fase e da tensão do barramento, ambas de forma digital. Como mecanismo de sincronismo é empregado um algoritmo PLL. Serão apresentados estudos teóricos, metodologia de projeto, além de simulações e resultados experimentais. Em suma, é mostrado que a topologia em questão apresenta vantagens para a aplicação que se propõe, como redução dos dispositivos magnéticos e baixa distorção harmônica das tensões e correntes.

**Palavra-chave:** Inversor trifásico, acoplamento magnético, conexão com a rede, modelagem, controle, DSP.

Número de páginas: 229.





## Abstract

This work presents a bidirectional three-phase topology to be applied in grid connected wind energy conversion systems. The converter main feature is the current division among switches connected through magnetic coupling devices. These devices do not present impedance for the load current. Moreover, through modulation techniques, it is possible to multiply the output frequency in the inductor filters, which presents multilevel voltages on its terminals. The proposed control system aims to control the phase currents and bus voltage through a digital signal controller. The generation of the synchronous signals for the control system is performed by a PLL algorithm. The presented power converter is analyzed theoretically and through simulation results. A design methodology is presented for a 14 kVA lab-prototype, along with experimental results to show proper operation. Thus, the presented topology has advantages for the application that proposes to reduce the magnetic devices and low harmonic distortion of voltages and currents.

**Keyword:** Three-phase inverter, magnetic coupling, grid connected, modeling, control, DSP.

Number pages: 229.



## Lista de figuras

Figura 1.1 – Configuração típica de sistemas de energia renovável [1].....	3
Figura 1.2 – Configuração convencional de conversores em paralelo .....	4
Figura 1.3 – Configuração apresentada pela referência [3].....	5
Figura 1.4 – Conversor CC-CA monofásico proposto por [2].....	5
Figura 1.5 – Configuração com a inserção da topologia apresentada por [2].....	6
Figura 2.1 – Estrutura geométrica do indutor acoplado. ....	10
Figura 2.2 - Circuito elétrico equivalente dos indutores acoplados. ....	10
Figura 2.3 – Circuito magnético do caso simétrico. ....	11
Figura 2.4 – Circuito magnético para o caso assimétrico.....	13
Figura 2.5 – Conversor monofásico com célula de comutação de 4 estados. ....	15
Figura 2.6 - Etapas de operação do conversor CC-CA .....	19
Figura 2.7 - Formas de onda principais do conversor: (a) amplitude do sinal modulador no qual geram-se os níveis $+1/6V_{cc}$ e $-1/6V_{cc}$ na tensão de saída. (b) amplitude do sinal modulador no qual se geram os níveis $+1/6 V_{cc}$ e $+1/2 V_{cc}$ na tensão de saída. ...	20
Figura 2.8 - Detalhe das formas de onda das razões cíclicas dos interruptores, da tensão sobre o indutor acoplado $L_a$ e da tensão de saída $V_{a.o}$ . ....	21
Figura 2.9 - Detalhe das formas de onda das razões cíclicas dos interruptores, da tensão sobre o indutor acoplado $L_a$ e da tensão de saída $V_{a.o}$ . ....	22
Figura 2.10 – Representação do ângulo de transição de níveis. ....	23

Figura 2.11 – Formas de onda da tensão sobre os indutores acoplados e da corrente que flui estes, para $\omega t < \theta$ .	25
Figura 2.12 – Formas de onda da tensão sobre os indutores acoplados e da corrente que flui por estes, para $\omega t > \theta$ .....	27
Figura 2.13 – Ondulação de corrente magnetizante parametrizada nos ramos do indutor acoplado. ....	29
Figura 2.14 – Formas de onda da tensão sobre a indutância magnetizante: (a) $\omega t < \theta$ (b) $\omega t > \theta$ .....	30
Figura 2.15 – Comportamento do valor eficaz normalizada da corrente magnetizante, $\bar{I}_{mag,ef}(M)$ , em função do índice de modulação M.....	33
Figura 2.16 – Comportamento da tensão eficaz sobre as indutâncias acopladas para $(V_{cc} = 1)$ .....	35
Figura 2.17 – Comportamento da potência aparente normalizada $\bar{s}_{Li}(M)$ quando a corrente de carga é nula ( $I_{j,ef} = 0$ ). .....	36
Figura 2.18 – Núcleo tipo E.....	37
Figura 2.19 – Variação da densidade de fluxo magnético quando $D = 0,5$ .....	38
Figura 2.20 – Circuito magnético do núcleo E.....	40
Figura 2.21 – Circuito equivalente visto pelas pernas laterais do núcleo E.....	41
Figura 2.22 – Circuito equivalente visto pela perna central.....	41
Figura 2.23 – Circuito equivalente à parcela $\phi'_L$ do fluxo $\phi_L$ . ....	42
Figura 2.24 – Circuito equivalente à parcela $\phi''_L$ do fluxo $\phi_L$ . ....	43
Figura 2.25 – Circuito equivalente a parcela $\phi'''_L$ do fluxo $\phi_L$ . ....	43
Figura 2.26 - Estrutura trifásica CC-CA com célula de comutação de múltiplos estados. ....	45
Figura 2.27 – Aspecto das formas de onda para $M=0.95$ . (a) Tensão de fase. (b) Tensão de linha. ....	45

Figura 2.28 – Sistema simplificado do conversor conectado à rede elétrica. ....	46
Figura 2.29 – Diagrama básico do conversor conectado à rede elétrica. ....	47
Figura 2.30 – Diagrama fasorial do conversor conectado à rede elétrica: (a) conversor fornecendo somente potência ativa à rede; (b) conversor fornecendo potência ativa e reativo capacitivo; (c) conversor fornecendo potência ativa e reativo indutivo.....	47
Figura 2.31 – Ondulação de corrente parametrizada na indutância $L_f$ : (a) Para diversos índices de modulação; (b) Superfície relacionando a variação da ondulação em função de $\omega t$ e $M$ .....	50
Figura 2.32 – Ilustração da corrente comutada no interruptor e no diodo. ....	51
Figura 2.33 – Comportamento da corrente média parametrizada para os interruptores controlados $s_{k,j}$ em função do índice de modulação $M$ .....	53
Figura 2.34 - Comportamento da corrente média parametrizada dos diodos $D_{k,j}$ em função do índice de modulação $M$ . ....	54
Figura 2.35 – Corrente eficaz parametrizada nos interruptores controlados $s_{k,j}$ em função do índice de modulação $M$ . ....	55
Figura 2.36 - Corrente eficaz parametrizada nos diodos $t_e$ em função do índice de modulação $M$ . ....	56
Figura 2.37 – Ilustração de um dos possíveis comportamentos das correntes $I_{cc,A}(\omega t)$ , $I_{cc,B}(\omega t)$ , $I_{cc,C}(\omega t)$ .....	57
Figura 2.38 – Comportamento das correntes instantâneas $I_{cc,A}(\omega t)$ , $I_{cc,B}(\omega t)$ , $I_{cc,C}(\omega t)$ referentes à região 1.....	57
Figura 2.39 – Comportamento das correntes instantâneas $I_{cc,A}(\omega t)$ , $I_{cc,B}(\omega t)$ , $I_{cc,C}(\omega t)$ referentes à região 2.....	58

Figura 2.40 – Comportamento das correntes instantâneas $I_{cc,A}(\omega t)$ , $I_{cc,B}(\omega t)$ , $I_{cc,C}(\omega t)$ referentes à região 3.....	60
Figura 2.41 – Comportamento das correntes instantâneas $I_{cc,A}(\omega t)$ , $I_{cc,B}(\omega t)$ , $I_{cc,C}(\omega t)$ referentes à região 4.....	61
Figura 2.42 – Ilustração de outro possível comportamento das correntes $I_{cc,A}(\omega t)$ , $I_{cc,B}(\omega t)$ , $I_{cc,C}(\omega t)$ .....	63
Figura 2.43 - Comportamento da corrente eficaz no barramento CC em função do índice de modulação M. ....	64
Figura 2.44 – Representação simplificada do sistema para a determinação da expressão da corrente eficaz no capacitor de barramento.....	65
Figura 2.45 – Comportamento da corrente eficaz parametrizada no capacitor de barramento em função do índice de modulação. ....	66
Figura 3.1 – Representação em diagrama de blocos do conversor em dq0.....	72
Figura 3.2 - Diagrama do sistema para análise do modelo da planta de tensão do barramento (fonte de corrente).....	75
Figura 3.3 – Diagrama do sistema para análise do modelo da planta de tensão do barramento (fonte de potência). ....	78
Figura 3.4 – Diagrama de blocos da estratégia de controle das correntes e da tensão do barramento.....	82
Figura 3.5 – Diagrama de controle das correntes e da tensão.....	82
Figura 3.6 – Estruturas de PLLs: (a) Utilizando transformação de Clarke; (b) Utilizando variáveis reais. ....	84
Figura 3.7 – Modelo linearizado do q-PLL.....	86
Figura 3.8 – Ilustração do funcionamento de um conversor analógico digital.....	87
Figura 3.9 – Efeito do atraso devido ao amostrador e retentor.....	88
Figura 3.10 – Representação do modulador empregado, utilizando duas atualizações para cada portadora .....	89

Figura 3.11 – Resposta em frequência da fase de PWM(s) para diversas razões cíclicas. ....	90
Figura 3.12 – Diagrama de blocos de controle completo de tensão e corrente. ....	91
Figura 4.1 – Configuração do banco de capacitores do barramento CC.....	96
Figura 4.2 – Gráficos fornecidos pelo fabricante do capacitor: (a) tempo de vida útil; (b) gráfico de conversão de frequência.....	97
Figura 4.3 – Sensor de corrente LA 55-P. ....	98
Figura 4.4 – Leitura da tensão do barramento LV25-P.....	99
Figura 4.5 – Leitura das tensão da rede elétrica.....	100
Figura 4.6 – Circuito de condicionamento das correntes. ....	102
Figura 4.7 – Circuito de condicionamento da tensão do barramento.....	103
Figura 4.8 - Circuito de condicionamento das tensões da rede elétrica. ....	104
Figura 4.9 – Fluxograma para o projeto do indutor acoplado. ...	106
Figura 4.10 – Representação em 3D do indutor acoplado construído. ....	109
Figura 4.11 – Curva da tensão direta do diodo em função da corrente. ....	111
Figura 4.12 – Curva tensão de saturação do IGBT em função da corrente de coletor.....	112
Figura 4.13 – Circuito para o ensaio de perdas por comutação..	113
Figura 4.14 – Formas de onda da tensão e corrente obtidas no ensaio de perdas de comutação.....	114
Figura 4.15 – Energia durante a comutação do IGBT.....	115
Figura 4.16 – Curvas de energia para entrada em condução e bloqueio do IGBT em função da corrente de coletor .....	116
Figura 4.17 – Montagem dos IGBT's sobre o dissipador. ....	117

Figura 4.18 – Circuito térmico equivalente a uma fase do conversor. ....	118
Figura 4.19 – Configuração adotada dos módulos ePWM do TMS320F28335.....	121
Figura 4.20 – Diagrama de bode da função de transferência de laço aberto da malha de corrente. ....	126
Figura 4.21 – Diagrama de blocos da malha de tensão. ....	127
Figura 4.22 – Resposta em frequência da planta de tensão teórica e do resultado do ACsweep do Psim®.....	129
Figura 4.23 – Resposta em frequência da função de laço aberto da malha de tensão.....	130
Figura 4.24 – Resposta em frequência da função de laço aberto do PLL. ....	132
Figura 4.25 – Validação do modelo de controle. ....	133
Figura 4.26 – Ilustração das etapas durante a inicialização do sistema.....	135
Figura 4.27 – Ilustração das entradas e saídas do DSP .....	136
Figura 4.28 – Fluxograma básico de funcionamento do algoritmo inserido no DSP.....	137
Figura 5.1 – Formas de onda da tensão de fase do conversor e da corrente magnetizante dos indutores acoplados. ...	140
Figura 5.2 – Resultado experimental da tensão de fase do conversor (canal 1) e da corrente magnetizante do indutor acoplado (canal 3).....	141
Figura 5.3 – Detalhe das três correntes magnetizantes de um indutor acoplado.....	141
Figura 5.4 – Resultado de simulação da tensão sobre o indutor acoplado $V_{L_a}$ e a corrente magnetizante $I_{L_m}$ . ....	142
Figura 5.5 – Forma de onda experimental da tensão sobre um dos ramos do indutor acoplado $V_{L_a}$ e sua respectiva ondulação de corrente $I_{L_m}$ . ....	143



Figura 5.6 – Detalhe da tensão sobre o ramo do indutor acoplado e de sua respectiva corrente magnetizante (simulação). .....	143
Figura 5.7 – Detalhe da tensão sobre o ramo do indutor acoplado e de sua respectiva corrente magnetizante (experimental). .....	144
Figura 5.8 – Formas de onda do conversor em malha aberta alimentando uma carga resistiva: corrente de fase (canal 1 e 2); tensão de linha (canal 3); tensão de fase do conversor (canal 4). .....	145
Figura 5.9 – Simulação do processo de inicialização. ....	146
Figura 5.10 – Resultado experimental do processo de inicialização. .....	146
Figura 5.11 – Detalhe do processo de inicialização (simulação)..	147
Figura 5.12 – Detalhe do processo de inicialização (experimental). .....	147
Figura 5.13 – Sistema empregado nos ensaios para injeção de potência à rede elétrica. ....	148
Figura 5.14 – Formas de onda das corrente de fase (canal 1,2 e M) e da tensão do barramento (canal 3). .....	149
Figura 5.15 – Corrente (canal 1) e tensão de fase (canal 2) na rede elétrica. ....	150
Figura 5.16 – Corrente de fase (canal 1); tensão de linha da rede elétrica (canal 2); tensão de linha do conversor (canal 3). .....	150
Figura 5.17 – Corrente sobre os ramos do indutor acoplado. ....	151
Figura 5.18 – Resultado experimental apresentando a tensão sobre o indutor $L_f$ ; correntes de fase $I_A$ e $I_B$ ; tensão de fase do conversor. ....	152
Figura 5.19 – Corrente do conversor diante de um degrau de 50% para 100% de potência (simulado). ....	152

Figura 5.20 – Resultando experimental das corrente do conversor diante de um degrau de potência de 50% para 100%. .....	153
Figura 5.22 – Comparação dos harmônicos de correntes com a norma IEEE 1547. ....	154
Figura 5.21 – Comportamento da taxa de distorção harmônica em função da amplitude da corrente eficaz. ....	154
Figura 5.23 – Sistema com a ligação do estágio gerador. ....	155
Figura 5.24 – Formas de onda da tensão de fase do conversor e das correntes de fase diante da injeção de energia da unidade geradora .....	156
Figura 8.1 – Imagem frontal do protótipo construído .....	188
Figura 8.2 – Imagem traseira do protótipo construído.....	189
Figura 8.3 – Detalhe do indutor acoplado construído .....	189
Figura 8.4 – Detalhes da placa de condicionamento de sinais, DSP, sensor de tensão do barramento e fonte auxiliar... ..	189
Figura 8.5 – Detalhe dos gate drivers .....	189

# Lista de símbolos

Símbolo	Descrição	Unidade
$A_W$	Área da janela do núcleo tipo E	cm <sup>2</sup>
$A_e$	Seção transversal da perna central do núcleo E	cm <sup>2</sup>
$A_p$	Produto das áreas	cm <sup>4</sup>
B	Densidade de fluxo magnético	T
$\Delta B$	Variação da densidade de fluxo magnético	T
$\Delta B_{max}$	Variação de densidade máxima de fluxo magnético	T
$\vec{B}^{-1}$	Matriz da transformada de Park	-
$\vec{B}$	Matriz inversa da transformada de Park	-
$C_{cc}$	Capacitor do barramento CC	F
$C_{id}(s)$	Função de transferência do compensador de corrente de eixo direto	-
$C_{id}(z)$	Função de transferência do compensador discretizado de corrente de eixo direto	-
$C_{iq}(s)$	Função de transferência do compensador de corrente de eixo em quadratura	-
$C_{iq}(z)$	Função de transferência do compensador discretizado de corrente de eixo em quadratura	-
$C_v(s)$	Função de transferência do compensador de tensão	-
$C_m$	Coefficiente de perdas	-
D	Razão cíclica	-
$\vec{D}_{dq0}$	Vetor de razões cíclicas no plano dq0	-
$\vec{D}_{ABC}$	Vetor de razões cíclicas no plano ABC	-
$D_0$	Razão cíclica de sequência zero	-
$D_d$	Razão cíclica de eixo direto	-
$D_q$	Razão cíclica de eixo em quadratura	-
$D'_d$	Variável auxiliar	-

$D'_q$	Variável auxiliar	-
$\tilde{d}_d$	Perturbação de pequeno sinal de $D'_d$	-
$\tilde{d}_q$	Perturbação de pequeno sinal de $D'_q$	-
$D_k$	Razão cíclica da fase $k$ ( $k = a, b, c$ )	-
$E_{comut}$	Energia durante a comutação do IGBT	J
$E_{on}$	Energia dissipada durante a entrada em condução do IGBT	J
$E_{off}$	Energia dissipada durante o bloqueio do IGBT	J
$FPB(s)$	Função de transferência do filtro passa baixa	-
$FLLA_{PLL}(s)$	Função de transferência da função de laço aberto do PLL	-
$f_{clock}$	Frequência do <i>clock</i> do DSP	Hz
$FLLA_i(s)$	Função de transferência de laço aberto da malha de corrente	-
$FLLA_v(s)$	Função de transferência de laço aberto da malha de tensão	-
$f_s$	Frequência de comutação	Hz
$G_{id}(s)$	Função de transferência de pequenos sinais da corrente direta para razão cíclica	-
$G_{id}(s)$	Função de transferência de pequenos sinais da corrente de quadratura para razão cíclica	-
$G_{v,dq0}(s)$	Função de transferência da planta de tensão no plano dq0	-
$G_{v,pert}(s)$	Função de transferência da tensão para perturbação da corrente de entrada $I_{in}$	-
$H$	Intensidade de campo magnético	H/m
$H_{ZO}(s)$	Função de transferência do sustentador de ordem zero	-
$H_{ai}(s)$	Função de transferência do filtro anti-aliasing das correntes	-
$H_{av}(s)$	Função de transferência do filtro anti-aliasing da tensão do barramento	-
$I_k$	Corrente sobre os ramos do indutor acoplado	A

	$(k = 1,2,3)$	
$I_{L_m}$	Corrente magnetizante no indutor acoplado	A
$\Delta I_{L_{m,k}}$	Ondulação de corrente magnetizante no indutor acoplado ( $k = 1,2$ )	A
$\overline{\Delta I}_{L_{m,k}}$	Ondulação de corrente magnetizante parametrizada nos indutores acoplados ( $k = 1,2$ )	
$I_{mag,ef}$	Corrente magnetizante eficaz	A
$i_k(t)$	Trecho de correntes magnetizante ( $k = 1,2,\dots,12$ )	A
$\langle I_{mag,ef,k} \rangle_{T_s}$	Corrente magnetizante eficaz quase instantânea ( $k = 1,2$ )	A
$\bar{I}_{mag,ef}(M)$	Corrente magnetizante eficaz parametrizada em função do índice de modulação	
$I_{Li,ef}$	Corrente eficaz nas indutâncias magnetizante	A
$\Delta I_L$	Ondulação de corrente nos indutores acoplados	A
$I_j$	Corrente de linha da fase $j$ ( $j = A,B,C$ )	A
$\Delta I_{max}$	Ondulação de corrente máxima no indutor $L_f$	A
$\overline{\Delta I}_{L_f}$	Ondulação de corrente parametrizada do indutor $L_f$	
$I_{S_{k,j}}$	Corrente sobre o interruptor $k$ da fase $j$ ( $k = 1,2,\dots,6$ ) ( $j = A,B,C$ )	A
$I_{D_{k,j}}$	Corrente sobre o diodo $k$ da fase $j$ ( $k = 1,2,\dots,6$ ) ( $j = A,B,C$ )	A
$I_{S_{k,j,med}}$	Corrente média sobre o interruptor $k$ da fase $j$ ( $k = 1,2,\dots,6$ ) ( $j = A,B,C$ )	A
$I_p$	Corrente de pico de fase	A
$\bar{I}_{S_{k,j,med}}$	Corrente média parametrizada sobre o interruptor $k$ da fase $j$ ( $k = 1,2,\dots,6$ ) ( $j = A,B,C$ )	
$I_{D_{k,j,med}}$	Corrente média no diodo $k$ da fase $j$ ( $k = 1,2,\dots,6$ ) ( $j = A,B,C$ )	A
$\bar{I}_{D_{k,j,med}}$	Corrente média parametrizada no diodo $k$ da	A

	fase $j$ ( $k = 1, 2, \dots, 6$ ) ( $j = A, B, C$ )	
$\langle I_{S_{k,j,ef}} \rangle_{T_s}$	Corrente eficaz quase instantânea do interruptor $k$ da fase $j$ ( $k = 1, 2, \dots, 6$ ) ( $j = A, B, C$ )	A
$I_{S_{k,j,ef}}$	Corrente eficaz do interruptor $k$ da fase $j$ ( $k = 1, 2, \dots, 6$ ) ( $j = A, B, C$ )	A
$\bar{I}_{S_{k,j,ef}}$	Corrente eficaz parametrizada do interruptor $k$ da fase $j$ ( $k = 1, 2, \dots, 6$ ) ( $j = A, B, C$ )	
$\langle I_{D_{k,j,ef}} \rangle_{T_s}$	Corrente eficaz quase instantânea do diodo $k$ da fase $j$ ( $k = 1, 2, \dots, 6$ ) ( $j = A, B, C$ )	A
$I_{D_{k,j,ef}}$	Corrente eficaz do diodo $k$ da fase $j$ ( $k = 1, 2, \dots, 6$ ) ( $j = A, B, C$ )	A
$\bar{I}_{D_{k,j,ef}}$	Corrente eficaz parametrizada do diodo $k$ da fase $j$ ( $k = 1, 2, \dots, 6$ ) ( $j = A, B, C$ )	
$\langle I_{cc,med} \rangle_{T_s}$	Corrente média quase instantânea no barramento CC	A
$I_{cc,med}$	Corrente média no barramento CC	A
$I_{cc,j}$	Parcela da corrente do barramento da fase $j$ ( $j = A, B, C$ )	A
$I_{cc,ef,k}$	Parcela da corrente eficaz do barramento ( $k = 1, 2, \dots, 4$ )	A
$\bar{I}_{cc,ef}$	Corrente eficaz parametrizada do barramento CC	
$I_{in}$	Fonte de corrente de entrada	A
$I_{c,ef}$	Corrente eficaz sobre o capacitor do barramento	A
$\bar{I}_{c,ef}$	Corrente eficaz parametrizada sobre o capacitor do barramento	
$\vec{I}_{ABC}$	Vetor de correntes no plano ABC	A
$i_0$	Corrente de eixo zero	A
$i_d$	Corrente de eixo direto	A
$I_d$	Corrente média de eixo direto	A
$\hat{i}_d$	Perturbação de pequeno sinal de $I_d$	A

$i_q$	Corrente de eixo em quadratura	A
$\hat{i}_q$	Perturbação de pequeno sinal de $I_q$	A
$I_q$	Corrente média de eixo em quadratura	A
$I_{gj,ef}$	Corrente eficaz da fase $j$ da rede elétrica ( $j = A, B, C$ )	A
$I_{d,ref}$	Corrente de referência de eixo direto	-
$I_{q,ref}$	Corrente de referência de eixo em quadratura	-
$I_{CE}$	Corrente de coletor do IGBT	A
$\vec{I}_{dq0}$	Vetor de correntes no plano dq0	A
J	Densidade de corrente	A/cm <sup>2</sup>
$k_u$	Fator de utilização da janela	-
$K_{des}$	Ganho do desacoplamento das correntes de eixo direto e quadratura	-
$K_{PLL}$	Ganho do compensador do PLL	-
$K_{ADC}$	Ganho do conversor ADC	-
$K_i$	Ganho do condicionamento do sensor de corrente	-
$K_v$	Ganho do condicionamento do sensor de tensão	-
$K_{PIi}$	Ganho do compensador de corrente	-
$K_{PIv}$	Ganho do compensador de tensão	-
$L_k$	Indutância própria dos indutores acoplados ( $k = 1,2,3$ )	H
$l_g$	Comprimento do entreferro	cm
$L_{k_j}$	Indutância dos ramos dos indutores acoplados da fase $j$ ( $k = a,b,c$ ) ( $j = A,B,C$ )	H
$L_{f_j}$	Indutância entre o conversor e a rede elétrica da fase $j$ ( $j = A,B,C$ )	H
$L_f$	Indutância entre o conversor e a rede elétrica	H
M	Índice de modulação	-
$M_{jk}$	Indutância mútua dos indutores acoplados ( $j = 1,2,3$ ) e ( $k = 1,2,3$ )	H
MLT	Comprimento médio de uma espira	m
N	Número de espiras	-

$N_L$	Número de espiras da perna lateral	-
$N_C$	Número de espiras da perna central	-
$N_{cond}$	Número de condutores em paralelo	-
$P_c$	Potência do capacitor do barramento	W
$P_{in}$	Potência da fonte de entrada $I_{in}$	W
$P_L$	Potência do indutor $L_f$	W
$P_g$	Potência da rede elétrica	W
$PI_{PLL}(s)$	Função de transferência do compensador do PLL	-
$PWM(s)$	Função de transferência do modulador PWM	-
$P_{mag}$	Perdas magnéticas no núcleo	W
$P_{cobre}$	Perda no cobre	W
$P_{IGBT,cond}$	Perda de condução no IGBT	W
$P_{IGBT,comut}$	Perda durante a comutação do IGBT	W
$P_{IGBT}$	Perdas no IGBT	W
$P_{total,fase}$	Perda total por fase	W
$P(S_1)$	Potência dissipada no interruptor $S_1$	W
$P(d_1)$	Potência dissipada no diodo $D_1$	W
$P_{D,cond}$	Perda de condução no diodo	W
$q$	Potência reativa do PLL	VA
$q^*$	Potência reativa de referência do PLL	VA
$\mathfrak{R}_k$	Relutância do caminho magnético do indutor acoplado ( $k = 1,2,3$ )	A/Wb
$\mathfrak{R}_L$	Relutância da perna lateral do núcleo E	A/Wb
$\mathfrak{R}_{L,eq}$	Relutância equivalente vista pelas pernas laterais no núcleo E	A/Wb
$\mathfrak{R}_C$	Relutância da perna central do núcleo E	A/Wb
$\mathfrak{R}_{C,eq}$	Relutância equivalente vista pela perna central no núcleo E	A/Wb
$R_{f_j}$	Resistência entre o conversor e a rede elétrica da fase $j$ ( $j = A,B,C$ )	$\Omega$
$R_{g_{pri}}$	Resistência do lado primário do sensor de	$\Omega$



	tensão da rede elétrica	
$R_m$	Resistência do lado secundário dos sensores	$\Omega$
$R_{pri}$	Resistência do lado primário do sensor de tensão do barramento	$\Omega$
$r_{skin}$	Resistência devido ao efeito pelicular	$\Omega$
$R_{cond}$	Resistência dos condutores	$\Omega$
$R_T$	Resistência térmica do núcleo magnético	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
$R_G$	Resistência de gate	$\Omega$
$R_{jc}$	Resistência térmica entre a junção e a cápsula	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
$R_{cd}$	Resistência térmica entre a cápsula e o dissipador	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
$R_{da}$	Resistência térmica do dissipador para o ambiente	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
$S_k$	Interruptor estático ( $k=1,2,\dots,6$ )	-
$S_{k_j}$	Interruptor estático $k$ da fase $J$ ( $k=1,2,\dots,6$ ) ( $j=A,B,C$ )	-
$S_{Li}$	Potência aparente de um ramo dos indutores acoplados ( $i=a,b,c$ )	VA
S	Área da janela do núcleo	$\text{cm}^2$
$T_s$	Período de comutação	s
$t_k$	Designação de intervalo tempo ( $k=a,b,c,d,e,f,g,h,i,x,y,z$ )	s
$T_g$	Período da rede elétrica	s
$T_a$	Frequência de amostragem	s
$\Delta T$	Elevação de temperatura do núcleo	$^{\circ}\text{C}$
$T_j$	Temperatura de junção	$^{\circ}\text{C}$
$T_C$	Temperatura da cápsula	$^{\circ}\text{C}$
$T_d$	Temperatura do dissipador	$^{\circ}\text{C}$
$\mu_0$	Permeabilidade magnética do ar	H/m
$V_{cc}$	Tensão do barramento	V
$V_{L_k}$	Tensão sobre o ramo do indutor acoplado ( $k=a,b,c$ )	V
$V_{ao}$	Tensão de fase do conversor estático	V

$v_k$	Tensões sobre os ramos dos indutores acoplados ( $k = 1,2,3$ )	V
$V_{port_k}$	Amplitude da portadora triangular ( $k = 1,2,3$ )	V
$V_{mod}$	Sinal modulador	V
$\langle V_{ao} \rangle_{T_s}$	Tensão média quase instantânea da tensão de fase do conversor	V
$V_{ao1}$	Componente fundamental da tensão de fase do conversor	V
$V_{ao,p}$	Valor de pico da componente fundamental da tensão de fase do conversor	V
$V_{t_k}$	Designação de amplitude da tensão sobre o indutor acoplado ( $k = a,b,c,d,e,f,g$ )	V
$V_{L_{amed}}$	Tensão média calculada dentro o semiciclo positivo	V
$\langle V_{Li,ef} \rangle_k$	Tensão eficaz quase instantânea sobre os indutores acoplados ( $k = 1,2$ )	V
$V_{Li,ef}$	Tensão eficaz sobre os indutores acoplados ( $i = a,b,c$ )	V
$v_j$	Tensão da componente fundamental da tensão de fase do conversor ( $j = A,B,C$ )	V
$v_{g_j}$	Tensão da fase $j$ da tensão da rede elétrica ( $j = A,B,C$ )	V
$v_{no}$	Tensão medida entre os pontos $n$ e $o$	V
$V_{L_f}$	Tensão sobre o indutor $L_f$	V
$\vec{V}_{dq0}$	Vetor de tensões no plano dq0	V
$\vec{V}_{ABC}$	Vetor de tensões no plano ABC	V
$v_0$	Tensão de eixo 0	V
$v_d$	Tensão de eixo direto	V
$V_d$	Valor médio da tensão de eixo direto	V
$v_q$	Tensão de eixo em quadratura	V
$V_q$	Valor médio da tensão de eixo em quadratura	V
$V_{g_j,ef}$	Tensão eficaz da fase $j$ da rede elétrica ( $j = A,B,C$ )	V

$\hat{v}_{cc}$	Perturbação de pequenos sinais na tensão do barramento CC	V
$V_{cc,ref}$	Tensão de referência do barramento CC	-
$v_{\alpha}$	Tensão no plano $\alpha\beta 0$	V
$v_{\beta}$	Tensão no plano $\alpha\beta 0$	V
$V$	Amplitude das tensões na entrada do PLL	-
$V_m$	Tensão no lado secundário dos sensores	V
$V_{nucleo}$	Volume do núcleo magnético	cm <sup>3</sup>
$V_D$	Queda de tensão no diodo	V
$V_{CE}$	Tensão de saturação do IGBT	V
$x$	Coeficiente de perdas magnéticas	-
$y$	Coeficiente de perdas magnéticas	-
$\omega_{p,PLL}$	Frequência do polo do compensador do PLL	rad/s
$\omega_{z,PLL}$	Frequência do zero do compensador do PLL	rad/s
$\omega_{zi}$	Frequência do zero do compensador de corrente	rad/s
$\omega_{zv}$	Frequência do zero do compensador de tensão	rad/s
$\omega_{pi}$	Frequência do polo do compensador de corrente	rad/s
$\omega_{pv}$	Frequência do polo do compensador de tensão	rad/s
$\phi$	Ângulo de defasamento entre a tensão da rede elétrica e sua respectiva corrente injetada	-
$\phi_L$	Fluxo magnético da perna lateral do núcleo E	Wb
$\phi_C$	Fluxo magnético da perna central do núcleo E	Wb
$\phi'_L$	Parcela de fluxo da perna lateral	Wb
$\phi''_L$	Parcela de fluxo da perna lateral	Wb
$\phi'''_L$	Parcela de fluxo da perna lateral	Wb
$\Delta\phi$	Variação do fluxo magnético	Wb
$\phi_k$	Fluxo magnético sobre os ramos do indutor acoplado ( $k = 1,2,3$ )	T
$\theta$	Ângulo de transição de níveis	-
$\varphi$	Ângulo entre a tensão do conversor e a rede elétrica	-



## Acrônimos e abreviaturas

PROINFA	Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica
GWEC	Conselho Global de Energia Eólica
CC-CC	Conversor com entrada e saída em tensão contínua
CA-CC	Conversor com entrada em corrente alternada e saída em corrente contínua
CC-CA	Conversor com entrada em corrente contínua e saída em corrente alternada
IGBT	<i>Insulate gate bipolar transistor</i> (Transistor bipolar de <i>gate</i> isolado)
PCC	Ponto de conexão comum
THD	Taxa de distorção harmônica
VSI	<i>Voltage Source Inverter</i> (Inversor fonte de tensão)
PWM	Modulação por largura de pulso
PLL	<i>Phase Locked Loop</i> (Malha amarrada por fase)
FACTS	<i>Flexible AC Transmission Systems</i> (sistema de transmissão flexível em corrente alternada)
PI	Controlador proporcional integral
ADC	Conversor analógico digital
ZOH	<i>Zero Order Hold</i> (Sustentador de ordem zero)
CI	Circuito integrado
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
ePWM	Módulo PWM do DSP



# Sumário

<b>Lista de figuras</b>	<b>XV</b>
<b>Lista de símbolos</b>	<b>XXIII</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Objetivo do trabalho	6
1.2 Considerações sobre conexão à rede elétrica	7
<b>2 Estudo do conversor</b>	<b>9</b>
2.1 Introdução	9
2.2 Estudo do indutor trifásico acoplado	9
2.3 Estrutura monofásica	15
2.4 Descrição das etapas de operação	16
2.4.1 Primeira etapa de operação	16
2.4.2 Segunda etapa de operação	16
2.4.3 Terceira etapa de operação	16
2.4.4 Quarta etapa de operação	17
2.4.5 Quinta etapa de operação	17
2.4.6 Sexta etapa de operação	17
2.4.7 Sétima etapa de operação	18
2.4.8 Oitava etapa de operação	18
2.5 Determinação do ângulo de transição de níveis	23
2.6 Ondulação de corrente nos indutores acoplados	24
2.6.1 Ondulação de corrente parametrizada nas indutâncias de acoplamento	28
2.7 Corrente eficaz nas indutâncias acopladas	29
2.8 Tensão eficaz sobre as indutâncias acopladas	34

2.9	Potência aparente processada pelas indutâncias acopladas	35
2.10	Projeto físico dos indutores acoplados	36
2.10.1	Análise das relutâncias	40
2.10.2	Análise do fluxo das pernas laterais	42
2.11	Estrutura trifásica	44
2.12	Ondulação de corrente no indutor $L_f$	49
2.13	Esforços de corrente nos semicondutores	51
2.13.1	Corrente média nos interruptores	51
2.13.2	Corrente média nos diodos	53
2.13.3	Corrente eficaz nos interruptores	54
2.13.4	Corrente eficaz nos diodos	55
2.13.5	Corrente média no barramento CC	56
2.13.6	Corrente eficaz no barramento CC	56
2.13.7	Corrente eficaz no capacitor de barramento	64
<b>3</b>	<b>Modelagem e controle</b>	<b>67</b>
3.1	Introdução	67
3.2	Modelagem da planta de corrente em coordenadas dq0	67
3.3	Modelo para a planta de tensão do barramento	74
3.3.1	Hipótese (i): fonte de corrente ligada ao barramento	74
3.3.2	Hipótese (ii): fonte de potência ligada ao barramento	78
3.4	Planta de tensão para perturbação na entrada CC	80
3.5	Estratégia de controle em coordenadas dq0	80
3.6	Modelagem do PLL	83
3.7	Aspectos da implementação digital	87
3.7.1	Efeito da amostragem de sinais	87
3.7.2	Efeito do atraso do modulador PWM	88
<b>4</b>	<b>Projeto e dimensionamento do sistema</b>	<b>93</b>



4.1	Introdução	93
4.2	Especificações	93
4.3	Capacitor do barramento	95
4.4	Descrição dos circuitos de medição das tensões e correntes	97
4.5	Descrição dos circuitos de adequação dos sinais	101
4.6	Projeto dos indutores acoplados	104
4.7	Cálculo térmico dos semicondutores	110
4.7.1	Correntes nos semicondutores	110
4.7.2	Cálculo das perdas	110
4.7.3	Cálculo térmico	116
4.8	Características do DSP empregado	120
4.8.1	Circuito PWM	121
4.8.2	Conversor analógico digital ADC	122
4.9	Projeto dos controladores	122
4.9.1	Malha de corrente	123
4.9.2	Malha de tensão	126
4.9.3	Sincronismo PLL	131
4.10	Validação dos modelos obtidos	132
4.11	Procedimentos de inicialização do sistema	133
4.12	Fluxograma básico de operação do sistema	135
<b>5</b>	<b>Simulação e resultados experimentais</b>	<b>139</b>
5.1	Introdução	139
5.2	Operação em malha aberta	139
5.3	Inicialização do sistema	145
5.4	Operação em malha fechada	148

5.5	Taxa de distorção harmônica	153
5.6	Conversor conectado à unidade geradora	155
<b>6</b>	<b>Considerações finais</b>	<b>157</b>
6.1	Conclusão geral	157
6.2	Sugestão para trabalhos futuros	159
<b>7</b>	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>161</b>
<b>8</b>	<b>Apêndices</b>	<b>169</b>
8.1	Diagramas esquemáticos do protótipo	170
8.2	Diagramas esquemáticos de simulação	179
8.3	Códigos utilizados na simulação	184
8.4	Lista de componentes	186
8.5	Imagens do protótipo	188

# Capítulo 1

*“Feliz aquele que transfere o que sabe e aprende o que ensina”*

Cora Coralina

## Introdução

O desenvolvimento de energia eólica no Brasil teve início em 2002 a partir do programa PROINFA (Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica), que coloca em marcha as políticas públicas destinadas a diversificar a matriz energética do país, por meio de novas fontes de energia alternativa [4]. De acordo com o Conselho Global de Energia Eólica (GWEC)[5], em 2001 o primeiro atlas de vento foi publicado, estimando que o potencial eólico fosse cerca de 143 GW em alturas até 50 m. Já em 2008 e 2009 novas medições indicavam que em alturas entre 80 e 100 m o potencial poderia ultrapassar o valor de 350 GW [5].

A Tabela 1 apresenta a capacidade instalada no Brasil desde 2002 até 2010, onde se pode observar que o mercado de energia eólica cresceu 326 MW em 2010, totalizando 931 MW, o que corresponde a um crescimento de 54.2% em termos da capacidade total instalada.

*Tabela 1 – Capacidade total instalada no Brasil*

ano	2002	2003	2004	2005	2006	2007	2008	2009	2010
MW	22	29	29	29	237	247	314	606	931

Segundo [6], estima-se que até 2013 a capacidade instalada se eleve para 5300 MW, com total de 25 bilhões de reais em investimentos.

Tendo como base os crescentes investimentos no mercado de energia eólica, se faz necessário o desenvolvimento de novas tecnologias capazes de suprir essa demanda. Estas incluem: turbinas, pás, torres e principalmente os elementos de interligação com a rede elétrica, onde se incluem os conversores estáticos de potência.

A configuração clássica de sistemas de energia renovável conectado a rede elétrica consiste basicamente em duas partes [1]: o primeiro, constituído pela fonte de energia renovável, gerador, onde conectado a este pode-se ter um retificador ou um estágio de retificação ligado a um conversor CC-CC. O segundo estágio é constituído por um inversor de frequência que, a partir da injeção de energia em seu barramento capacitivo, deve transferir a energia à rede elétrica. Os estágios possuem um barramento capacitivo em comum (Figura 1.1). Esta configuração, por meio de uma estratégia de controle adequada do inversor, pode controlar tanto o fluxo de potência ativa como também a reativa e, dependendo da escolha do capacitor de barramento, ambos os estágios podem possuir operações independentes.

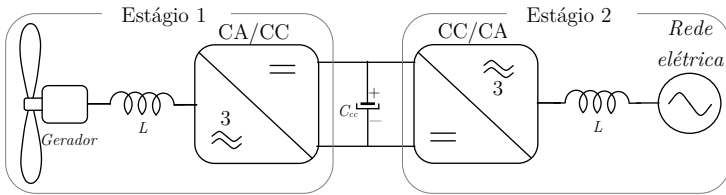


Figura 1.1 – Configuração típica de sistemas de energia renovável [1].

Dentro do segundo estágio é comum o emprego de um transformador de baixa frequência, com a finalidade de adequação de níveis de tensão da geração à rede elétrica [7]. Nos casos onde existem pequenas turbinas, tem-se a conexão dos conversores diretamente na rede elétrica [7].

Atualmente um gerador eólico pode operar com potências da ordem de MW, isso acarreta que todos os sistemas ligados a este devem ser dimensionados para esta escala de potência. Na área de eletrônica de potência tem-se continuamente o desenvolvimento soluções para os problemas de operações em grandes escalas<sup>1</sup>, com destaque os sistemas de baixa tensão (inferior a 1000 V). A dificuldade de operar com o processamento de grandes energias reside no fato da escassez ou inexistência de componentes semicondutores capazes de suportar os esforços, tanto de tensão quanto de corrente.

A solução para alta tensão tem sido o emprego de topologias multiníveis, nas quais com o artifício da combinação série de interruptores estáticos tem-se a divisão de tensão sobre estes, permitindo assim a operação com tensões superiores.

Já para as situações onde se têm altas correntes, as soluções mais populares são: (i) paralelismo de semicondutores; (ii)

---

<sup>1</sup> Sistemas operando a partir de centenas de quilowatts.

paralelismo de conversores; (iii) paralelismo de pernas de semicondutores [3].

A dificuldade em se conectar em paralelo semicondutores, por exemplo, IGBT's, está no fato de se houver variações paramétricas significativas entre os dispositivos em paralelo, poderá haver desequilíbrios na distribuição de corrente sobre os mesmos, acarretando em perdas desiguais [8].

Segundo [9], uma solução para multiplicar a capacidade de processamento de energia é o emprego da conexão paralela de conversores compartilhando o mesmo barramento CC, tal como ilustra a Figura 1.2. Esta técnica permite a divisão da potência processada, no entanto, apresenta o inconveniente da presença de circulação de corrente de sequência zero entre as fases do conversor [10, 11].

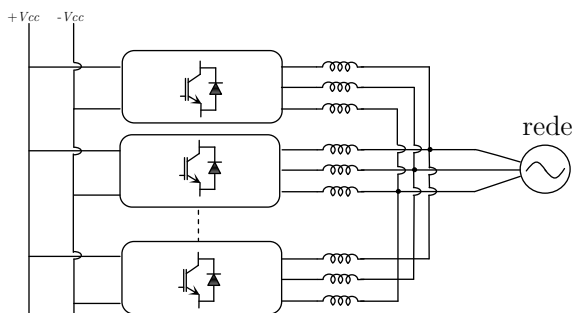


Figura 1.2 – Configuração convencional de conversores em paralelo

Diante dos problemas apresentados pela estrutura da Figura 1.2, a referência [3, 12] sugere o uso do sistema da Figura 1.3. Esta abordagem permite através de uma estratégia de modulação adequada o cancelamento de harmônicos e, conseqüentemente, a redução dos filtros [3].

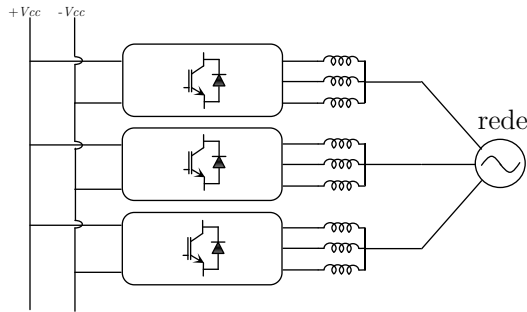


Figura 1.3 – Configuração apresentada pela referência [3]

A configuração da Figura 1.3 apresenta o inconveniente das indutâncias estarem submetidas à frequência de comutação dos interruptores e, como esta frequência é relativamente baixa em grandes potências, leva-se ao aumento do valor de indutância para uma dada ondulação de corrente.

Diante das dificuldades destacadas, a referência [2] propôs uma nova topologia com características interessantes para o emprego de interruptores de menor capacidade de corrente em grandes potências, (Figura 1.4).

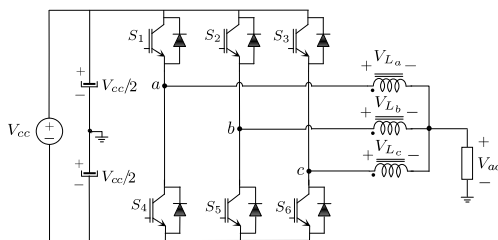


Figura 1.4 – Conversor CC-CA monofásico proposto por [2]

A grande característica desta topologia está em empregar o acoplamento magnético, o que não é realizado nos sistemas anteriores. Este conversor, além de prover a divisão de corrente, possui o atrativo de redução dos elementos magnéticos, pois como

será abordada posteriormente, a modulação empregada para este permite obter em sua saída (lado AC) uma tensão com o triplo da frequência presente nos interruptores. Desta forma, pode-se então reduzir os dispositivos magnéticos do sistema em três vezes para uma mesma ondulação de corrente. O conversor inserido no sistema está ilustrado na Figura 1.5.

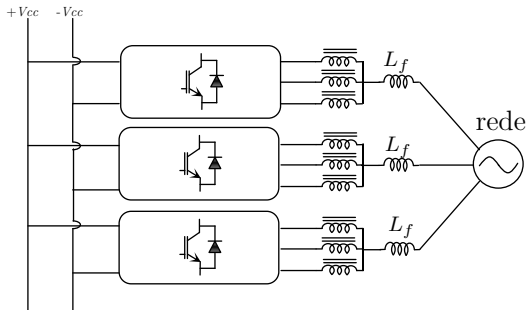


Figura 1.5 – Configuração com a inserção da topologia apresentada por [2]

## 1.1 Objetivo do trabalho

Do sistema apresentado na Figura 1.1, este trabalho focará no estágio inversor. A partir da inserção da topologia proposta por [2] no estágio inversor, esta dissertação tem como objetivo o emprego deste conversor em sistemas conectados à rede elétrica. Serão realizados estudos para mostrar que esta topologia é vantajosa e, que é uma possível solução para operação com elevadas potências em baixa tensão.

Questões referentes a tipos de turbinas, técnicas de desconexão com a rede e funcionamento do estágio retificador não serão abordados neste trabalho.



## 1.2 Considerações sobre conexão à rede elétrica

A conexão com a rede elétrica deve seguir a regulamentos vigentes em normas específicas, tal como estabelece a norma IEEE 1547 “*IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems*”. Esta norma fornece um padrão regulamentar à conexão de fontes de energia distribuídas na rede elétrica, visando condições para o desempenho, operação, testes, segurança e manutenção da conexão [13]. A IEEE 1547 estabelece requisitos para regulação da tensão no ponto de conexão (PCC), resposta a perturbações tanto de tensão quanto de frequência no PCC, além de impor limites às harmônicas de corrente injetadas no sistema elétrico.

De acordo com [13, 14] quando a fonte de energia distribuída estiver alimentando cargas lineares, a distorção harmônica da corrente no PCC não deve ultrapassar os limites estabelecidos na Tabela 2.

Tabela 2 Máxima distorção harmônica de corrente em porcentagem da fundamental

Harmônicas individuais (Ímpares)	Valor [%]
$h < 11$	4.0
$11 \leq h < 17$	2.0
$17 \leq h < 23$	1.5
$23 \leq h < 35$	0.6
$35 < h$	0.3
THD	5.0
Harmônicas pares	Limitadas a 25% das ímpares
Corrente CC	0.5

A IEEE 1547 impõe limites inclusive para injeção de corrente contínua no sistema elétrico, onde tem por objetivo evitar a saturação dos transformadores ao longo das linhas.



# Capítulo 2

*“As únicas certezas que temos, além da vida e da morte, são aquelas feitas pelas ciências. O resto são dívidas e dúvidas”.*

Alvaro Granha Loregian

## Estudo do conversor

### 2.1 Introdução

Este capítulo será focado no estudo da topologia escolhida para realização da interface entre estágio retificador e a rede elétrica. Será abordada inicialmente sua versão monofásica, ilustrando seu funcionamento e suas etapas de operação e, posteriormente, sua concepção trifásica.

### 2.2 Estudo do indutor trifásico acoplado

Estruturas que empregam o acoplamento magnético, visando à divisão de correntes em conversores estáticos, têm sido amplamente discutidas na literatura [15-23]. A utilização do acoplamento aumenta a resposta transiente sem provocar aumento na ondulação de corrente (*ripple*, em inglês), já que não apresenta

indutância para corrente de modo comum (corrente de carga) [16, 22].

O indutor acoplado consiste em três enrolamentos montados sobre a mesma estrutura magnética, de forma que seja possível o cancelamento do fluxo produzido pela corrente de carga, conforme ilustra a Figura 2.1. Este pode ser representado pelo seu equivalente elétrico, apresentado na Figura 2.2.

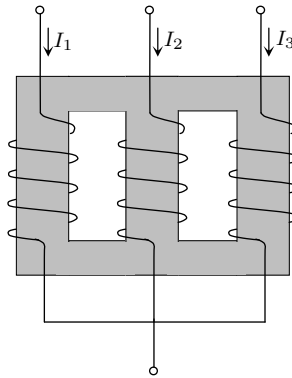


Figura 2.1 – Estrutura geométrica do indutor acoplado.

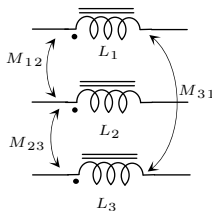


Figura 2.2 - Circuito elétrico equivalente dos indutores acoplados.

A partir do circuito da Figura 2.2, pode-se escrever o conjunto de equações de (2.1). Para análise é considerado que todo o fluxo produzido fica confinado dentro do núcleo, ou seja, não há fluxo disperso.

$$\begin{bmatrix} v_1(t) \\ v_2(t) \\ v_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & -M_{12} & -M_{13} \\ -M_{21} & L_2 & -M_{23} \\ -M_{31} & -M_{32} & L_3 \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_1(t) \\ I_2(t) \\ I_3(t) \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

onde:

$$M_{12} = M_{21}, M_{13} = M_{31}, M_{23} = M_{32} \quad (2.2)$$

Os termos  $v_1$ ,  $v_2$ ,  $v_3$  representam as tensões sobre os ramos dos indutores.

- **Caso simétrico**

Para que o indutor seja simétrico as seguintes considerações devem ser satisfeitas, além da imposta em (2.2):

$$M = M_{12} = M_{13} = M_{23} \quad (2.3)$$

$$L = L_1 = L_2 = L_3 \quad (2.4)$$

Considere o circuito magnético da Figura 2.3, na qual,  $\mathfrak{R}$  representa a relutância do caminho magnético do núcleo apresentado na Figura 2.1. O produto  $N_k \cdot I_k$ ,  $k = 1, 2, 3$ , simboliza a força magneto-motriz presente no núcleo com a passagem da corrente  $I$  através das  $N$ -espiras. No equacionamento a seguir, por facilidade, será omitido complemento ( $t$ ) das tensões e correntes, entretanto, entende-se que estas grandezas são funções do tempo.

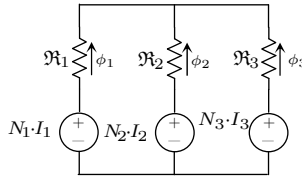


Figura 2.3 – Circuito magnético do caso simétrico.

Do circuito magnético da Figura 2.3, tem-se a seguinte relação:

$$N_1 \cdot I_1 - \phi_1 \cdot \mathfrak{R}_1 = N_2 \cdot I_2 - \phi_2 \cdot \mathfrak{R}_2 = N_3 \cdot I_3 - \phi_3 \cdot \mathfrak{R}_3 \quad (2.5)$$

e

$$\phi_1 + \phi_2 + \phi_3 = 0. \quad (2.6)$$

Colocando a equação (2.5) em função de  $\phi_1$ , por exemplo, obtêm-se:

$$\phi_2 = \frac{N_2 \cdot I_2 - N_1 \cdot I_1 + \phi_1 \cdot \mathfrak{R}_1}{\mathfrak{R}_2} \quad (2.7)$$

$$\phi_3 = \frac{N_3 \cdot I_3 - N_1 \cdot I_1 + \phi_1 \cdot \mathfrak{R}_1}{\mathfrak{R}_3}. \quad (2.8)$$

Substituindo as equações (2.7) e (2.8) na expressão (2.6), chega-se:

$$\phi_1 + \frac{N_2 \cdot I_2 - N_1 \cdot I_1 + \phi_1 \cdot \mathfrak{R}_1}{\mathfrak{R}_2} + \frac{N_3 \cdot I_3 - N_1 \cdot I_1 + \phi_1 \cdot \mathfrak{R}_1}{\mathfrak{R}_3} = 0. \quad (2.9)$$

Simplificando a expressão (2.9), se obtém:

$$\phi_1 = \frac{(\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3) N_1 \cdot I_1 - \mathfrak{R}_3 \cdot N_2 \cdot I_2 - \mathfrak{R}_2 \cdot N_3 \cdot I_3}{\mathfrak{R}_1 \mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_1 \mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_2 \mathfrak{R}_3}. \quad (2.10)$$

Multiplicando ambos os lados da expressão (2.10) por  $N_1 \cdot d/dt$ , tem-se:

$$N_1 \frac{d\phi_1}{dt} = \frac{(\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3) N_1^2 \cdot \frac{dI_1}{dt} - \mathfrak{R}_3 \cdot N_2 N_1 \cdot \frac{dI_2}{dt} - \mathfrak{R}_2 \cdot N_3 N_1 \cdot \frac{dI_3}{dt}}{\mathfrak{R}_1 \mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_1 \mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_2 \mathfrak{R}_3}. \quad (2.11)$$

A equação (2.11) ainda pode ser reescrita como:

$$v_1 = L_1 \frac{dI_1}{dt} + M_{12} \frac{dI_2}{dt} + M_{13} \frac{dI_3}{dt} \quad (2.12)$$

onde:

$$v_1 = N_1 \frac{dI_1}{dt} \quad (2.13)$$

$$L_1 = \frac{\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3}{\mathfrak{R}_1 \mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_1 \mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_2 \mathfrak{R}_3} \cdot N_1^2 \quad (2.14)$$

$$M_{12} = -\frac{\mathfrak{R}_3}{\mathfrak{R}_1 \mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_1 \mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_2 \mathfrak{R}_3} N_1 N_2 \quad (2.15)$$

$$M_{13} = -\frac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1 \mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_1 \mathfrak{R}_3 + \mathfrak{R}_2 \mathfrak{R}_3} N_1 N_3 \quad (2.16)$$

Para o núcleo simétrico assume-se a consideração que as relutâncias de cada ramo do circuito magnético sejam iguais,  $\mathfrak{R}_1 = \mathfrak{R}_2 = \mathfrak{R}_3 = \mathfrak{R}$ , e que o número de espiras também,  $N_1 = N_2 = N_3 = N$ . Levando estas afirmações às expressões (2.14), (2.15) e (2.16), têm-se:

$$L_1 = \frac{2}{3} \cdot \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}} \quad (2.17)$$

$$M_{12} = -\frac{1}{3} \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}} \quad (2.18)$$

$$M_{13} = -\frac{1}{3} \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}} \quad (2.19)$$

$L_1$  representa a indutância própria.

$$\frac{N_1^2}{\mathfrak{R}} = \frac{4}{3} L_1. \quad (2.20)$$

Substituindo a equação (2.20) na expressão (2.18), pode-se estabelecer a relação entre as indutâncias mútuas com a indutância própria, obtendo-se:

$$M_{12} = M_{13} = -\frac{1}{2} L_1. \quad (2.21)$$

### • Caso assimétrico

Considere agora que no caminho magnético há alguma assimetria, tal como, representado na Figura 2.4, onde a relutância do ramo central é metade das laterais. Será considerado inicialmente que o circuito possua o mesmo número de espiras.

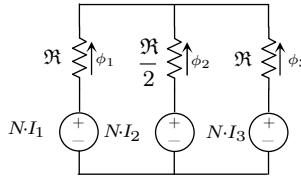


Figura 2.4 – Circuito magnético para o caso assimétrico.

Do circuito magnético da Figura 2.4, tem-se novamente a relação:

$$N_1 \cdot I_1 - \phi_1 \cdot \mathfrak{R} = N_2 \cdot I_2 - \phi_2 \cdot \frac{\mathfrak{R}}{2} = N_3 \cdot I_3 - \phi_3 \cdot \mathfrak{R} \quad (2.22)$$

e

$$\phi_1 + \phi_2 + \phi_3 = 0. \quad (2.23)$$

Colocando a equação (2.22) em função de  $\phi_1$ , têm-se:

$$\phi_2 = \frac{2}{\mathfrak{R}} \cdot (N \cdot I_2 - N \cdot I_1 + \phi_1 \cdot \mathfrak{R}) \quad (2.24)$$

$$\phi_3 = \frac{1}{\mathfrak{R}} \cdot (N \cdot I_3 - N \cdot I_1 + \phi_1 \cdot \mathfrak{R}). \quad (2.25)$$

Substituindo as equações (2.24) e (2.8) na expressão (2.25), chega-se a:

$$\phi_1 = \frac{3 N}{4 \mathfrak{R}} \cdot I_1 - \frac{1 N}{2 \mathfrak{R}} \cdot I_2 - \frac{1 N}{4 \mathfrak{R}} \cdot I_3. \quad (2.26)$$

Multiplicando ambos os lados da expressão (2.26) por  $N_1 \cdot d/dt$ , tem-se:

$$\frac{Nd\phi_1}{dt} = \frac{3 N^2}{4 \mathfrak{R}} \cdot \frac{dI_1}{dt} - \frac{1 N^2}{2 \mathfrak{R}} \frac{dI_2}{dt} - \frac{1 N^2}{4 \mathfrak{R}} \frac{dI_3}{dt}. \quad (2.27)$$

A equação (2.27) ainda pode ser reescrita como:

$$v_1 = L_1 \frac{dI_1}{dt} + M_{12} \frac{dI_2}{dt} + M_{13} \frac{dI_3}{dt} \quad (2.28)$$

onde:

$$v_1 = N_1 \frac{dI_1}{dt} \quad (2.29)$$

$$L_1 = \frac{3}{4} \cdot \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}} \quad (2.30)$$

$$M_{12} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}} \quad (2.31)$$

$$M_{13} = -\frac{1}{4} \cdot \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}} \quad (2.32)$$

$L_1$  representa a indutância própria.

$$\frac{N_1^2}{\mathfrak{R}} = \frac{4}{3} L_1 \quad (2.33)$$

Substituindo a expressão (2.33) em (2.31) e (2.32), pode-se estabelecer a relação entre as indutâncias mútuas com a indutância própria, chegando às seguintes relações:

$$M_{12} = -\frac{2}{3} L_1 \quad (2.34)$$

$$M_{13} = -\frac{1}{3} L_1 \quad (2.35)$$

Conclui-se que, para a assimetria apresentada, as indutâncias mútuas possuem relação distinta com a sua indutância própria.

Considerando que as correntes sobre os ramos dos indutores acoplados são iguais, e aplicando esta consideração nas equações (2.12) e (2.28), tanto para o caso simétrico como assimétrico, chega-se a conclusão que a queda de tensão sobre os ramos dos



indutores, devido à passagem da corrente de carga é nula, ou seja, não há indutância à passagem desta corrente.

Para que haja a divisão igualitária de corrente nos ramos dos indutores acoplados, é necessário que as perdas nestes, ou seja, as resistências presentes nos ramos sejam iguais. Não foi comentado até o presente momento, mas as perdas nos interruptores também interferem na divisão de corrente nos indutores acoplados.

## 2.3 Estrutura monofásica

Na Figura 2.5 está representado o conversor CC-CA monofásico bidirecional com célula de comutação de múltiplos estados. Esta topologia foi apresentada inicialmente por [23] em sua versão CC-CC. A estrutura é composta de um VSI clássico ligado a indutores acoplados, dando a formação de uma nova célula de comutação. Em [2, 23] é apresentado o significado do nome dado a este conversor. Para análise que segue é suposto que todos os elementos são ideais.

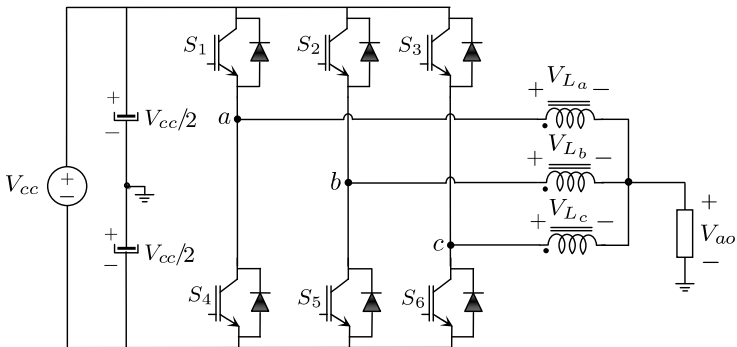


Figura 2.5 – Conversor monofásico com célula de comutação de 4 estados.

## 2.4 Descrição das etapas de operação

### 2.4.1 Primeira etapa de operação

Esta etapa é caracterizada pelo comando de entrada em condução dos interruptores superiores  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$ . Com isso, não há diferença de potencial entre os terminais do indutor acoplado. Como consequência, a tensão nos terminais do conversor será  $V_{ao} = V_{cc}/2$ . Esta etapa está ilustrada na Figura 2.6 (a).

### 2.4.2 Segunda etapa de operação

Nesta, os interruptores  $S_1$ ,  $S_5$  e  $S_3$  ficam em condução enquanto os demais bloqueados, conforme Figura 2.6 (b). Com esta configuração, os indutores acoplados  $L_a$ ,  $L_c$  ficam em paralelo e conectados ao ramo positivo do barramento CC, enquanto  $L_b$  é ligado ao ramo negativo do mesmo. Desta forma, as respectivas distribuições de tensões sobre os indutores resultam em:

$$V_{L_a} = V_{L_c} = +\frac{1}{3}V_{cc} \quad (2.36)$$

$$V_{L_b} = -\frac{2}{3}V_{cc} \quad (2.37)$$

$$V_{ao} = +\frac{1}{6}V_{cc} \quad (2.38)$$

### 2.4.3 Terceira etapa de operação

Nesta etapa os interruptores  $S_4$ ,  $S_2$  e  $S_3$  são comandados a entrar em condução, enquanto os demais ao bloqueio, conforme Figura 2.6 (c). Com esta configuração os indutores acoplados  $L_b$ ,  $L_c$  ficam em paralelo e conectados ao ramo positivo do barramento CC, ao passo que  $L_a$  fica conectado ao ramo negativo do mesmo, resultando nas respectivas distribuições de tensões sobre os indutores:

$$V_{L_b} = V_{L_c} = +\frac{1}{3}V_{cc} \quad (2.39)$$

$$V_{L_a} = -\frac{2}{3}V_{cc} \quad (2.40)$$

$$V_{a_o} = +\frac{1}{6}V_{cc} \quad (2.41)$$

#### 2.4.4 Quarta etapa de operação

Nesta, os interruptores  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_6$  são comandados a entrada em condução, Figura 2.6 (d). Desta forma, os indutores acoplados  $L_a$ ,  $L_b$  ficam em paralelo e conectados ao ramo positivo do barramento CC, enquanto  $L_c$  fica conectado ao ramo negativo do mesmo. Como consequência, as respectivas distribuições de tensões sobre os indutores resultam em:

$$V_{L_a} = V_{L_b} = +\frac{1}{3}V_{cc} \quad (2.42)$$

$$V_{L_c} = -\frac{2}{3}V_{cc} \quad (2.43)$$

$$V_{a_o} = +\frac{1}{6}V_{cc} \quad (2.44)$$

#### 2.4.5 Quinta etapa de operação

Nesta etapa quem são comandados a entrar em condução são os interruptores  $S_1$ ,  $S_5$  e  $S_6$ , conforme a Figura 2.6 (e). Com esta configuração os indutores acoplados  $L_b$  e  $L_c$  ficam em paralelo e conectados ao ramo negativo do barramento CC, enquanto  $L_a$  fica conectado ao ramo positivo do mesmo, como consequência as respectivas distribuições de tensões sobre os indutores são:

$$V_{L_b} = V_{L_c} = -\frac{1}{3}V_{cc} \quad (2.45)$$

$$V_{L_a} = +\frac{2}{3}V_{cc} \quad (2.46)$$

$$V_{a_o} = -\frac{1}{6}V_{cc} \quad (2.47)$$

#### 2.4.6 Sexta etapa de operação

Nesta, os interruptores  $S_4$ ,  $S_3$  e  $S_6$  são comandados a entrar em condução, Figura 2.6 (f). Com esta condição os

indutores acoplados  $L_a$ ,  $L_c$  ficam em paralelo e conectados ao ramo negativo do barramento CC, enquanto  $L_b$  fica conectado ao ramo positivo do mesmo, resultando nas seguintes distribuições de tensões sobre os indutores:

$$V_{L_a} = V_{L_c} = -\frac{1}{3}V_{cc} \quad (2.48)$$

$$V_{L_b} = +\frac{2}{3}V_{cc} \quad (2.49)$$

$$V_{ao} = -\frac{1}{6}V_{cc} \quad (2.50)$$

### 2.4.7 Sétima etapa de operação

Neste estágio os interruptores  $S_4$ ,  $S_5$  e  $S_3$  são comandados para entrarem em condução, Figura 2.6 (g). Com isso, os indutores acoplados  $L_a$ ,  $L_b$  ficam em paralelo e conectados ao ramo negativo do barramento CC, enquanto  $L_c$  fica conectado ao ramo positivo do mesmo, resultando nas seguintes distribuições de tensões sobre os indutores:

$$V_{L_a} = V_{L_b} = -\frac{1}{3}V_{cc} \quad (2.51)$$

$$V_{L_c} = +\frac{2}{3}V_{cc} \quad (2.52)$$

$$V_{ao} = -\frac{1}{6}V_{cc} \quad (2.53)$$

### 2.4.8 Oitava etapa de operação

Neste estágio, assim como na primeira etapa de operação, os indutores ficam ambos em paralelo, diferindo agora pela conexão com o terminal negativo no barramento CC. Desta forma, tem-se como consequência a aplicação de tensão nula sobre os indutores acoplados. Logo, a tensão nos terminais do conversor será  $V_{ao} = V_{cc}/2$ , conforme ilustra a Figura 2.6 (h).

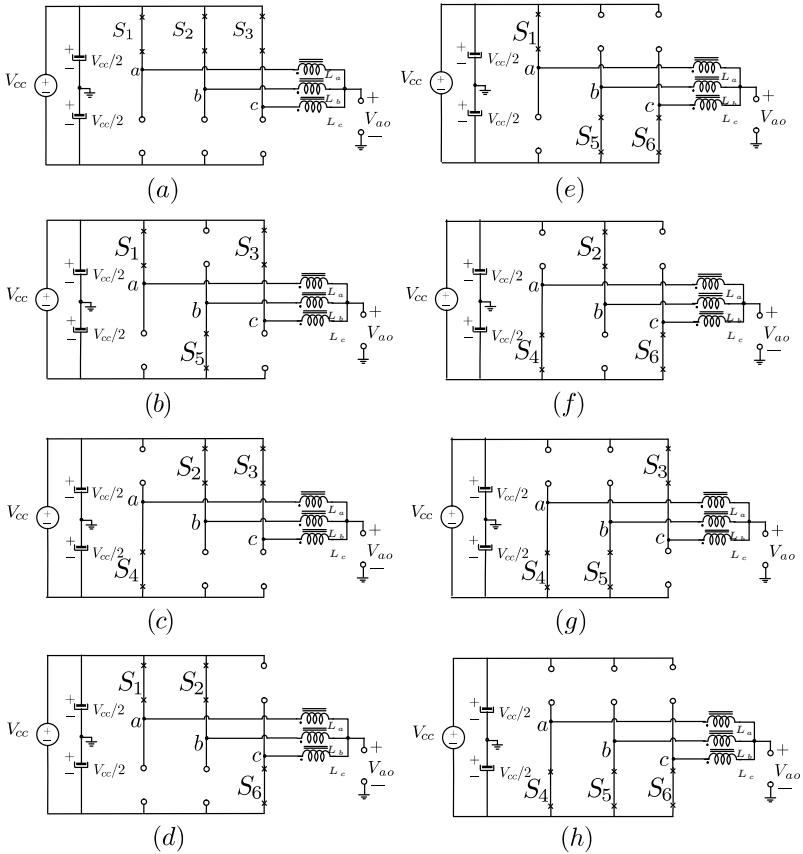


Figura 2.6 - Etapas de operação do conversor CC-CA

Pode-se observar que a topologia pode impor quatro níveis na tensão de saída, respectivos a  $1/2$ ,  $1/6$ ,  $-1/2$  e  $-1/6$  da tensão do barramento. Utilizando uma estratégia de modulação adequada é possível sintetizar na saída do conversor os quatro níveis citados.

Uma possível maneira de modular o conversor consiste no emprego de três portadoras ( $V_{port}$ ) triangulares de alta frequência defasadas de  $120^\circ$  entre si. Por meio da comparação de um sinal modulador senoidal ( $V_{mod}$ ) com as três portadoras, geraram-se os

sinais de comando dos interruptores. Dependendo da amplitude de  $V_{mod}$ , têm-se padrões nas tensões sobre os indutores acoplados e, consequentemente, na tensão de saída do conversor.

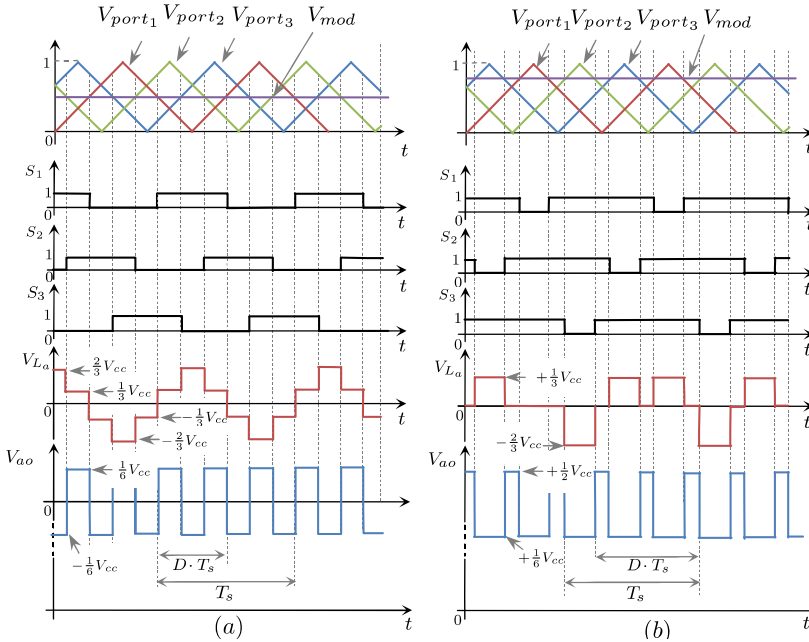


Figura 2.7 - Formas de onda principais do conversor: (a) amplitude do sinal modulador no qual geram-se os níveis  $+1/6V_{cc}$  e  $-1/6V_{cc}$  na tensão de saída. (b) amplitude do sinal modulador no qual se geram os níveis  $+1/2V_{cc}$  e  $-1/2V_{cc}$  na tensão de saída.

Na Figura 2.7 (a) e (b) são ilustradas as principais formas de onda do conversor, incluindo os sinais de comando referentes ao semiciclo positivo do sinal modulador. Nesta, pode-se observar que dependendo da amplitude do sinal modulador ( $V_{mod}$ ) a tensão de saída ( $V_{ao}$ ) assume padrões distintos de níveis e forma. O ângulo onde ocorre a transição dos níveis inferiores ( $-\frac{1}{6}V_{cc}$  e  $+\frac{1}{6}V_{cc}$ ) para os níveis superiores ( $+\frac{1}{6}V_{cc}$  e  $+\frac{1}{2}V_{cc}$ ) será determinado posteriormente. A partir da análise desta figura tem-se que a tensão de saída ( $V_{ao}$ ) possui o triplo da frequência dos sinais de

comando, o que lhe confere redução dos elementos passivos e do conteúdo harmônico.

Por meio das formas de onda da tensão sobre um dos ramos dos indutores acoplados ( $V_{L_a}$ ) e da tensão de saída ( $V_{ao}$ ), pode-se determinar expressões importantes para o projeto do conversor como, por exemplo, o ganho estático e o cálculo da indutância magnetizante dos indutores acoplados.

Na Figura 2.8 são ilustradas em detalhes as formas de onda apresentadas na Figura 2.7 (a). A partir desta ilustração é possível determinar o tempo de duração dos níveis da tensão de saída ( $V_{ao}$ ).

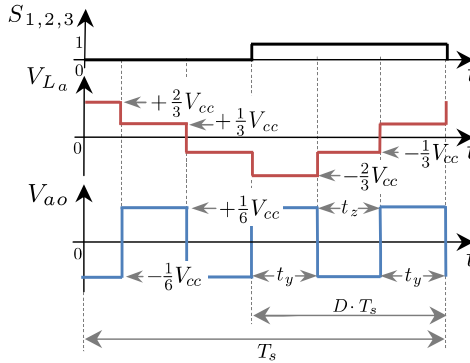


Figura 2.8 - Detalhe das formas de onda das razões cíclicas dos interruptores, da tensão sobre o indutor acoplado  $L_a$  e da tensão de saída  $V_{ao}$ .

Os tempos envolvidos são expressos como:

$$3 \cdot t_y + 3 \cdot t_z = T_s \quad (2.54)$$

$$2 \cdot t_y + t_z = D \cdot T_s. \quad (2.55)$$

A partir da expressão (2.54) pode-se escrever:

$$t_z = \frac{T_s - 3 \cdot t_y}{3}. \quad (2.56)$$

Substituindo a equação (2.56) na expressão (2.55) resulta em (2.57).

$$t_y = \left( \frac{3 \cdot D - 1}{3} \right) T_s \quad (2.57)$$

$$t_z = \left( \frac{2 - 3 \cdot D}{3} \right) T_s. \quad (2.58)$$

Da mesma forma, na Figura 2.9, são ilustradas detalhes da Figura 2.7 (b) com o intuito de determinar as expressões que representam a duração dos tempos dos níveis de tensão.

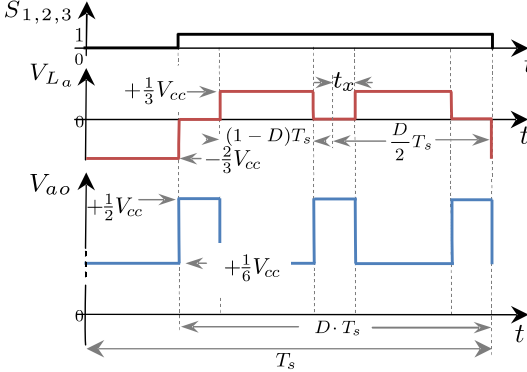


Figura 2.9 - Detalhe das formas de onda das razões cíclicas dos interruptores, da tensão sobre o indutor acoplado  $V_{L_a}$  e da tensão de saída  $V_{a_o}$ .

O tempo  $t_x$  é expresso por:

$$t_x = \left( \frac{D}{2} T_s - (1-D) T_s \right) \cdot \frac{1}{3} = \frac{3 \cdot D - 2}{6} \cdot T_s \quad (2.59)$$

A expressão da tensão média quase instantânea  $\langle V_{a_o} \rangle_{T_s}$  também pode ser extraída da Figura 2.9, onde se tem:

$$\langle V_{a_o} \rangle_{T_s} = \left\{ [(1-D) T_s] \cdot 3 + \left[ \left( \frac{3 \cdot D - 2}{3} \right) T_s \cdot \frac{V_{cc}}{2} \right] \cdot 3 \right\} \cdot \frac{1}{T_s} \quad (2.60)$$

Realizando as devidas simplificações em (2.60), chega-se na equação (2.61).

$$\langle V_{a_o} \rangle_{T_s} = V_{cc} \cdot \left( \frac{2 \cdot D - 1}{2} \right) \quad (2.61)$$

A razão  $\langle V_{a_o} \rangle_{T_s} / V_{cc}$  estabelece o ganho estático do conversor, aqui referenciado com  $G$ . Entretanto, a razão cíclica  $D$ , no inversor, não é uma grandeza estática e, portanto, varia ao longo do tempo. Logo, é necessário determinar a expressão que descreva tal variação.



Considerando que a tensão de saída do conversor ( $V_{ao}$ ) deva ter em sua componente fundamental uma senóide, descrita por:

$$V_{ao1}(\omega t) = V_{ao,p} \cdot \sin(\omega t) \quad (2.62)$$

onde:

$V_{ao,p}$  : valor de pico da componente fundamental de  $V_{ao}$ .

Substituindo  $V_{ao1}(\omega t)$  no lugar de  $\langle V_{ao} \rangle_{T_s}$  na equação (2.61) e isolando a razão cíclica, obtém-se:

$$D(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot \frac{2 \cdot V_{ao,p}}{V_{cc}} \sin(\omega t) + \frac{1}{2}. \quad (2.63)$$

Definindo  $M = \frac{2 \cdot V_{ao,p}}{V_{cc}}$  como o índice de modulação, a expressão da razão cíclica pode ser reescrita como:

$$D(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot (M \sin(\omega t) + 1). \quad (2.64)$$

## 2.5 Determinação do ângulo de transição de níveis

Considerando que a tensão do barramento seja unitária, a transição de níveis sempre ocorre na passagem por  $1/6$  desta tensão, conforme representado na Figura 2.10. O ângulo  $\theta$  onde ocorre a transição pode ser determinado com os procedimentos a seguir:

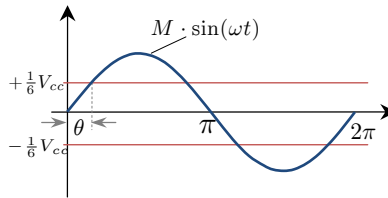


Figura 2.10 – Representação do ângulo de transição de níveis.

$$M \cdot \sin(\omega t) = 1/6 \quad (2.65)$$

Fazendo  $\omega t = \theta$  na equação (2.65) tem-se:

$$\theta = \arcsin\left(\frac{1}{3 \cdot M}\right) \quad (2.66)$$

## 2.6 Ondulação de corrente nos indutores acoplados

A determinação do valor da indutância dos indutores acoplados é um parâmetro importante para o projeto do conversor. De modo geral, a seleção da indutância recai na escolha de um valor de ondulação de corrente magnetizante. Desta forma, é necessário determinar a expressão que relacione a indutância magnetizante com a sua respectiva ondulação de corrente.

A ondulação de corrente pode ser extraída pela inspeção da forma de onda da tensão que é aplicada aos ramos do indutor acoplado.

Considere inicialmente as formas de onda representadas na Figura 2.11, válidas para  $\omega t < \theta$ . Observa-se que a tensão sobre um dos ramos dos indutores acoplados possui dois níveis positivos (Figura 2.11 (a)), com isso a corrente que flui pela indutância apresenta duas inclinações ao longo do tempo. O fato de a tensão possuir esta característica dificulta o cálculo da ondulação de corrente pico a pico. Uma maneira de contornar este problema consiste em representar a forma de onda da tensão pelo seu valor médio, calculado dentro do ciclo positivo, de modo que esta nova tensão produza a mesma ondulação, só que com uma única inclinação, conforme ilustrado na Figura 2.11 (b).

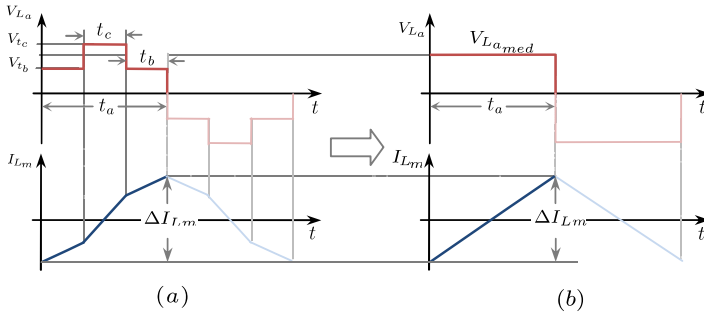


Figura 2.11 – Formas de onda da tensão sobre os indutores acoplados e da corrente que flui estes, para  $\omega t < \theta$ .

Os tempos envolvidos na Figura 2.11 são expressos por:

$$t_a = D \cdot T_s \quad (2.67)$$

$$t_c = \frac{2}{3} T_s - D \cdot T_s \quad (2.68)$$

$$2 \cdot t_b + t_c = t_a \quad (2.69)$$

$$t_b = \frac{t_a - t_c}{2} \quad (2.70)$$

Substituindo  $t_a$  e  $t_c$  na equação (2.70), obtém-se (2.71).

$$t_b = \frac{D \cdot T_s - \left(\frac{2}{3} - D\right) T_s}{2} = \frac{T_s}{3} (3 \cdot D - 1). \quad (2.71)$$

A tensão média,  $V_{La_{med}}$ , calculada no semiciclo positivo da forma de onda é dada por:

$$V_{La_{med}} = \frac{2 \cdot V_{t_b} \cdot t_b + V_{t_c} \cdot t_c}{t_a} \quad (2.72)$$

onde:

$$V_{t_b} = \frac{1}{3} V_{cc} \quad (2.73)$$

$$V_{t_c} = \frac{2}{3} V_{cc}. \quad (2.74)$$

Substituindo as equações (2.73) e (2.74) na expressão (2.72), resulta em:

$$V_{La_{med}} = \frac{2 \cdot \frac{1}{3} V_{cc} \cdot \frac{T_s}{3} (3 \cdot D - 1) + \frac{2}{3} V_{cc} \cdot \left(\frac{2}{3} T_s - D \cdot T_s\right)}{D \cdot T_s} \quad (2.75)$$

Realizando as devidas simplificações na expressão (2.75), se obtém:

$$V_{La_{med}} = \frac{2 \cdot V_{cc}}{9 \cdot D}. \quad (2.76)$$

A ondulação de corrente nos indutores acoplados, para  $\omega t < \theta$ , é calculada como:

$$\Delta I_{L_{m_1}} = \frac{V_{La_{med}}}{L_m} \cdot \Delta t, \quad \Delta t = t_a = D \cdot T_s \quad (2.77)$$

onde:

$\Delta I_{L_{m_1}}$ : representa a ondulação de corrente magnetizante no indutor acoplado, válido para  $\omega t < \theta$ .

$L_m$ : representa a indutância de magnetização dos indutores acoplados.

Substituindo a equação (2.76) na expressão (2.77), obtém-se:

$$\Delta I_{L_{m_1}} = \frac{2 \cdot V_{cc} \cdot T_s}{9 \cdot L_m}. \quad (2.78)$$

Considerando que:

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (2.79)$$

Tem-se então:

$$\Delta I_{L_{m_1}} = \frac{2 \cdot V_{cc}}{9 \cdot L_m \cdot f_s}, \quad \omega t < \theta. \quad (2.80)$$

A expressão (2.80) mostra que a ondulação de corrente magnetizante nos indutores acoplados, válida no intervalo  $0 < \omega t < \theta$ , é constante e função da tensão do barramento  $V_{cc}$ , da indutância de magnetização  $L_m$  e da frequência de comutação  $f_s$ .

Após a determinação da ondulação de corrente na indutância de magnetização para o intervalo  $0 < \omega t < \theta$ , é necessário encontrar a variação da ondulação para o intervalo restante. Para isso, da mesma forma, é necessário analisar a forma de onda da tensão sobre o ramo do indutor acoplado, para  $\omega t > \theta$ . A Figura 2.12 ilustra as formas de onda da tensão sobre um dos ramos do indutor acoplado e corrente que flui por este.

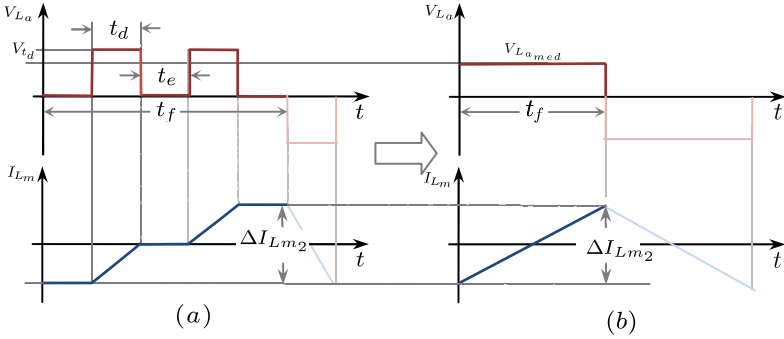


Figura 2.12 – Formas de onda da tensão sobre os indutores acoplados e da corrente que flui por estes, para  $\omega t > \theta$ .

Os tempos representados na Figura 2.12 são dados por:

$$t_d = (1 - D) \cdot T_s \quad (2.81)$$

$$t_e = \left( D - \frac{2}{3} \right) \cdot T_s \quad (2.82)$$

$$3 \cdot t_e + 2 \cdot t_d = t_f \quad (2.83)$$

A tensão média sobre os indutores acoplados, calculada sobre o tempo  $t_f$ , é expressa por:

$$V_{La_{med}} = \frac{2 \cdot t_d \cdot V_{td}}{t_f} \quad (2.84)$$

onde:

$$V_{td} = \frac{1}{3} \cdot V_{cc} \quad (2.85)$$

Substituindo (2.85) em (2.84), tem-se:

$$V_{La_{med}} = \frac{2 \cdot (1 - D) \cdot T_s \cdot V_{cc}}{3 \cdot t_f}. \quad (2.86)$$

Sendo que:

$$D(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot (M \sin(\omega t) + 1) \quad (2.87)$$

Substituindo equação (1.52) na expressão (1.51), tem-se:

$$V_{L_{med}} = \frac{2 \cdot \left[ 1 - \left( \frac{1}{2} \cdot (M \sin(\omega t) + 1) \right) \right] \cdot V_{cc}}{3 \cdot t_f} \quad (2.88)$$

A ondulação de corrente, válida para o intervalo  $\theta < \omega t < (\pi - \theta)$ , é representada por:

$$\Delta I_{L_{m_2}} = \frac{V_{L_{med}}}{L_m} \cdot \Delta t, \quad \Delta t = t_f. \quad (2.89)$$

Substituindo a equação (2.88) na equação (2.89), obtém-se:

$$\Delta I_{L_{m_2}} = \frac{2 \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sin(\omega t)\right) \cdot T_s \cdot V_{cc}}{3 \cdot L_m} \quad (2.90)$$

Realizando as simplificações na expressão (2.90), tem-se que:

$$\Delta I_{L_{m_2}} = \frac{V_{cc}}{3 \cdot L_m \cdot f_s} \cdot (1 - M \sin(\omega t)), \quad \theta < \omega t < (\pi - \theta). \quad (2.91)$$

### 2.6.1 Ondulação de corrente parametrizada nas indutâncias de acoplamento

Definindo:

$$\overline{\Delta I}_{L_{m_1}} = \frac{\Delta I_{L_{m_1}} \cdot L_m \cdot f_s}{V_{cc}} \quad (2.92)$$

$$\overline{\Delta I}_{L_{m_2}} = \frac{\Delta I_{L_{m_2}} \cdot L_m \cdot f_s}{V_{cc}} \quad (2.93)$$

Tem-se que:

$$\overline{\Delta I}_{L_{m_1}} = \frac{2}{9} \quad \text{válido para } \omega t < \theta. \quad (2.94)$$

$$\overline{\Delta I}_{L_{m_2}} = \frac{1}{3} \cdot (1 - M \sin(\omega t)), \quad \text{válido para } \theta < \omega t < (\pi - \theta) \quad (2.95)$$

Na Figura 2.13 é apresentado o comportamento da ondulação de corrente magnetizante nos indutores acoplados. É ilustrado o comportamento para diversos índices de modulação, e também a superfície em terceira dimensão.

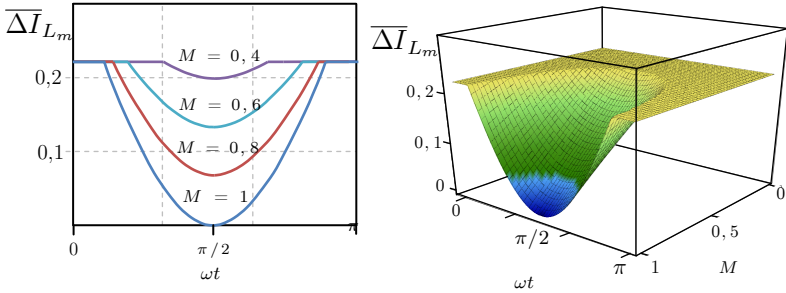


Figura 2.13 – Ondulação de corrente magnetizante parametrizada nos ramos do indutor acoplado.

A máxima ondulação de corrente pico a pico nos indutores acoplados é  $\overline{\Delta I}_{L_{m_1}} = \frac{2}{9}$ . Então, substituindo a equação (2.94) na expressão (2.92), pode-se obter a indutância que forneça a máxima ondulação pico a pico desejada ( $\Delta I_{L_{m_{max}}}$ ), o que resulta em:

$$L_m = \frac{2}{9} \cdot \frac{V_{cc}}{\Delta I_{L_{m_{max}}} \cdot f_s} \quad (2.96)$$

## 2.7 Corrente eficaz nas indutâncias acopladas

Uma importante característica da topologia apresentada, independente do número de fases, é a presença de circulação de corrente magnetizante entre os ramos dos indutores acoplados. Quando o conversor opera com carga, as correntes presentes nas indutâncias acopladas podem ser decompostas em duas parcelas, uma responsável pela corrente que fluirá até a carga, e outra decorrente da existência de indutância magnetizante nos indutores acoplados. A componente magnetizante da corrente nos indutores acoplados ( $I_{mag,ef}$ ) pode ser determinada por inspeção do comportamento da tensão que é aplicada a este,  $V_{L_a}$ .

Por conveniência é apresentada novamente as formas de onda da tensão sobre os indutores acoplados, representadas na Figura 2.14.

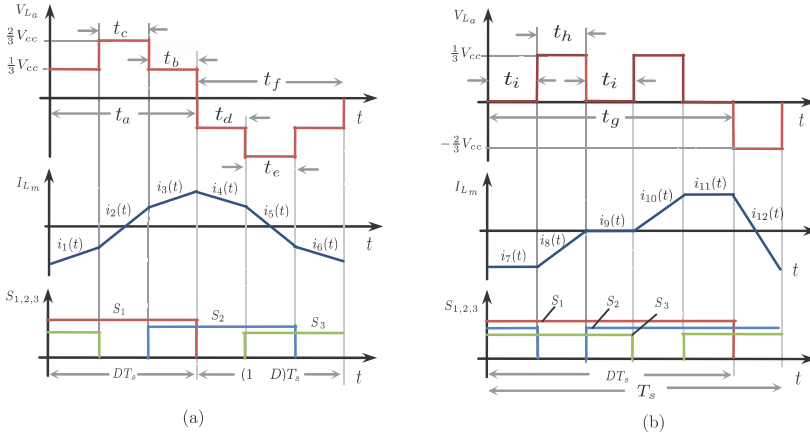


Figura 2.14 – Formas de onda da tensão sobre a indutância magnetizante: (a)  $\omega t < \theta$   
(b)  $\omega t > \theta$

A partir da Figura 2.14 (a) é possível observar que, para  $\omega t < \theta$ , a corrente na indutância magnetizante pode ser representada por seis segmentos de reta. Para a obtenção da expressão da corrente eficaz magnetizante quase instantânea,  $\langle I_{mag,ef,1} \rangle_{T_s}$ , pertencente ao intervalo  $\omega t < \theta$ , é necessário determinar as expressões de cada seguimento e integrá-las dentro do período de comutação  $T_s$ . Os tempos envolvidos são representados por:

$$t_a = D \cdot T_s \quad (2.97)$$

$$t_b = t_e = T_s \left( D - \frac{1}{3} \right) \quad (2.98)$$

$$t_c = t_d = T_s \left( \frac{2}{3} - D \right) \quad (2.99)$$

$$t_f = (1 - D)T_s. \quad (2.100)$$



Os segmentos de reta representando os trechos da corrente são expressos por:

$$I_{Lm}(t) = \begin{cases} i_1(t) = \frac{1 \cdot V_{cc}}{3 \cdot L_m} \cdot t + i_1(0), & 0 < t < t_b \\ i_2(t) = \frac{2 \cdot V_{cc}}{3 \cdot L_m} \cdot (t - t_b) + i_1(t_b), & t_b < t < (t_b + t_c) \\ i_3(t) = \frac{1 \cdot V_{cc}}{3 \cdot L_m} \cdot (t - (t_b + t_c)) + i_2(t_b + t_c), & (t_b + t_c) < t < (t_a) \\ i_4(t) = \frac{-1 \cdot V_{cc}}{3 \cdot L_m} \cdot (t - t_a) + i_3(t_a), & (t_a) < t < (t_a + t_d) \\ i_5(t) = \frac{-2 \cdot V_{cc}}{3 \cdot L_m} \cdot (t - (t_a + t_d)) + i_4(t_a + t_d), & (t_a + t_d) < t < (t_f - t_e) \\ i_6(t) = \frac{-1 \cdot V_{cc}}{3 \cdot L_m} \cdot (t - (t_f - t_e)) + i_5(t_f - t_e), & (T_s - t_e) < t < (T_s) \end{cases} \quad (2.101)$$

Com isso tem-se que:

$$\langle I_{mag,ef,1} \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_f} \left\{ \int_0^{t_b} i_1(t)^2 dt + \int_{t_b}^{t_b+t_c} i_2(t)^2 dt + \int_{t_b+t_c}^{t_a} i_3(t)^2 dt + \int_{t_a}^{t_a+t_d} i_4(t)^2 dt + \int_{t_a+t_d}^{t_f-t_e} i_5(t)^2 dt + \int_{T_s-t_e}^{T_s} i_6(t)^2 dt \right\}. \quad (2.102)$$

Solucionando a equação (2.102) se obtém a expressão para a corrente eficaz magnetizante quase instantânea, para o intervalo  $0 < \omega t < \theta$ , escrito em (2.103).

$$\langle I_{mag,ef,1} \rangle_{T_s} = \frac{V_{cc}}{27 \cdot L_m \cdot f_s} \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt{-9D^2 + 9D - 1}. \quad (2.103)$$

Da mesma forma, a partir da Figura 2.14 (b), é possível observar que, para  $\omega t > \theta$ , a corrente na indutância magnetizante pode ser representada também por seis segmentos de reta. Para a obtenção da expressão da corrente magnetizante eficaz quase instantânea,  $\langle I_{mag,ef,2} \rangle_{T_s}$ , pertencente ao intervalo  $\omega t > \theta$ , é necessário determinar as expressões de cada seguimento e integrá-las dentro do período de comutação  $T_s$ . Os tempos envolvidos são dados por:

$$t_g = D \cdot T_s \quad (2.104)$$

$$t_h = (1 - D)T_s \quad (2.105)$$

$$t_i = \left( D - \frac{2}{3} \right) T_s. \quad (2.106)$$

Os segmentos de reta representando os trechos da corrente para o intervalo em questão são representados por:

$$I_{Lm}(t) = \begin{cases} i_7(t) = 0 \cdot t + i_7(0), & 0 < t < t_i \\ i_8(t) = \frac{1 \cdot V_{cc}}{3 \cdot L_m} \cdot (t - t_i) + i_7(t_i), & t_i < t < (t_i + t_h) \\ i_9(t) = 0 \cdot t + i_7(t_i + t_h), & (t_i + t_h) < t < (2t_i + t_h) \\ i_{10}(t) = \frac{1 \cdot V_{cc}}{3 \cdot L_m} \cdot (t - (t_i + t_h)) + i_9(2t_i + t_h), & (2t_i + t_h) < t < (2t_i + 2t_h) \\ i_{11}(t) = 0 \cdot t + i_{10}(2t_i + 2t_h), & (2t_i + 2t_h) < t < (D \cdot T_s) \\ i_{12}(t) = \frac{-2 \cdot V_{cc}}{3 \cdot L_m} \cdot (t - D \cdot T_s) + i_{11}(D \cdot T_s), & D \cdot T_s < t < T_s \end{cases} \quad (2.107)$$

A corrente eficaz quase instantânea para intervalo em questão,  $\langle I_{mag,ef,2} \rangle_{T_s}$ , é dada por:

$$\langle I_{mag,ef,2} \rangle_{T_s}^2 = \frac{1}{T_f} \left\{ \int_0^{t_i} i_7(t)^2 dt + \int_{t_i}^{t_i+t_h} i_8(t)^2 dt + \int_{t_i+t_h}^{2t_i+t_h} i_9(t)^2 dt + \int_{2t_i+t_h}^{2t_i+2t_h} i_{10}(t)^2 dt + \int_{2t_i+2t_h}^{DT_s} i_{11}(t)^2 dt + \int_{DT_s}^{T_s} i_{12}(t)^2 dt \right\} \quad (2.108)$$

Solucionando a equação (2.108), tem-se:

$$\langle I_{mag,ef,2} \rangle_{T_s} = \frac{V_{cc}}{9 \cdot L_m \cdot f_s} \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt{(3D - 1)(D - 1)^2}. \quad (2.109)$$

De posse das equações (2.103) e (2.109) é possível se obter a expressão da corrente eficaz magnetizante dentro de um período da rede elétrica,  $T_g$ . Para isso, é necessário que razão cíclica  $D$  presente nestas equações varie de acordo com a expressão em (2.110).

$$D(\omega t) = \frac{1}{2} \cdot (M \sin(\omega t) + 1) \quad (2.110)$$

A expressão para o valor eficaz da corrente magnetizante é expressa por:

$$I_{mag,ef} = \sqrt{\frac{2}{T_g} \left( \int_0^\theta \langle I_{mag,ef,1}(\omega t) \rangle^2 d\omega t + \int_\theta^{T_g/2} \langle I_{mag,ef,2}(\omega t) \rangle^2 d\omega t \right)} \quad (2.111)$$

Substituindo a equação (2.110) nas expressões (2.103) e (2.109), e integrando dentro do período da rede elétrica, conforme equação (2.111), resulta na seguinte solução:

$$I_{mag,ef}(M) = \frac{1}{180} \frac{V_{cc}}{L_m \cdot f_s \cdot \sqrt{\pi}} \sqrt{\left( \frac{\sqrt{9M^2 - 1}}{M^2} \cdot (22M + 72M^3) + \arcsen\left(\frac{1}{3M}\right) (12 + 162M^2) - 135M^2\pi + 54\pi \right)} \quad (2.112)$$

A equação (2.112) é válida para o intervalo compreendido entre  $1/3 \leq M \leq 1$ . A mesma expressão pode ser normalizada, de tal modo que:

$$\bar{I}_{mag,ef}(M) = \frac{I_{mag,ef}(M) \cdot L_m \cdot f_s}{V_{cc}} \quad (2.113)$$

Substituindo a equação (2.113) em (2.112), tem-se:

$$\bar{I}_{mag,ef}(M) = \frac{1}{180 \cdot \sqrt{\pi}} \sqrt{\left( \frac{\sqrt{\frac{9M^2-1}{M^2}} \cdot (22M + 72M^3) + \arcsen\left(\frac{1}{3M}\right) (12 + 162M^2) - 135M^2\pi + 54\pi}{\phantom{\sqrt{\left( \frac{\sqrt{\frac{9M^2-1}{M^2}} \cdot (22M + 72M^3) + \arcsen\left(\frac{1}{3M}\right) (12 + 162M^2) - 135M^2\pi + 54\pi}} \right)}} \right)} \quad (2.114)$$

A Figura 2.15 apresenta o comportamento do valor eficaz da corrente magnetizante normalizada,  $\bar{I}_{mag,ef}(M)$ . Observa-se que a curva possui comportamento bastante linear, de tal forma que pode ser aproximada pela expressão (2.115).

$$\bar{I}_{mag,ef}(M) = -0.0375 \cdot M + 0.0814 \quad (2.115)$$

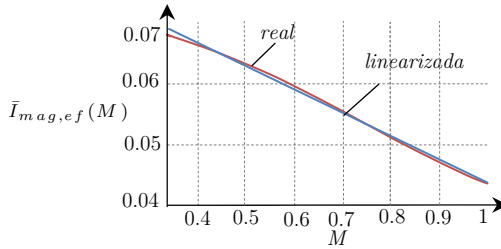


Figura 2.15 – Comportamento do valor eficaz normalizada da corrente magnetizante,  $\bar{I}_{mag,ef}(M)$ , em função do índice de modulação  $M$ .

Foi determinada na expressão (2.114) uma componente totalmente reativa, referente ao valor de corrente magnetizante eficaz dos indutores acoplados. Se for considerado que a corrente injetada na rede elétrica pelo conversor possua uma componente em fase com a tensão desta, então a corrente eficaz total que flui pelos indutores acoplados pode ser representada por duas componentes: a primeira responsável por transferir a potência ativa até a rede ( $I_{j,ef}$ ), e a outra responsável por absorver reativos ( $I_{mag,ef}$ ). Desta forma, a corrente eficaz que flui por uma bobina dos indutores acoplados pode ser escrita como:

$$I_{Li,ef} = \sqrt{\left(\frac{I_{j,ef}}{3}\right)^2 + (I_{i,mag,ef})^2}, \quad i = a, b, c, \quad j = A, B, C \quad (2.116)$$

## 2.8 Tensão eficaz sobre as indutâncias acopladas

Foi determinado na seção 2.7 o comportamento do valor da corrente eficaz magnetizante em função do índice de modulação ( $M$ ). Assim, esta seção tem por objetivo encontrar as expressões que regem o comportamento da tensão eficaz quase instantânea e total sobre as indutâncias acopladas. Primeiramente será analisada a forma de onda da tensão sobre a indutância acoplada ( $V_{La}$ ) para o intervalo  $0 \leq \omega t \leq \theta$ , conforme ilustrada na Figura 2.14 (a). Os tempos envolvidos já foram determinados na seção 2.7. A expressão da tensão eficaz quase instantânea para o intervalo em questão é dado por:

$$\langle V_{Li,ef} \rangle_1^2 = \frac{1}{T_s} \left( \begin{aligned} & \int_0^{t_b} \left(\frac{1}{3}V_{cc}\right)^2 dt + \int_{t_b}^{t_b+t_c} \left(\frac{2}{3}V_{cc}\right)^2 dt + \int_{t_b+t_c}^{t_a} \left(\frac{1}{3}V_{cc}\right)^2 dt + \\ & + \int_{t_a}^{t_a+t_d} \left(\frac{-1}{3}V_{cc}\right)^2 dt + \int_{t_a+t_d}^{T_s-t_d} \left(\frac{-2}{3}V_{cc}\right)^2 dt \\ & + \int_{T_s-t_d}^{T_s} \left(\frac{-1}{3}V_{cc}\right)^2 dt \end{aligned} \right) \quad (2.117)$$

Realizando as operações envolvidas em (2.117) tem-se que:

$$\langle V_{Li,ef} \rangle_1 = \frac{\sqrt{2}}{3} V_{cc}, \quad i = a, b, c \quad 0 \leq \omega \leq \theta. \quad (2.118)$$

Agora tomado com referência a Figura 2.14 (b), pode-se obter a expressão para tensão eficaz quase instantânea para o intervalo  $\theta < \omega t \leq \pi - \theta$ ,  $\langle V_{Li,ef} \rangle_2$ , onde:

$$\langle V_{Li,ef} \rangle_2^2 = \frac{1}{T_s} \left( \begin{aligned} & \int_{t_i}^{t_i+t_h} \left(\frac{1}{3}V_{cc}\right)^2 dt + \int_{2t_i+t_h}^{2t_i+2t_h} \left(\frac{1}{3}V_{cc}\right)^2 dt \\ & + \int_{DT_s}^{T_s} \left(\frac{-2}{3}V_{cc}\right)^2 dt \end{aligned} \right) \quad (2.119)$$

Solucionando a expressão (2.119), tem-se:

$$\langle V_{Li,ef} \rangle_2 = \frac{\sqrt{6}V_{cc}}{3} \sqrt{(1-D)}. \quad (2.120)$$

Fazendo a razão cíclica variar de acordo com a expressão (2.110) na equação (2.120), pode-se obter o comportamento do valor da tensão eficaz dentro do período da rede elétrica ( $T_g$ ) em função do índice de modulação, resultando em:

$$V_{Li,ef} = \sqrt{\frac{2}{T_g} \left( \int_0^\theta \langle V_{Li,ef}(\omega t) \rangle_1^2 d\omega t + \int_\theta^{T_g/2} \langle V_{Li,ef}(\omega t) \rangle_2^2 d\omega t \right)} \quad (2.121)$$

Realizando as operações envolvidas na equação (2.121), obtém-se:

$$V_{Li,ef} = \frac{V_{cc}}{3 \cdot \sqrt{\pi}} \sqrt{3\pi - 2M \cdot \sqrt{\frac{9M^2 - 1}{M^2}} - 2 \cdot \arcsen\left(\frac{1}{3M}\right)}, \quad i = a, b, c \quad (2.122)$$

A expressão (2.122) é válida para o intervalo compreendido entre  $1/3 \leq M \leq 1$ . A Figura 2.16 apresenta o comportamento da tensão eficaz nas indutâncias de acoplamento em função do índice de modulação, para  $V_{cc} = 1$ .

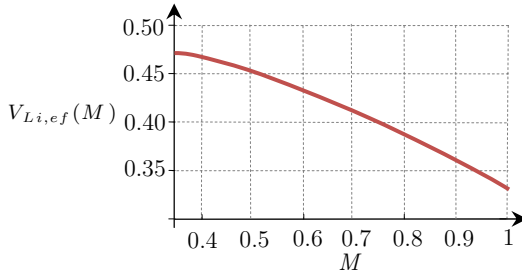


Figura 2.16 – Comportamento da tensão eficaz sobre as indutâncias acopladas para ( $V_{cc} = 1$ ).

## 2.9 Potência aparente processada pelas indutâncias acopladas

Por meio das expressões da corrente e tensão eficaz sobre as indutâncias acopladas é possível determinar o comportamento da potência aparente processada pelos indutores em questão, através da seguinte relação:

$$S_{Li} = I_{Li,ef} \cdot V_{Li,ef}, \quad i = a, b, c \quad (2.123)$$

A Figura 2.17 apresenta o comportamento da potência aparente normalizada  $\bar{S}_{Li}(M)$ , ( $V_{cc} = 1$ ,  $L_m = 1$ ,  $f_s = 1$ ), para uma bobina dos indutores acoplados em função do índice de modulação e quando a corrente de carga é nula ( $I_{j,ef} = 0$ ), ou seja, quando o conversor opera a vazio.

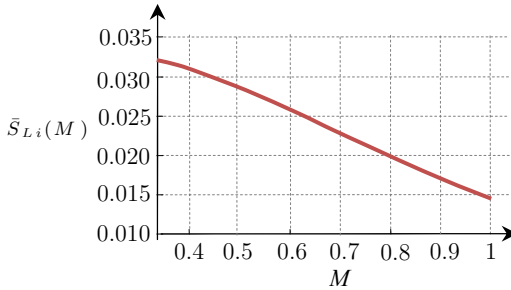


Figura 2.17 – Comportamento da potência aparente normalizada  $\bar{S}_{L_i}(M)$  quando a corrente de carga é nula ( $I_{j,ef} = 0$ ).

Pode-se observar que, embora o conversor opere a vazio, ele processa potência aparente, se refletindo nesta situação somente em circulação de energia reativa, que aumenta ou diminui com o índice de modulação.

## 2.10 Projeto físico dos indutores acoplados

Foi apresentado na seção 2.2 o equacionamento dos indutores acoplados considerando a geometria do núcleo simétrica. Entretanto, devido à indisponibilidade de núcleos simétricos trifásicos no mercado nacional, ou seja, núcleo com três pernas e áreas de seções transversais iguais, optou-se por adaptar a esta aplicação, núcleos do tipo E, encontrados facilmente no mercado nacional. Por isso, é necessário o estudo dos impactos da assimetria provida por essa geometria, frente ao uso que está sendo proposto.

Considere o núcleo E apresentado na Figura 2.18, onde a perna central possui o dobro de área de seção transversal das pernas laterais. A utilização deste núcleo implica que as pernas laterais sejam mais afetadas com o problema de saturação, devido à reduzida área de seção transversal e, por isso, o projeto deve ser realizado visando o limite de saturação destas pernas, que por consequência superdimensionará a central. Pode-se observar na

figura que somente metade da área da janela  $A_W$  está disponível para os enrolamentos.

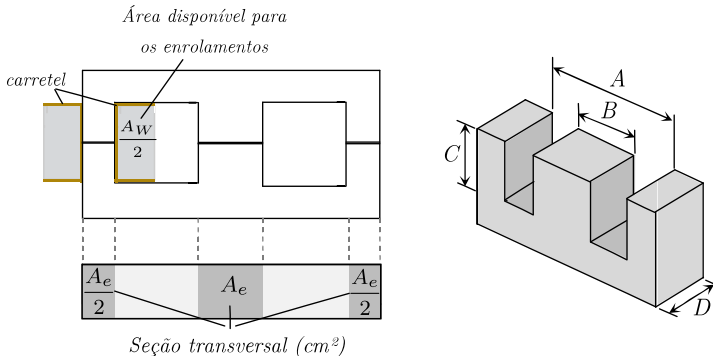


Figura 2.18 – Núcleo tipo E.

Através da lei de Faraday's tem-se [24-26]:

$$V_{Li} = N \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta t}, \quad i = a, b, c \quad (2.124)$$

$V_{Li}$  corresponde a tensão aplicada sobre cada bobina dos indutores acoplados, e  $N$  o número de espiras de cada bobina.

A variação de fluxo  $\Delta\phi$  pode ser representada por:

$$\Delta\phi = \Delta B \cdot A_e \quad (2.125)$$

onde  $\Delta B$  representa a variação da densidade de fluxo magnético, e  $A_e$  a seção transversal do núcleo.

Substituindo (2.125) em (2.124), obtém-se:

$$\Delta B = \frac{V_{Li} \cdot \Delta t}{A_e \cdot N}. \quad (2.126)$$

Através da expressão (2.126) observa-se que a densidade de fluxo magnético  $\Delta B$ , assim como a ondulação de corrente  $\Delta I_{Lm}$ , depende do produto tensão aplicada pelo tempo, diferindo somente da ondulação de corrente por um ganho dado pelo produto  $A_e \cdot N$ . Logo,  $\Delta B$  possui o mesmo formato da ondulação de corrente magnetizante ao longo do tempo.

A maior excursão da densidade de fluxo magnético se dá quando a razão cíclica é igual a 0,5 [2], condição que está ilustrada na Figura 2.19.

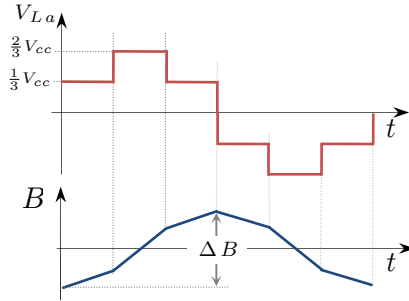


Figura 2.19 – Variação da densidade de fluxo magnético quando  $D = 0,5$ .

Assim como feito para ondulação de corrente magnetizante, a excursão da densidade de fluxo magnético pode ser determinada pela tensão média calculada durante o semiciclo positivo. A tensão média em meio ciclo da forma de onda para esta condição foi expressa em (2.76), o que resulta em:

$$V_{Lmed} = \frac{4 \cdot V_{cc}}{9}. \quad (2.127)$$

Substituindo as equações (2.127) em (2.126), tem-se:

$$\Delta B = \frac{2}{9} \frac{V_{cc}}{N \cdot A_e \cdot f_s}. \quad (2.128)$$

Para o projeto é necessário o conhecimento da densidade máxima, dada por:

$$\Delta B_{max} = \frac{\Delta B}{2}. \quad (2.129)$$

Assim:

$$\Delta B_{max} = \frac{V_{cc}}{9 \cdot N \cdot A_e \cdot f_s} \quad (2.130)$$

Levando em consideração que o projeto deve visar às pernas laterais do núcleo, então se tem:

$$\Delta B_{max} = \frac{V_{cc}}{9 \cdot N \cdot \frac{A_e}{2} \cdot f_s} \quad (2.131)$$



A segunda lei de interesse é a lei de Ampère, dada pela integral quaseestática [27]:

$$\oint_l \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_S \vec{J} \cdot d\vec{S} = N \cdot I. \quad (2.132)$$

Onde  $H$  representa a intensidade de campo magnético,  $dl$  o incremento do caminho magnético,  $J$  a densidade de corrente e  $I$  a corrente que flui pela espira. Para aplicação deste trabalho a grandeza  $S$  representa a área de janela do núcleo. De maneira simplificada, a equação (2.132) pode ser reescrita como:

$$\frac{A_W}{2} = \frac{N \cdot I_{Li,ef}}{J}, \quad i = a, b, c \quad (2.133)$$

Isolando o número de espiras da equação (2.133), obtém-se:

$$N = \frac{A_W \cdot J}{2 \cdot I_{Li,ef}} \quad (2.134)$$

Substituindo (2.134) em (2.131), tem-se:

$$A_p = A_W \cdot A_e = \frac{4}{9} \frac{I_{Li,ef} \cdot V_{cc}}{B_{max} \cdot J \cdot f_s} \quad (2.135)$$

O termo  $A_p$  é chamado de produto das áreas [28]. Este produto fornece uma aproximação para a escolha do núcleo. Como será visto posteriormente, a escolha do núcleo também depende de outros fatores, como por exemplo, a elevação de temperatura e, na grande maioria das vezes leva a um processo iterativo. A equação (2.135) considera que todos os condutores se acomodam de forma uniforme sobre a janela do núcleo. Contudo, é comum na literatura [28, 29] se utilizar na expressão do produto das áreas um fator  $k_u$ , chamado fator de utilização da janela, que leva em consideração o fato dos condutores possuírem seção transversal circular e, portanto, não preenchem de forma uniforme toda a área disponível para o enrolamento. Assim, a equação (2.135) é reescrita como:

$$A_p = A_W \cdot A_e = \frac{4}{9} \frac{I_{Li,ef} \cdot V_{cc}}{k_u \cdot B_{max} \cdot J \cdot f_s}. \quad (2.136)$$

No capítulo 4 é apresentado o restante do projeto físico dos indutores acoplados, incluindo o cálculo de perdas e elevação de temperatura, assim como os parâmetros do projeto.

### 2.10.1 Análise das relutâncias

Foi apresentada anteriormente a obtenção de expressões que relacionam o comportamento do fluxo magnético para operação em alta frequência  $f_s$ . No entanto, existe outro fluxo magnético que deve ser analisado, o produzido pela corrente de baixa frequência (corrente de carga). Para este, existe uma consideração que deve ser satisfeita, que os fluxos instantâneos de baixa frequência sejam nulos, o que matematicamente corresponde à:

$$\phi_L(t) = \phi_C(t) = \phi_L(t) = 0 \quad (2.137)$$

onde  $\phi_L$  representa ao fluxo de baixa frequência nas pernas laterais e  $\phi_C$  o fluxo produzido na perna central.

Será mostrado que a assimetria provida pelo núcleo E em questão produz um caminho magnético diferente para as pernas do mesmo, devido basicamente à diferença de áreas das seções transversais.

Se for considerado que a permeabilidade do material magnético  $\mu_n$  é muito grande e, inserido um pequeno espaço de ar entre os núcleos (entreferro), então o circuito magnético equivalente da Figura 2.18 pode ser representado, tal como ilustrada a Figura 2.20.

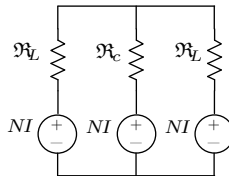


Figura 2.20 – Circuito magnético do núcleo E.

A partir do circuito em questão, tem-se:

$$\mathfrak{R}_L = \frac{l_g}{\mu_0 \cdot \frac{A_e}{2}} = \frac{2 \cdot l_g}{\mu_0 \cdot A_e} \quad (2.138)$$

$$\mathfrak{R}_c = \frac{l_g}{\mu_0 \cdot A_e} = \frac{l_g}{\mu_0 \cdot A_e} \quad (2.139)$$

$\mathfrak{R}_L$  representa a relutância do entreferro nas pernas laterais;  $\mathfrak{R}_c$  simboliza a relutância do entreferro da perna central;  $l_g$  o tamanho do espaço entre os núcleos e  $\mu_0$  a permeabilidade magnética do ar.

- **Circuito equivalente visto pelas pernas laterais**

Considere o circuito apresentado na Figura 2.20. Usando o princípio da superposição é possível representar a relutância vista pelas pernas laterais  $\mathfrak{R}_L$ , conforme ilustra a Figura 2.21. É considerado que todas as pernas possuem o mesmo entreferro.

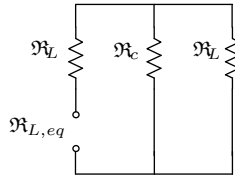


Figura 2.21 – Circuito equivalente visto pelas pernas laterais do núcleo E.

Por meio da análise do circuito magnético da Figura 2.21, tem-se:

$$\mathfrak{R}_{L,eq} = \mathfrak{R}_L + \frac{\mathfrak{R}_c \cdot \mathfrak{R}_L}{\mathfrak{R}_c + \mathfrak{R}_L}. \quad (2.140)$$

Substituindo (2.138), (2.139) em (2.140), se obtém:

$$\mathfrak{R}_{L,eq} = \frac{8}{3} \cdot \frac{l_g}{\mu_0 \cdot A_e} \quad (2.141)$$

- **Circuito equivalente visto pela perna central**

Analisando a relutância vista pelo ramo central, conforme a Figura 2.22, tem-se:

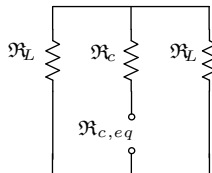


Figura 2.22 – Circuito equivalente visto pela perna central.

$$\mathfrak{R}_{c,eq} = \mathfrak{R}_c + \frac{\mathfrak{R}_L \cdot \mathfrak{R}_L}{\mathfrak{R}_L + \mathfrak{R}_L} \quad (2.142)$$

Substituindo (2.138), (2.139) em (2.142), obtém-se:

$$\mathfrak{R}_{c,eq} = \frac{2 \cdot l_g}{\mu_0 \cdot A_e} \quad (2.143)$$

Tem-se que:

$$\phi_L = \frac{N_L \cdot I}{\mathfrak{R}_{L,eq}} \quad (2.144)$$

$$\phi_c = \frac{N_c \cdot I}{\mathfrak{R}_{c,eq}} \quad (2.145)$$

É necessário determinar a relação entre o número de espiras das pernas laterais com a central, de modo que seja satisfeita a equação (2.137).

### 2.10.2 Análise do fluxo das pernas laterais

Para análise que segue também será utilizado o princípio da superposição de fenômenos sobre o circuito magnético. Considere o circuito da Figura 2.23, onde inicialmente será analisada uma parcela do fluxo do ramo lateral.

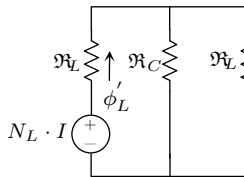


Figura 2.23 – Circuito equivalente à parcela  $\phi'_L$  do fluxo  $\phi_L$ .

Por meio do circuito da Figura 2.23, tem-se que:

$$\phi'_L = \frac{N_L \cdot I}{\mathfrak{R}_L + \frac{\mathfrak{R}_L \cdot \mathfrak{R}_C}{\mathfrak{R}_L + \mathfrak{R}_C}} = \frac{N_L \cdot I}{\mathfrak{R}_{L,eq}} \quad (2.146)$$

Sabe-se que a relutância pode ser expressa em função da sua indutância própria como:

$$\mathfrak{R}_{L,eq} = \frac{N_L^2}{L_{L,prop}}, \quad \mathfrak{R}_{C,eq} = \frac{N_C^2}{L_{C,prop}}. \quad (2.147)$$

Levando em consideração que a relutância do ramo central  $\mathfrak{R}_C$  é metade da lateral  $\mathfrak{R}_L$ , e substituindo esta condição na expressão (2.146), obtém-se:

$$\phi'_L = \frac{3}{4} \frac{N_L \cdot I}{\mathfrak{R}_L}. \quad (2.148)$$

Agora, será calculada a segunda parcela do fluxo da perna lateral  $\phi_L$ , ( $\phi''_L$ ), com o auxílio do circuito da Figura 2.24.

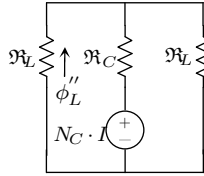


Figura 2.24 – Circuito equivalente à parcela  $\phi''_L$  do fluxo  $\phi_L$ .

Solucionando o circuito magnético da Figura 2.24 para  $\phi''_L$ , tem-se:

$$\phi''_L = -\frac{1}{2} \frac{N \cdot I}{\mathfrak{R}_L}. \quad (2.149)$$

Por último, deve-se determinar a terceira parcela do fluxo  $\phi_L$ , ( $\phi'''_L$ ), por meio do circuito magnético da Figura 2.25.

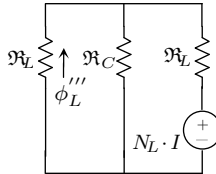


Figura 2.25 – Circuito equivalente a parcela  $\phi'''_L$  do fluxo  $\phi_L$ .

Solucionando o circuito da Figura 2.25 se obtém:

$$\phi'''_L = -\frac{1}{4} \frac{N \cdot I}{\mathfrak{R}_L}. \quad (2.150)$$

Tendo posse das três parcelas do fluxo da perna lateral, pode-se estabelecer que:

$$\phi_L = \phi'_L + \phi''_L + \phi'''_L. \quad (2.151)$$

Substituindo as equações (2.148), (2.149) e (2.150) na expressão (2.151), obtém-se:

$$\phi_L = \frac{1}{2} \frac{I \cdot (N_C - N_L)}{\mathfrak{R}_L}. \quad (2.152)$$

A equação (2.152) mostra que a única condição para que o fluxo produzido pela corrente de carga seja nulo, é que o número de espiras das pernas laterais e central sejam iguais, independente da relutância ou amplitude da corrente (válido para o núcleo assimétrico). O emprego de número de espiras iguais implica que a indutância própria da perna central, para o caso assimétrico, será maior que nas laterais, no entanto, não haverá problemas com saturação provenientes da passagem da corrente de carga.

Não será apresentado neste trabalho, mas o mesmo processo pode ser feito avaliando o fluxo da perna central, aonde se chega à mesma conclusão acerca do número de espiras das pernas laterais e central.

## 2.11 Estrutura trifásica

A estrutura trifásica foi proposta por [2] baseado na célula de comutação apresentada por [23]. Assim como na topologia monofásica, o conversor trifásico é capaz de prover a divisão de correntes nos interruptores, além possuir em seus terminais de saída frequência com o triplo da presente nas chaves. A grande vantagem deste conversor CC-CA, apresentado na Figura 2.26, é a possibilidade do emprego em potências da ordem de centenas de quilo watts em baixa tensão<sup>2</sup>, onde para estas oferece ainda a possibilidade de redução dos dispositivos magnéticos.

---

<sup>2</sup> Entende-se neste texto baixa tensão como tensões até 1000 V

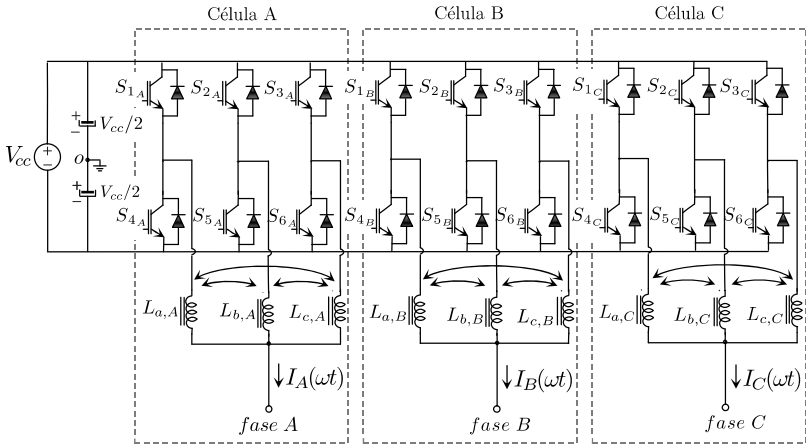


Figura 2.26 - Estrutura trifásica CC-CA com célula de comutação de múltiplos estados.

A maneira como é modulado o conversor trifásico é semelhante à apresentada para o conversor monofásico, se distinguindo somente pela inclusão de três moduladoras senoidais defasadas de  $120^\circ$ . A Figura 2.27 apresenta as formas de onda da tensão de fase (a) e da tensão de linha (b). Pode-se reparar que a tensão de linha imposta pelo conversor pode possuir até sete níveis, dependendo do índice de modulação, lhe conferindo um taxa de distorção harmônica reduzida.

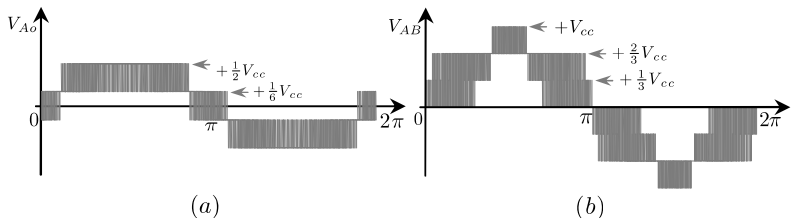


Figura 2.27 - Aspecto das formas de onda para  $M=0.95$ . (a) Tensão de fase. (b) Tensão de linha.

A função do conversor CC-CA é transferir o fluxo de potência do estágio gerador para a rede elétrica. O inversor não pode ser conectado diretamente à rede elétrica, pois entre essas duas fontes deve haver elementos passivos que serão responsáveis pela filtragem da corrente injetada. A configuração mais difundida é a que emprega indutâncias entre o conversor e a rede. Este arranjo é bastante simples e eficiente, pois como será visto posteriormente, para produção de corrente entre as duas fontes é necessária somente a aplicação de uma diferença de potencial sobre o indutor.

Se considerarmos que o conversor CC-CA é um elemento capaz de produzir em sua saída uma tensão alternada, então podemos entendê-lo como com um sistema de três fontes alternadas comutadas, que podem ser representadas pela sua componente fundamental. Deste modo, o conversor conectado à rede elétrica pode ser simplificado ao sistema representado na Figura 2.28, onde as fontes  $v_A(\omega t)$ ,  $v_B(\omega t)$ , e  $v_C(\omega t)$  representam a componente fundamental das tensões de fase do conversor.

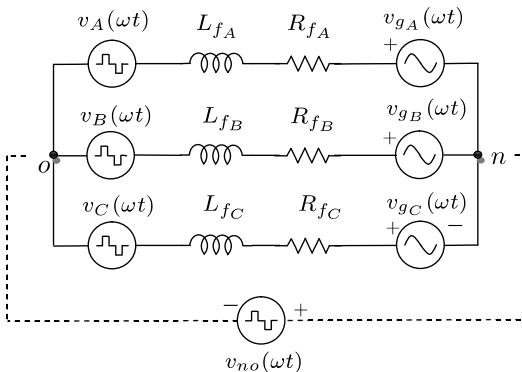


Figura 2.28 – Sistema simplificado do conversor conectado à rede elétrica.



Se considerarmos que o sistema da Figura 2.28 é equilibrado e que as resistências são desprezíveis, pode-se representar esse arranjo como um circuito equivalente monofásico, tal como ilustra a Figura 2.29.

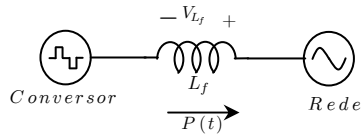


Figura 2.29 – Diagrama básico do conversor conectado à rede elétrica.

Por meio deste sistema simplificado, pode-se facilmente entender como ocorre a transferência de fluxo de potência entre as duas fontes, através da representação fasorial, tal como ilustra a Figura 2.30.

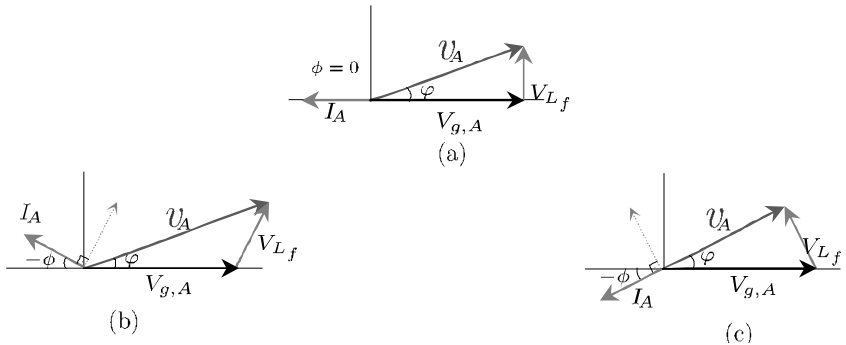


Figura 2.30 – Diagrama fasorial do conversor conectado à rede elétrica: (a) conversor fornecendo somente potência ativa à rede; (b) conversor fornecendo potência ativa e reativo capacitivo; (c) conversor fornecendo potência ativa e reativo indutivo.

Para que o conversor consiga injetar corrente em oposição de fase na rede elétrica, é necessário que este imponha duas componentes de tensão, a primeira que anule a amplitude e fase da rede e outra em quadratura, que será responsável pela aplicação de tensão sobre o indutor e, por consequência, produza a corrente neste (Figura 2.30 (a)). O mesmo raciocínio se aplica quando se deseja que o conversor injete potência ativa e reativa instantaneamente, como ilustrado na Figura 2.30 (b) e (c).

Em suma, a corrente de saída do conversor pode ser regulada pelo ajuste de amplitude e fase da tensão imposta pelo conversor.

Se considerarmos que a queda de tensão sobre a indutância  $L_f$  é desprezível, ou seja, que o ângulo  $\varphi$  seja muito pequeno, podemos então assumir que a tensão que o conversor terá que impor é aproximadamente igual a da rede elétrica. Desta forma, a seguinte consideração é válida:

$$V_{ao1}(\omega t) = v_j(\omega t) \approx V_{g,j}(\omega t), \quad j = A, B, C. \quad (2.153)$$

A partir do circuito da Figura 2.28, tem-se o seguinte conjunto de equações:

$$\begin{cases} v_{no}(\omega t) = -v_{gA}(\omega t) + v_{L_{fA}}(\omega t) + v_{R_{fA}}(\omega t) + v_A(\omega t) \\ v_{no}(\omega t) = -v_{gB}(\omega t) + v_{L_{fB}}(\omega t) + v_{R_{fB}}(\omega t) + v_B(\omega t) \\ v_{no}(\omega t) = -v_{gC}(\omega t) + v_{L_{fC}}(\omega t) + v_{R_{fC}}(\omega t) + v_C(\omega t) \end{cases} \quad (2.154)$$

As tensões  $v_A(\omega t)$ ,  $v_B(\omega t)$  e  $v_C(\omega t)$  podem ser obtidas da equação (2.61), o que resulta em:

$$\begin{cases} v_A(\omega t) = D_A(\omega t) \cdot V_{cc} - \frac{V_{cc}}{2} \\ v_B(\omega t) = D_B(\omega t) \cdot V_{cc} - \frac{V_{cc}}{2} \\ v_C(\omega t) = D_C(\omega t) \cdot V_{cc} - \frac{V_{cc}}{2} \end{cases} \quad (2.155)$$

onde:

$$\begin{cases} D_A(\omega t) = \frac{M}{2} \sin(\omega t) + \frac{1}{2} \\ D_B(\omega t) = \frac{M}{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} \\ D_C(\omega t) = \frac{M}{2} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2}. \end{cases} \quad (2.156)$$

Considerando que a rede elétrica é equilibrada e isenta de harmônicas, pode-se afirmar que:

$$v_{gA}(\omega t) + v_{gB}(\omega t) + v_{gC}(\omega t) = 0. \quad (2.157)$$

Assumindo que não há conexão entre os pontos “o” e “n”, tem-se que:

$$I_A(\omega t) + I_B(\omega t) + I_C(\omega t) = 0. \quad (2.158)$$

Somando as três equações presentes em (2.154), obtém-se:

$$v_{on}(\omega t) = \frac{v_A(\omega t) + v_B(\omega t) + v_C(\omega t)}{3}. \quad (2.159)$$

As equações para as tensões sobre as indutâncias  $L_{fA}$ ,  $L_{fB}$  e  $L_{fC}$  podem ser escritas como:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{fA} \frac{dI_A(\omega t)}{d\omega t} = v_{gA}(\omega t) - v_A(\omega t) - R_{fA}(\omega t) \cdot I_A(\omega t) + v_{no}(\omega t) \\ L_{fB} \frac{dI_B(\omega t)}{d\omega t} = v_{gB}(\omega t) - v_B(\omega t) - R_{fB}(\omega t) \cdot I_B(\omega t) + v_{no}(\omega t) \\ L_{fC} \frac{dI_C(\omega t)}{d\omega t} = v_{gC}(\omega t) - v_C(\omega t) - R_{fC}(\omega t) \cdot I_C(\omega t) + v_{no}(\omega t) \end{array} \right. \quad (2.160)$$

Considerando que  $L_{fA} = L_{fB} = L_{fC} = L_f$ ,  $R_{fA} = R_{fB} = R_{fC} = R_f$  e substituindo a expressão (2.159) no conjunto de equações de (2.160) e desprezando o efeito da resistência  $R_f$ , se obtém:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_f \frac{dI_A(\omega t)}{d\omega t} = v_{gA}(\omega t) + \frac{-2v_A(\omega t) + v_B(\omega t) + v_C(\omega t)}{3} \\ L_f \frac{dI_B(\omega t)}{d\omega t} = v_{gB}(\omega t) + \frac{v_A(\omega t) - 2v_B(\omega t) + v_C(\omega t)}{3} \\ L_f \frac{dI_C(\omega t)}{d\omega t} = v_{gC}(\omega t) + \frac{v_A(\omega t) + v_B(\omega t) - 2v_C(\omega t)}{3}. \end{array} \right. \quad (2.161)$$

## 2.12 Ondulação de corrente no indutor $L_f$

Observa-se pela expressão (2.161) que a tensão sobre indutância  $L_f$ , usada para o cálculo da ondulação, é função das

três tensões instantâneas produzidas pelo conversor trifásico, fato este que aumenta em muito a complexidade da obtenção de curvas que descrevam o comportamento da ondulação em função do tempo. Por meio de estudos prévios, obtiveram-se expressões que representam a ondulação para toda a faixa linear do índice de modulação. A partir desta análise, conclui-se que:

$$L_f = \begin{cases} \frac{V_{cc}}{\Delta I_{max} \cdot f_s} \cdot \frac{M}{24} (2 - 3M), & M \leq \frac{-2 \cdot \sqrt{3} + 6}{9} \\ \frac{V_{cc}}{\Delta I_{max} \cdot f_s} \cdot \frac{M}{36} \sqrt{3}, & \frac{-2 \cdot \sqrt{3} + 6}{9} < M < \frac{4}{9} \sqrt{3} \\ \frac{V_{cc}}{\Delta I_{max} \cdot f_s} \cdot \frac{(8 - 3 \cdot \sqrt{3}M)}{108}, & \frac{4}{9} \sqrt{3} \leq M \leq 1 \end{cases} \quad (2.162)$$

onde:

$\Delta I_{max}$ : ondulação máxima pico a pico desejada.

A Figura 2.31 apresenta a variação da ondulação de corrente no indutor  $L_f$ , em função do ângulo  $\omega t$  e do índice de modulação  $M$ . Nesta, é apresentada a ondulação parametrizada para vários índices de modulação, onde  $\overline{\Delta I}_{L_f} = \frac{L_f \cdot f_s}{V_{cc}}$ .

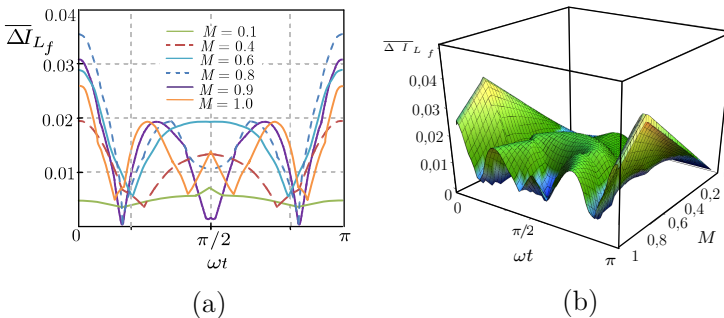


Figura 2.31 – Ondulação de corrente parametrizada na indutância  $L_f$ : (a) Para diversos índices de modulação; (b) Superfície relacionando a variação da ondulação em função de  $\omega t$  e  $M$ .

## 2.13 Esforços de corrente nos semicondutores

Esta seção tem como objetivo obter equações que relacionam o comportamento dos esforços de corrente com a variação do índice de modulação. O conhecimento destas expressões se faz necessário para o dimensionamento físico do conversor. Nesta análise será considerado que todos os elementos são ideais e que a corrente de carga é isenta de harmônicas de alta frequência, ou que estas sejam muito pequenas, de forma que seja válida esta consideração.

A Figura 2.32 ilustra o comportamento da corrente sobre um interruptor do conversor em questão.

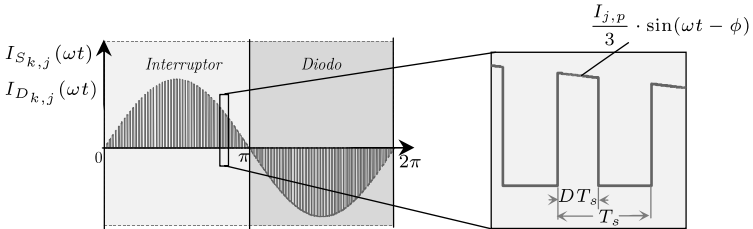


Figura 2.32 – Ilustração da corrente comutada no interruptor e no diodo.

### 2.13.1 Corrente média nos interruptores

A partir da inspeção da Figura 2.32, tem-se que a corrente média que flui sobre os interruptores é dada como:

$$I_{S_{k,j,med}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_{k,j}(\omega t) \cdot D(\omega t) d\omega t \quad k = 1..6, \quad j = A, B, C \quad (2.163)$$

onde:

$$I_{k,j}(\omega t) = \frac{1}{3} I_{j,p} \cdot \sin(\omega t - \phi) \quad k = 1 \dots 6, \quad j = A, B, C \quad (2.164)$$

$$I_{j,p} = \frac{I_p}{\cos(\phi)} \quad (2.165)$$

e

$$I_p = \frac{\sqrt{2} \cdot P}{3 \cdot V_{g,ef}}. \quad (2.166)$$

Substituindo a expressão (2.166) em (2.165), tem-se que:

$$I_{j,p} = \frac{\sqrt{2} \cdot P}{3 \cdot V_{g,ef} \cdot \cos(\phi)}. \quad (2.167)$$

O ângulo  $\phi$  corresponde ao defasamento existente entre a tensão da rede elétrica e a corrente de fase da mesma e, portanto, estabelece relação direta com a potência ativa e reativa do sistema. Para que a potência ativa trifásica,  $P$ , do sistema se mantenha constante e independente do ângulo  $\phi$ , a corrente  $I_{j,p}$ , na qual equivale ao valor de pico da corrente da fase  $j$ , deve ser alterada, tal como descrito em (2.165).

Lembrando que:

$$D(\omega t) = \frac{1}{2}(M \cdot \sin(\omega t) + 1) \quad (2.168)$$

Substituindo as equações (2.164) e (2.168) em (2.163), tem-se:

$$I_{S_{k,j,med}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\phi}^{\pi+\phi} \left( \frac{1}{3} I_{j,p} \cdot \sin(\omega t - \phi) \cdot \frac{1}{2} (M \cdot \sin(\omega t) + 1) \right) d\omega t \quad (2.169)$$

Da solução de (2.169), tem-se:

$$I_{S_{k,j,med}} = \frac{1}{72} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot P \cdot (4 + M \cdot \cos(\phi)\pi)}{V_{g,ef} \cdot \cos(\phi) \cdot \pi}. \quad (2.170)$$

Parametrizando a expressão (2.170) chega-se a equação (2.171).

$$\bar{I}_{S_{k,j,med}} = \frac{I_{S_{k,j,med}} \cdot V_{g,ef}}{P}. \quad (2.171)$$

Na Figura 2.33 é apresentado o comportamento da corrente média parametrizada em função do índice de modulação. Observa-se que a componente média aumenta à medida que há o crescimento tanto do índice modulação  $M$  quanto do ângulo  $\phi$ .

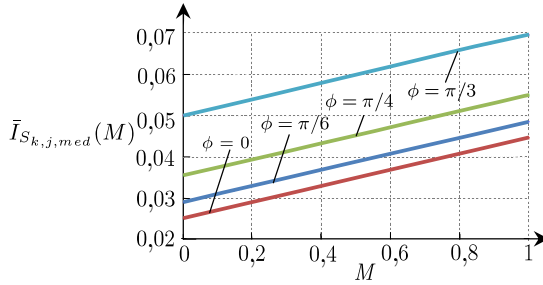


Figura 2.33 – Comportamento da corrente média parametrizada para os interruptores controlados  $s_{k,j}$  em função do índice de modulação  $M$ .

### 2.13.2 Corrente média nos diodos

Da maneira similar, pode-se determinar a corrente média que flui pelos diodos em antiparalelo dos IGBT's, assim:

$$I_{D_{k,j,med}} = \frac{-1}{2\pi} \int_{\pi+\phi}^{2\pi+\phi} I_j(\omega t) \cdot D(\omega t) d\omega t \quad k = 1..6, \quad j = A, B, C \quad (2.172)$$

Substituindo as equações (2.164) e (2.64) em (2.172), tem-se:

$$I_{D_{k,j,med}} = \frac{-1}{2\pi} \int_{\pi+\phi}^{2\pi+\phi} \left( \frac{1}{3} I_{j,p} \cdot \sin(\omega t - \phi) \cdot \frac{1}{2} (M \cdot \sin(\omega t) + 1) \right) d\omega t \quad (2.173)$$

Da solução de (2.173), se obtém:

$$I_{D_{k,j,med}} = \frac{-1}{72} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot P \cdot (-4 + M \cos(\phi)\pi)}{V_{g,ef} \cdot \cos(\phi) \cdot \pi} \quad (2.174)$$

A corrente média parametrizada do diodo é definida como:

$$\bar{I}_{D_{k,j,med}} = \frac{I_{D_{k,j,med}} \cdot V_{g,ef}}{P} \quad (2.175)$$

Na Figura 2.34 é apresentada a variação da corrente média parametrizada nos diodos. Observa-se um comportamento inverso ao que ocorre nos interruptores, onde tem-se que a corrente média decai com o aumento do índice de modulação  $M$ .

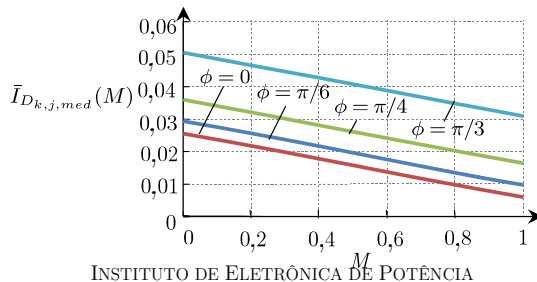


Figura 2.34 - Comportamento da corrente média parametrizada dos diodos  $D_{k,j}$  em função do índice de modulação  $M$ .

### 2.13.3 Corrente eficaz nos interruptores

A expressão da corrente eficaz quase instantânea que flui pelos interruptores é dada como:

$$\langle I_{S_{k,j,ef}} \rangle_{T_s} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{D \cdot T_s} \left( \frac{1}{3} I_{j,p} \cdot \sin(\omega t - \phi) \right)^2 dt}, \quad k = 1 \dots 6, \quad j = A, B, C \quad (2.176)$$

Solucionando a equação (2.176), resulta em:

$$\langle I_{S_{k,j,ef}} \rangle_{T_s} = \frac{\sqrt{2} \cdot P}{9 \cdot V_{g,ef} \cdot \cos(\phi)} \cdot \sin(\omega t - \phi) \sqrt{D}. \quad (2.177)$$

A partir de (2.177), pode-se calcular o valor eficaz da forma de onda com o uso da expressão (2.178):

$$I_{S_{k,j,ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\phi}^{\pi+\phi} \langle I_{S_{k,j,ef}}(\omega t) \rangle_{T_s}^2 d\omega t}. \quad (2.178)$$

Realizando as devidas substituições na equação (2.178), obtém-se:

$$I_{S_{k,j,ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\phi}^{\pi+\phi} \left( \frac{1}{3} I_{j,p} \cdot \sin(\omega t - \phi) \cdot \sqrt{\frac{1}{2} (M \cdot \sin(\omega t) + 1)} \right)^2 d\omega t} \quad (2.179)$$

Da solução de (2.179), tem-se:

$$I_{S_{k,j,ef}} = \frac{\sqrt{3} \cdot P}{54 \cdot \sqrt{\pi} \cdot V_{g,ef} \cdot \cos(\phi)} \sqrt{8M \cdot \cos(\phi) + 3\pi}. \quad (2.180)$$

O valor eficaz da corrente parametrizada no interruptor é expressa como:

$$\bar{I}_{S_{k,j,ef}} = \frac{I_{S_{k,j,ef}} \cdot V_{g,ef}}{P}. \quad (2.181)$$

Na Figura 2.35 é ilustrado o comportamento da corrente eficaz parametrizada dos interruptores em função do índice de modulação e do ângulo  $\phi$ .



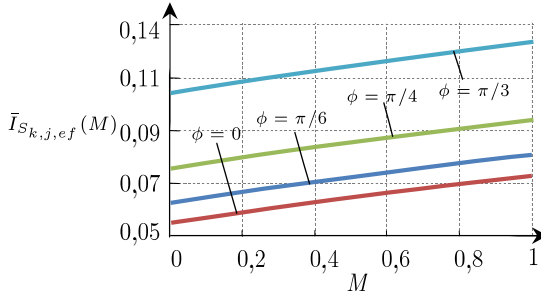


Figura 2.35 – Corrente eficaz parametrizada nos interruptores controlados  $S_{k,j}$  em função do índice de modulação  $M$ .

### 2.13.4 Corrente eficaz nos diodos

De forma análoga, pode-se estabelecer a corrente eficaz que flui pelos diodos em antiparalelo.

$$I_{D_{k,j,ef}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi+\phi}^{2\pi+\phi} \left( \frac{-1}{3} I_{j,p} \cdot \sin(\omega t - \phi) \cdot \sqrt{\frac{1}{2} (M \cdot \sin(\omega t) + 1)} \right)^2 d\omega t} \quad (2.182)$$

Da solução da equação (2.182), se obtém:

$$I_{D_{k,j,ef}} = \frac{\sqrt{3} \cdot P}{54 \cdot \sqrt{\pi} \cdot V_{g,ef} \cdot \cos(\phi)} \sqrt{-8M \cos(\phi) + 3\pi}. \quad (2.183)$$

A expressão da corrente eficaz parametriza nos diodos é dada como:

$$\bar{I}_{D_{k,j,ef}} = \frac{I_{D_{k,j,ef}} \cdot V_{g,ef}}{P} \quad (2.184)$$

Na Figura 2.36 é apresentado o comportamento da corrente eficaz parametrizada nos diodos em função do índice de modulação e do ângulo  $\phi$ .

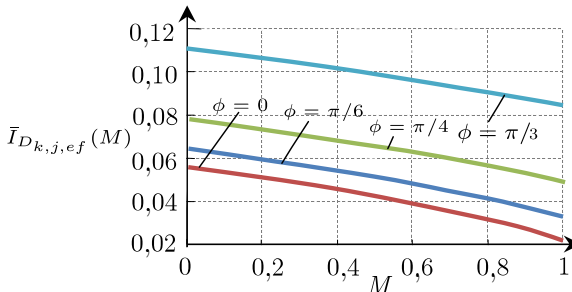


Figura 2.36 - Corrente eficaz parametrizada nos diodos  $t_e$  em função do índice de modulação  $M$ .

### 2.13.5 Corrente média no barramento CC

A corrente média quase instantânea no barramento CC,  $\langle I_{cc,med} \rangle_{T_s}$ , produzida por cada célula do conversor é dada por:

$$\langle I_{cc,med} \rangle_{T_s} = D_j(\omega t) \cdot I_j(\omega t) \quad j = A, B, C \quad (2.185)$$

onde:

$$I_j(\omega t) = I_{j,p} \cdot \sin(\omega t - \phi) \quad (2.186)$$

O valor médio total da corrente no barramento CC é obtido integrando a expressão (2.185) dentro do período da rede elétrica, assim:

$$I_{cc,med} = \frac{3}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left( I_{j,p} \cdot \sin(\omega t - \phi) \cdot \frac{1}{2}(M \cdot \sin(\omega t) + 1) \right) d\omega t \quad (2.187)$$

$$I_{cc,med} = \frac{3}{4} \cdot I_p \cdot M. \quad (2.188)$$

Substituindo (2.166) em (2.188), tem-se que:

$$I_{cc,med} = \frac{1}{4} \frac{\sqrt{2} \cdot P \cdot M}{V_{g,ef}}. \quad (2.189)$$

### 2.13.6 Corrente eficaz no barramento CC

Para esta análise serão considerados que a tensão e corrente no lado da rede elétrica estão em fase. Também serão desprezadas as ondulações nas correntes de linha e o deslocamento existente entre a componente fundamental da tensão de fase do conversor e a rede elétrica.

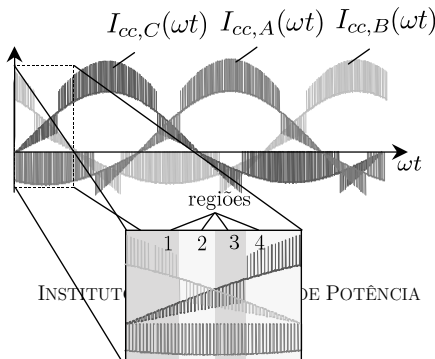


Figura 2.37 – Ilustração de um dos possíveis comportamentos das correntes  $I_{cc,A}(\omega t)$ ,  $I_{cc,B}(\omega t)$ ,  $I_{cc,C}(\omega t)$ .

### • Região 1

Para obter a expressão eficaz quase instantânea da corrente referente a esta região, deve-se analisar o comportamento das correntes e dos tempos envolvidos, conforme ilustra a Figura 2.38.

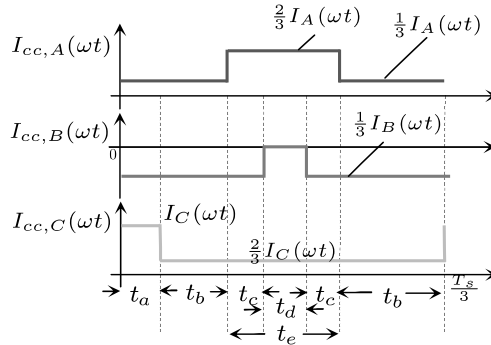


Figura 2.38 – Comportamento das correntes instantâneas  $I_{cc,A}(\omega t)$ ,  $I_{cc,B}(\omega t)$ ,  $I_{cc,C}(\omega t)$  referentes à região 1.

Os tempos são expressos por:

$$t_a = (D_a - 1/3)T_s \quad (2.190)$$

$$t_d = (1/3 - D_b)T_s \quad (2.191)$$

$$t_c = \frac{t_e - t_d}{2} \quad (2.192)$$

$$t_e = \frac{T_s - 3(1 - D_s)T_s}{3} \quad (2.193)$$

A contribuição da corrente eficaz quase instantânea no barramento para esta região é dada como:

$$\langle I_{cc,ef,1} \rangle = \sqrt{\frac{3}{T_s} (A + B + C + D + E + F)} \quad (2.194)$$

onde:

$$A = \int_0^{t_a} \left( \frac{1}{3}I_A + \frac{1}{3}I_B + I_C \right)^2 dt \quad (2.195)$$

$$B = \int_{t_a}^{t_a+t_b} \left( \frac{1}{3}I_A + \frac{1}{3}I_B + \frac{2}{3}I_C \right)^2 dt \quad (2.196)$$

$$C = \int_{t_a+t_b}^{t_a+t_b+t_c} \left( \frac{2}{3}I_A + \frac{1}{3}I_B + \frac{2}{3}I_C \right)^2 dt \quad (2.197)$$

$$D = \int_{t_a+t_b+t_c}^{t_a+t_b+t_c+t_d} \left( \frac{2}{3}I_A + 0I_B + \frac{2}{3}I_C \right)^2 dt \quad (2.198)$$

$$E = \int_{t_a+t_b+t_c+t_d}^{t_a+t_b+2t_c+t_d} \left( \frac{2}{3}I_A + \frac{1}{3}I_B + \frac{2}{3}I_C \right)^2 dt \quad (2.199)$$

$$F = \int_{t_a+t_b+2t_c+t_d}^{t_a+2t_b+2t_c+t_d} \left( \frac{1}{3}I_A + \frac{1}{3}I_B + \frac{2}{3}I_C \right)^2 dt \quad (2.200)$$

### • Região 2

Seguindo a metodologia apresentada anteriormente, podem-se representar as correntes e tempos envolvidos para a região 2, tal como ilustra a Figura 2.39.

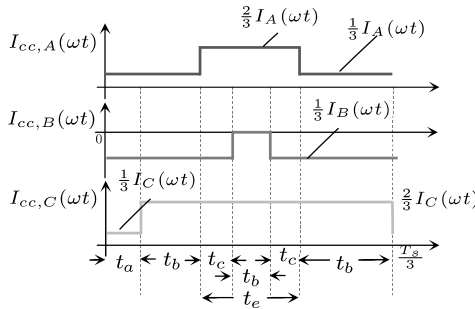


Figura 2.39 – Comportamento das correntes instantâneas  $I_{cc,A}(\omega t)$ ,  $I_{cc,B}(\omega t)$ ,  $I_{cc,C}(\omega t)$  referentes à região 2.

Os tempos são expressos como:

$$t_a = (2/3 - D_c)T_s \quad (2.201)$$

$$t_e = (D_a - 1/3)T_s \quad (2.202)$$

$$t_d = (1/3 - D_b)T_s \quad (2.203)$$

$$t_c = \frac{t_e - t_d}{2} \quad (2.204)$$

A parcela da corrente eficaz quase instantânea no barramento, referente a esta região é expressa por:

$$\langle I_{cc,ef,2} \rangle = \sqrt{\frac{3}{T_s} (A + B + C + D + E + F)} \quad (2.205)$$

onde:

$$A = \int_0^{t_a} \left( \frac{1}{3}I_A + \frac{1}{3}I_B + \frac{1}{3}I_C \right)^2 dt \quad (2.206)$$

$$B = \int_{t_a}^{t_a+t_b} \left( \frac{1}{3}I_A + \frac{1}{3}I_B + \frac{2}{3}I_C \right)^2 dt \quad (2.207)$$

$$C = \int_{t_a+t_b}^{t_a+t_b+t_c} \left( \frac{2}{3}I_A + \frac{1}{3}I_B + \frac{2}{3}I_C \right)^2 dt \quad (2.208)$$

$$D = \int_{t_a+t_b+t_c}^{t_a+t_b+t_c+t_d} \left( \frac{2}{3}I_A + 0I_B + \frac{2}{3}I_C \right)^2 dt \quad (2.209)$$

$$E = \int_{t_a+t_b+t_c+t_d}^{t_a+t_b+2t_c+t_d} \left( \frac{1}{3}I_A + \frac{1}{3}I_B + \frac{2}{3}I_C \right)^2 dt \quad (2.210)$$

$$F = \int_{t_a+t_b+2t_c+t_d}^{t_a+t_b+2t_c+t_d} \left( \frac{1}{3}I_A + \frac{1}{3}I_B + \frac{2}{3}I_C \right)^2 dt \quad (2.211)$$

### • Região 3

Do mesmo modo, na Figura 2.40 é apresentado o comportamento das correntes para região 3.

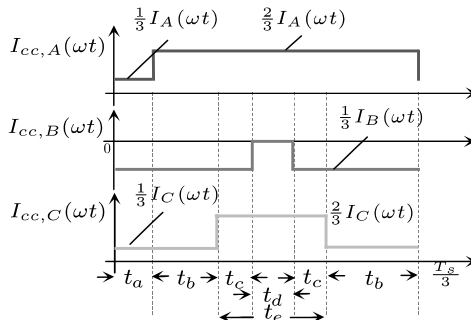


Figura 2.40 – Comportamento das correntes instantâneas  $I_{cc,A}(\omega t)$ ,  $I_{cc,B}(\omega t)$ ,  $I_{cc,C}(\omega t)$  referentes à região 3.

Os tempos em questão são expressos por:

$$t_a = (2/3 - D_a)T_s \quad (2.212)$$

$$t_d = (1/3 - D_b)T_s \quad (2.213)$$

$$t_e = (2/3 - D_c)T_s \quad (2.214)$$

$$t_c = \frac{t_e - t_d}{2} \quad (2.215)$$

A expressão da corrente eficaz quase instantânea referente a esta região é dada como:

$$\langle I_{cc,ef,3} \rangle = \sqrt{\frac{3}{T_s} (A + B + C + D + E + F)} \quad (2.216)$$

onde:

$$A = \int_0^{t_a} \left( \frac{1}{3}I_A + \frac{1}{3}I_B + \frac{1}{3}I_C \right)^2 dt \quad (2.217)$$

$$B = \int_{t_a}^{t_a+t_b} \left( \frac{2}{3}I_A + \frac{1}{3}I_B + \frac{1}{3}I_C \right)^2 dt \quad (2.218)$$

$$C = \int_{t_a+t_b}^{t_a+t_b+t_c} \left( \frac{2}{3}I_A + \frac{1}{3}I_B + \frac{2}{3}I_C \right)^2 dt \quad (2.219)$$

$$D = \int_{t_a+t_b+t_c}^{t_a+t_b+t_c+t_d} \left( \frac{2}{3}I_A + 0I_B + \frac{2}{3}I_C \right)^2 dt \quad (2.220)$$

$$E = \int_{t_a+t_b+t_c+t_d}^{t_a+t_b+2t_c+t_d} \left( \frac{2}{3}I_A + \frac{1}{3}I_B + \frac{2}{3}I_C \right)^2 dt \quad (2.221)$$

$$F = \int_{t_a+t_b+2t_c+t_d}^{t_a+2t_b+2t_c+t_d} \left( \frac{2}{3}I_A + \frac{1}{3}I_B + \frac{1}{3}I_C \right)^2 dt \quad (2.222)$$

#### • Região 4

Por último, são esboçadas as correntes e tempos para a região 4, tal como ilustrado na Figura 2.41.

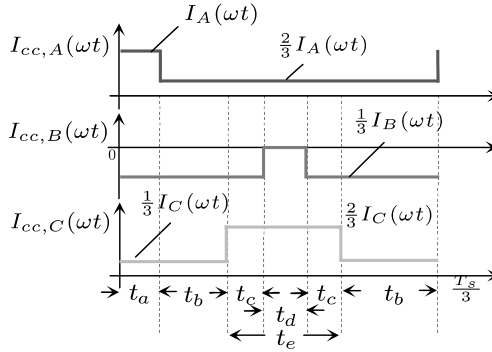


Figura 2.41 – Comportamento das correntes instantâneas  $I_{cc,A}(\omega t)$ ,  $I_{cc,B}(\omega t)$ ,  $I_{cc,C}(\omega t)$  referentes à região 4.

Os tempos envolvidos são expressos como:

$$t_a = \frac{T_s - 3(1 - D_a)T_s}{3} \quad (2.223)$$

$$t_d = (1/3 - D_b)T_s \quad (2.224)$$

$$t_e = (D_c - 1/3)T_s \quad (2.225)$$

$$t_c = \frac{t_e - t_d}{2} \quad (2.226)$$

A expressão corrente eficaz referente a esta região é dada como:

$$\langle I_{cc,ef,4} \rangle = \sqrt{\frac{3}{T_s} (A + B + C + D + E + F)} \quad (2.227)$$

onde:

$$A = \int_0^{t_a} \left( I_A + \frac{1}{3} I_B + \frac{1}{3} I_C \right)^2 dt \quad (2.228)$$

$$B = \int_{t_a}^{t_a+t_b} \left( \frac{2}{3} I_A + \frac{1}{3} I_B + \frac{1}{3} I_C \right)^2 dt \quad (2.229)$$

$$C = \int_{t_a+t_b}^{t_a+t_b+t_c} \left( \frac{2}{3} I_A + \frac{1}{3} I_B + \frac{2}{3} I_C \right)^2 dt \quad (2.230)$$

$$D = \int_{t_a+t_b+t_c}^{t_a+t_b+t_c+t_d} \left( \frac{2}{3} I_A + 0 I_B + \frac{2}{3} I_C \right)^2 dt \quad (2.231)$$

$$E = \int_{t_a+t_b+t_c+t_d}^{t_a+t_b+2t_c+t_d} \left( \frac{2}{3} I_A + \frac{1}{3} I_B + \frac{2}{3} I_C \right)^2 dt \quad (2.232)$$

$$F = \int_{t_a+t_b+2t_c+t_d}^{t_a+2t_b+2t_c+t_d} \left( \frac{2}{3}I_A + \frac{1}{3}I_B + \frac{1}{3}I_C \right)^2 dt \quad (2.233)$$

De posse das expressões das correntes eficazes quase instantâneas das quatro regiões, podem-se calcular as parcelas dos valores eficazes no período da rede elétrica, desta forma:

$$I_{cc,ef,1} = \sqrt{\frac{3}{\pi} \left( \int_0^{\frac{\pi}{3}-\theta} \langle I_{cc,ef,1} \rangle^2 dt + \int_{\frac{\pi}{3}-\theta}^{\frac{\pi}{6}} \langle I_{cc,ef,2} \rangle^2 dt + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\theta} \langle I_{cc,ef,3} \rangle^2 dt + \int_{\theta}^{\frac{\pi}{3}} \langle I_{cc,ef,4} \rangle^2 dt \right)} \quad (2.234)$$

Substituindo a solução das equações (2.194), (2.205), (2.216) e (2.227) na expressão (2.234), e fazendo tanto as razões cíclicas  $D_a$ ,  $D_b$ ,  $D_c$  como as correntes  $I_A$ ,  $I_B$ , e  $I_C$  variarem em função de  $\omega t$ , resulta na solução de (2.235).

$$I_{cc,ef,1}(M) = \frac{1}{18} \frac{I_p}{\sqrt{\pi} \cos(\phi)} \sqrt{\left( \begin{array}{l} \sqrt{\frac{9M^2-1}{M^2}} \cdot \left( \begin{array}{l} \cos(\phi)^2 (72M^2-8) \\ +72M^2+4 \end{array} \right) \\ +\sqrt{3} \cdot M^2 \left( 27+108 \cdot \cos(\phi)^2 \right) + \\ M \cdot \left( 108 \arcsin\left(\frac{1}{3M}\right) - 54\pi \right) \end{array} \right)} \cdot \frac{1}{M} \quad (2.235)$$

A expressão (2.235) é válida para o intervalo compreendido entre  $1/3 \leq M \leq 2/3$ .

Ainda existe outra possível combinação das correntes de  $I_{cc,A}(\omega t)$ ,  $I_{cc,B}(\omega t)$  e  $I_{cc,C}(\omega t)$  que deve ser analisada, assim como foi feito no processo para a obtenção da expressão (2.235). Esta outra combinação está ilustrada na Figura 2.42. Contudo, por questões de praticidade, será omitido neste texto o processo de obtenção da corrente eficaz do barramento CC, referente ao comportamento ilustrado nesta figura. Entretanto, deve ficar claro que o processo é semelhante ao apresentado anteriormente; seguido da obtenção das expressões quase instantâneas das correntes, referente a cada uma das quatro regiões e integração dentro de  $1/6$  do período da rede elétrica.



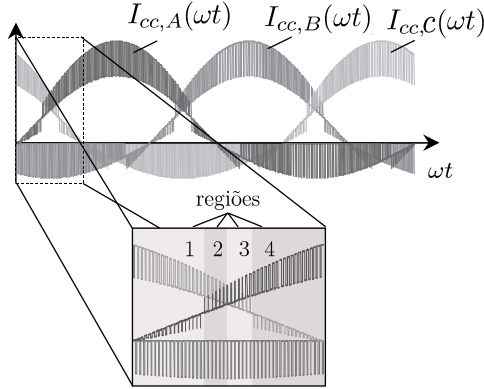


Figura 2.42 – Ilustração de outro possível comportamento das correntes

$$I_{cc,A}(\omega t), I_{cc,B}(\omega t), I_{cc,C}(\omega t).$$

Da inspeção do comportamento ilustrado na Figura 2.42, obtêm-se duas equações, onde:

$$I_{cc,ef,2}(M) = \frac{I_p}{18\sqrt{\pi} \cdot \cos(\phi)} \sqrt{\left( \begin{array}{l} \sqrt{\frac{9M^2-1}{M^2}} \left( \begin{array}{l} \cos(\phi)^2 \cdot (-32 + 72M^2) \\ -90M^2 + 16 \end{array} \right) + \\ \sqrt{\frac{9M^2-1}{M^2}} \left( \begin{array}{l} 72M^2 (1 + \cos(\phi)^2) \\ -8\cos(\phi)^2 + 4 \end{array} \right) + \\ 108 \arccos\left(\frac{2}{3M}\right) M + 27\sqrt{3}M^2 + \\ + 108\sqrt{3}M^2 \cos(\phi)^2 + \\ 108 \arcsin\left(\frac{1}{3M}\right) M - 54\pi M \end{array} \right)} \cdot \frac{1}{M} \quad (2.236)$$

A expressão (2.236) é válida para o intervalo compreendido entre  $2/3 \leq M \leq 0.77$ .

$$I_{cc,ef,3}(M) = \frac{I_p \cdot \sqrt{3}}{54\sqrt{\pi} \cdot \cos(\phi)} \sqrt{\left( \begin{array}{l} \sqrt{\frac{9M^2-1}{M^2}} \cdot \left( \begin{array}{l} 12 + 216M^2 + \\ \cos(\phi)^2 \cdot (216M^2 - 24) \end{array} \right) + \\ \sqrt{\frac{27M^2-16}{M^2}} \cdot \left( \begin{array}{l} 54M^2 + 64 + \\ \cos(\phi)^2 \cdot (216M^2 - 128) \end{array} \right) \\ + M^2 \left( \begin{array}{l} 81 \cdot \sqrt{3} - 648 + \\ \cos(\phi)^2 \cdot (324 \cdot \sqrt{3} + 810) \end{array} \right) \\ + M \cdot \left( \begin{array}{l} 324 \cdot \arcsin\left(\frac{1}{3M}\right) + \\ -324\sqrt{3} \cdot \cos(\phi)^2 \\ -108\pi - \\ 648 \cdot \arccos\left(\frac{4\sqrt{3}}{9M}\right) \\ + 162\sqrt{3} \end{array} \right) \end{array} \right)} \cdot \frac{1}{M} \quad (2.237)$$

A expressão (2.237) é válida para o intervalo compreendido entre  $0.77 \leq M \leq 0.869$ .

$$I_{cc,ef,4}(M) = \frac{I_p \cdot \sqrt{2}}{36\sqrt{\pi} \cdot \cos(\phi)} \cdot \sqrt{\left( \begin{aligned} & \sqrt{\frac{9M^2-1}{M^2}} \cdot \left( \begin{aligned} & -19M - 153M^3 + \\ & \cos(\phi)^2 \cdot (38M - 72M^3) \\ & + \cos(\phi) \sin(\phi) \cdot \\ & (27M^3 - 18M\sqrt{3}) \end{aligned} \right) \\ & M^3 \cdot \left( \begin{aligned} & 54\sqrt{3} + 459 - \\ & \cos(\phi)^2 \cdot (756\sqrt{3} - 756) + \\ & -81\sqrt{3} \sin(\phi) \cos(\phi) \end{aligned} \right) + \\ & M^2 \left( \begin{aligned} & 144\pi - 270\sqrt{3} + \cos(\phi)^2 \cdot 594 \cdot \sqrt{3} + \\ & + 81 \sin(\phi) \cos(\phi) - \\ & 324 \arcsin\left(\frac{1}{3M}\right) \end{aligned} \right) \\ & + \left( \begin{aligned} & 22 \cdot \sin(\phi) \cos(\phi) + \\ & 18\sqrt{3} \cdot \cos(\phi)^2 - 9\sqrt{3} \end{aligned} \right) \end{aligned} \right) \quad (2.238)$$

A equação (2.238) é válida para o intervalo entre  $0.869 \leq M \leq 1$ . Portanto, a corrente eficaz no barramento CC ( $I_{cc,ef}$ ) pode ser representada por quatro equações que regem o comportamento do valor eficaz em função do índice de modulação  $M$ . A Figura 2.43 apresenta o comportamento da corrente eficaz parametrizada  $\bar{I}_{cc,ef}$ , descrita em (2.239), em função do índice de modulação  $M$ .

$$\bar{I}_{cc,ef} = \frac{I_{cc,ef}}{I_p} \quad (2.239)$$

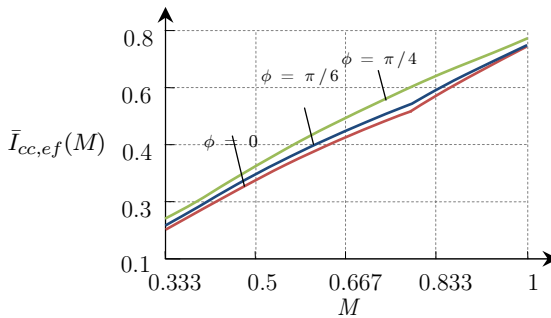


Figura 2.43 - Comportamento da corrente eficaz no barramento CC em função do índice de modulação  $M$ .

### 2.13.7 Corrente eficaz no capacitor de barramento

Considere que, para a aplicação que este trabalho se propõe, o sistema possa ser representado da seguinte forma, tal

como ilustrado na Figura 2.44, como uma fonte de corrente, oriunda do estágio de geração, em paralelo com o capacitor de barramento. A corrente  $I_{in}$  representa a corrente fornecida pelo conversor conectado ao lado do gerador eólico. Esta corrente é considerada isenta de harmônicos, tendo somente componente média.

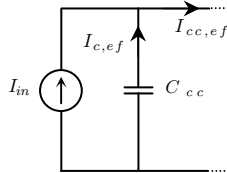


Figura 2.44 – Representação simplificada do sistema para a determinação da expressão da corrente eficaz no capacitor de barramento.

A corrente  $I_{in}$  pode ser representada como sendo o valor médio que flui pelo barramento CC, já que não há circulação de corrente média no capacitor  $C_{cc}$ , assim:

$$I_{in} = I_{cc,med} = \frac{3}{4} \cdot I_p \cdot M. \quad (2.240)$$

A corrente  $I_{in}$  ainda pode ser parametrizada, o que resulta em:

$$\bar{I}_{in} = \frac{I_{in}}{I_p} = \frac{3 \cdot M}{4}. \quad (2.241)$$

Como a corrente que flui pelo capacitor é considerada ortogonal ao valor médio de  $I_{in}$ , então:

$$I_{c,ef}^2 = I_{cc,ef}^2 - I_{in}^2 \quad (2.242)$$

$$I_{c,ef} = \sqrt{I_{cc,ef}^2 - I_{in}^2}. \quad (2.243)$$

A corrente eficaz que flui pelo capacitor  $I_{c,ef}$  pode ser parametrizada, desta forma:

$$\bar{I}_{c,ef} = \sqrt{\bar{I}_{cc,ef}^2 - \bar{I}_{in}^2}. \quad (2.244)$$

Na Figura 2.45 é apresentado o comportamento da corrente eficaz parametrizada que flui pelo capacitor de barramento. Nesta é ilustrado o comportamento para diversos valores de  $\phi$  e do índice de modulação  $M$ .

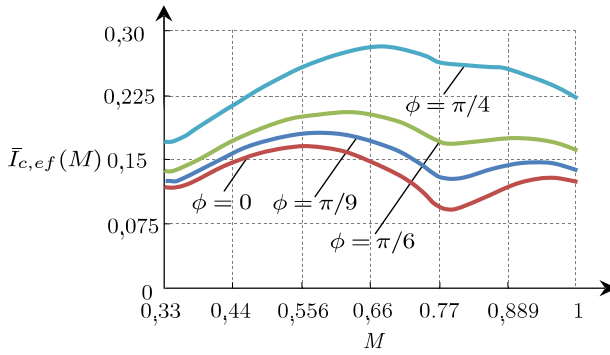


Figura 2.45 – Comportamento da corrente eficaz parametrizada no capacitor de barramento em função do índice de modulação.

# Capítulo 3

*“Tudo alcança aquele que trabalha duro enquanto espera.”*

Thomas Edison

## Modelagem e controle

### 3.1 Introdução

Neste capítulo serão apresentados aspectos relacionados à modelagem e o controle das variáveis, como tensões e correntes do sistema. Será dada ênfase a obtenção dos modelos matemáticos, necessários para o projeto dos compensadores. Na sequência, são apresentadas as estratégias de controle empregadas.

### 3.2 Modelagem da planta de corrente em coordenadas dq0

O conversor apresentado do capítulo anterior será responsável pela transferência do fluxo de potência do estágio gerador para a rede elétrica. Foi mostrado que, teoricamente, o controle das correntes pode ser realizado pelo simples ajuste de amplitude e fase da tensão produzida pelo conversor. No entanto, em aplicações reais deve-se utilizar algum meio de controlar estas correntes, tendo em vista a existência de incertezas paramétricas

no sistema. Há na literatura inúmeras técnicas que visam o controle das correntes de sistemas como o deste trabalho. Dentre estas, a que teve grande aceitação é a que emprega a transformação linear das correntes no plano ABC para um eixo de referência síncrono, chamado plano dq0 [30-32].

A grande vantagem de transformar as correntes do plano ABC para o dq0 está em converter as correntes senoidais e variantes no tempo, em correntes contínuas ao longo do tempo (válido para a frequência fundamental). O fato de se possuir grandezas contínuas ao invés de alternadas reduz em muito a complexidade do projeto dos controladores, pois com um simples controlador PI (proporcional-integral) tem-se em regime permanente um erro estático nulo.

Para que se possa aplicar a técnica de controle enunciada, é necessário que todo sistema seja modelado nesse novo referencial. Serão empregados neste trabalho os procedimentos de modelagem semelhantes aos apresentados pelas referências [31-33].

Considere o circuito da Figura 2.28. As equações dinâmicas que descrevem o comportamento deste sistema são dadas por:

$$\begin{cases} v_{gA}(\omega t) = +v_{L_{fA}}(\omega t) + v_{R_{fA}}(\omega t) + v_A(\omega t) - v_{no}(\omega t) \\ v_{gB}(\omega t) = +v_{L_{fB}}(\omega t) + v_{R_{fB}}(\omega t) + v_B(\omega t) - v_{no}(\omega t) \\ v_{gC}(\omega t) = +v_{L_{fC}}(\omega t) + v_{R_{fC}}(\omega t) + v_C(\omega t) - v_{no}(\omega t) \end{cases} \quad (3.1)$$

Realizando as devidas substituições em (3.1), resulta em:

$$\begin{cases} v_{gA}(\omega t) = +L_f \frac{dI_A(\omega t)}{d\omega t} + R_f \cdot I_A(\omega t) + D_A(\omega t) \cdot V_{cc} - \frac{V_{cc}}{2} - v_{no}(\omega t) \\ v_{gB}(\omega t) = +L_f \frac{dI_B(\omega t)}{d\omega t} + R_f \cdot I_B(\omega t) + D_B(\omega t) \cdot V_{cc} - \frac{V_{cc}}{2} - v_{no}(\omega t) \\ v_{gC}(\omega t) = +L_f \frac{dI_C(\omega t)}{d\omega t} + R_f \cdot I_C(\omega t) + D_C(\omega t) \cdot V_{cc} - \frac{V_{cc}}{2} - v_{no}(\omega t). \end{cases} \quad (3.2)$$

A mesma expressão (3.2) pode ser reescrita na forma matricial, da seguinte maneira:

$$\vec{V}_{ABC} = L_f \frac{d\vec{I}_{ABC}}{dt} + R_f \cdot \vec{I}_{ABC} + \vec{D}_{ABC} \cdot V_{cc} - \frac{V_{cc}}{2} - \vec{V}_{no}. \quad (3.3)$$

A transformação que leva os eixos ABC para os eixos síncronos é dada por:

$$\vec{B}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - 2\pi/3) & -\sin(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

e sua inversa:

$$\vec{B} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\omega t - 2\pi/3) & -\sin(\omega t - 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\omega t + 2\pi/3) & -\sin(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix}. \quad (3.5)$$

Através da transformação é possível representar as grandezas em ABC para o sistema dq0 e do sistema dq0 para o plano ABC.

$$\begin{cases} \vec{V}_{dq0} = \vec{B}^{-1} \cdot \vec{V}_{ABC} \\ \vec{I}_{dq0} = \vec{B}^{-1} \cdot \vec{I}_{ABC} \\ \vec{D}_{dq0} = \vec{B}^{-1} \cdot \vec{D}_{ABC} \end{cases} \quad (3.6)$$

$$\begin{cases} \vec{V}_{ABC} = \vec{B} \cdot \vec{V}_{dq0} \\ \vec{I}_{ABC} = \vec{B} \cdot \vec{I}_{dq0} \\ \vec{D}_{ABC} = \vec{B} \cdot \vec{D}_{dq0} \end{cases} \quad (3.7)$$

onde os vetores são:

$$\vec{V}_{dq0} = \begin{bmatrix} v_o(t) \\ v_d(t) \\ v_q(t) \end{bmatrix} \quad \vec{I}_{dq0} = \begin{bmatrix} i_o(t) \\ i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} \quad \vec{D}_{dq0} = \begin{bmatrix} D_o(t) \\ D_d(t) \\ D_q(t) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Substituindo (3.7) em (3.3), tem-se:

$$\vec{B} \cdot \vec{V}_{dq0} = L_f \frac{d\vec{B} \cdot \vec{I}_{dq0}}{dt} + R_f \vec{B} \cdot \vec{I}_{dq0} + \vec{B} \cdot \vec{D}_{dq0} \cdot V_{cc} - \frac{V_{cc}}{2} - \vec{B} \cdot \vec{V}_{no_{dq0}} \quad (3.9)$$

Multiplicando ambos os lados da equação (3.9) por  $\vec{B}^{-1}$ , se obtém:

$$\begin{aligned} [\vec{B}^{-1} \cdot \vec{B}] \cdot \vec{V}_{dq0} &= L_f \cdot \vec{B}^{-1} \cdot \frac{d[\vec{B} \cdot \vec{I}_{dq0}]}{dt} + R_f [\vec{B}^{-1} \cdot \vec{B}] \cdot \vec{I}_{dq0} \\ &+ [\vec{B}^{-1} \cdot \vec{B}] \cdot \vec{D}_{dq0} \cdot V_{cc} - \frac{V_{cc}}{2} - [\vec{B}^{-1} \cdot \vec{B}] \vec{V}_{no_{dq0}} \end{aligned} \quad (3.10)$$

O produto  $\vec{B}^{-1} \cdot \vec{B}$  corresponde à matriz identidade.

Reagrupando os termos:

$$\vec{V}_{dq0} = L_f \cdot \vec{B}^{-1} \cdot \left\{ \frac{d\vec{B}}{dt} \vec{I}_{dq0} + \vec{B} \frac{d\vec{I}_{dq0}}{dt} \right\} + R_f \cdot \vec{I}_{dq0} + \vec{D}_{dq0} \cdot V_{cc} - \vec{B}^{-1} \frac{V_{cc}}{2} - \vec{V}_{no_{dq0}} \quad (3.11)$$

$$\vec{V}_{dq0} = L_f \cdot \vec{B}^{-1} \cdot \frac{d\vec{B}}{dt} \vec{I}_{dq0} + L_f \cdot \vec{B}^{-1} \cdot \frac{d\vec{I}_{dq0}}{dt} + R_f \cdot \vec{I}_{dq0} + \vec{D}_{dq0} \cdot V_{cc} - \vec{B}^{-1} \frac{V_{cc}}{2} - \vec{V}_{no_{dq0}} \quad (3.12)$$

A parcela  $\vec{B}^{-1} \cdot \frac{d\vec{B}}{dt}$  será determinada separadamente a seguir.

$$\vec{B}^{-1} \cdot \frac{d\vec{B}}{dt} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - 2\pi/3) & -\sin(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\omega t - 2\pi/3) & -\sin(\omega t - 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\omega t + 2\pi/3) & -\sin(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$\vec{B}^{-1} \cdot \frac{d\vec{B}}{dt} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - 2\pi/3) & -\sin(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \cdot \omega \begin{bmatrix} 0 & -\sin(\omega t) & -\cos(\omega t) \\ 0 & -\sin(\omega t - 2\pi/3) & -\cos(\omega t - 2\pi/3) \\ 0 & -\sin(\omega t + 2\pi/3) & -\cos(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$\vec{B}^{-1} \cdot \frac{d\vec{B}}{dt} = \frac{2}{3} \cdot \omega \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -3/2 \\ 0 & 3/2 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$\vec{B}^{-1} \cdot \frac{d\vec{B}}{dt} = \omega \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Resolvendo a parcela  $\vec{B}^{-1} \cdot \frac{\vec{V}_{cc}}{2}$ , tem-se:

$$\vec{B}^{-1} \cdot \frac{\vec{V}_{cc}}{2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - 2\pi/3) & -\sin(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{2} \begin{bmatrix} V_{cc} \\ V_{cc} \\ V_{cc} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Simplificando os termos da equação (3.17), chega-se a:

$$\vec{B}^{-1} \cdot \frac{\vec{V}_{cc}}{2} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{cc} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Agora substituindo (3.18), (3.16) e (3.8) na expressão (3.12) obtém-se:

$$\begin{bmatrix} v_o(t) \\ v_d(t) \\ v_q(t) \end{bmatrix} = L_f \cdot \omega \begin{bmatrix} 0 \\ -i_q(t) \\ i_d(t) \end{bmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_o(t) \\ i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} + R_f \begin{bmatrix} i_o(t) \\ i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D_0(t) \\ D_d(t) \\ D_q(t) \end{bmatrix} V_{cc} - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{cc} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{no_0}(t) \\ v_{no_d}(t) \\ v_{no_q}(t) \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Devido à ausência de conexão física entre os pontos “o” e “n” não há possibilidade de circulação de corrente com componente de sequência zero, logo, para propósito de análise, a tensão de modo comum  $V_{no}(t)$  pode ser desprezada, já que se deseja obter



funções que estão relacionadas com as correntes. Então, a expressão (3.19) pode ser reescrita como em (3.20).

$$\begin{bmatrix} v_o(t) \\ v_d(t) \\ v_q(t) \end{bmatrix} = L_f \cdot \omega \begin{bmatrix} 0 \\ -i_q(t) \\ i_d(t) \end{bmatrix} + L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_o(t) \\ i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} + R_f \begin{bmatrix} i_o(t) \\ i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D_0(t) \\ D_d(t) \\ D_q(t) \end{bmatrix} V_{cc} - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{cc} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (3.20)$$

A maneira como foi definida a transformação  $\vec{B}^{-1}$  em (3.4), a tensão da rede elétrica está alinhada com o eixo em quadratura. Contudo, é conveniente alinhar a tensão da rede ( $V_g$ ) com o eixo direto  $d$ . Para que haja a correção do alinhamento basta girar o referencial da tensão da rede em  $90^\circ$ , assim:

$$V_g = \vec{V}_{ABC} = \begin{bmatrix} v_{gA}(t) \\ v_{gB}(t) \\ v_{gC}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{g,p} \cdot \sin(\omega t + 90^\circ) \\ V_{g,p} \cdot \sin(\omega t - 30^\circ) \\ V_{g,p} \cdot \sin(\omega t - 150^\circ) \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

$$\begin{bmatrix} v_o(t) \\ v_d(t) \\ v_q(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\omega t) & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - 2\pi/3) & -\sin(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{g,p} \cdot \sin(\omega t + 90^\circ) \\ V_{g,p} \cdot \sin(\omega t - 30^\circ) \\ V_{g,p} \cdot \sin(\omega t - 150^\circ) \end{bmatrix}. \quad (3.22)$$

$$\begin{bmatrix} v_o(t) \\ v_d(t) \\ v_q(t) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 0 \\ V_{g,p} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (3.23)$$

A equação (3.20) agora pode ser reescrita substituindo (3.23) em (3.20), assim:

$$\begin{cases} 0 = L_f \frac{di_o(t)}{dt} + R_f \cdot i_o(t) + V_{cc} \cdot D_0(t) - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{cc} \\ \sqrt{\frac{3}{2}} V_{g,p} = -L_f \cdot \omega \cdot i_q(t) + L_f \frac{di_d(t)}{dt} + R_f \cdot i_d(t) + V_{cc} \cdot D_d(t) \\ 0 = L_f \cdot \omega \cdot i_d(t) + L_f \frac{di_q(t)}{dt} + R_f \cdot i_q(t) + V_{cc} \cdot D_q(t) \end{cases} \quad (3.24)$$

Devido à ausência de conexão entre os pontos “o” e “n”, a componente de sequência zero da corrente  $i_o(t)$  é nula. Então,

aplicando esta condição na primeira linha da equação (3.24), tem-se:

$$D_0(t) = \frac{\sqrt{3}}{2}. \quad (3.25)$$

A Figura 3.1 representa o diagrama de blocos do conversor em coordenadas dq0, extraído a partir das equações apresentadas em (3.24). Nesta figura fica claro a presença de um acoplamento entre as correntes de eixo direto e de quadratura, além da presença do ângulo  $\omega t$ .

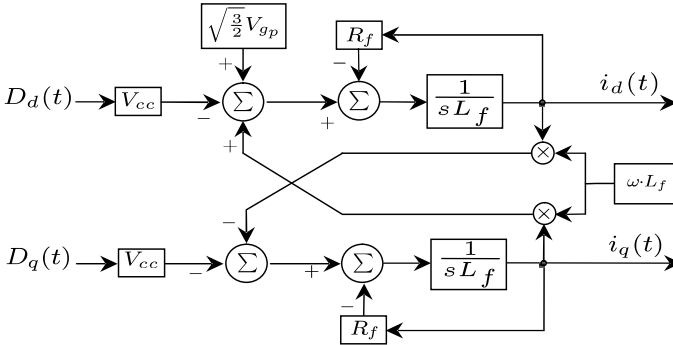


Figura 3.1 – Representação em diagrama de blocos do conversor em dq0.

O acoplamento existente pode ser eliminado por meio de um artifício matemático, que consiste na definição de novas variáveis auxiliares  $D'_d$  e  $D'_q$ , onde:

$$\begin{cases} D'_d = D_d - \frac{L_f \cdot \omega}{V_{cc}} \cdot i_q(t) \\ D'_q = D_q - \frac{L_f \cdot \omega}{V_{cc}} \cdot i_d(t). \end{cases} \quad (3.26)$$

Substituindo a equação (3.26) na expressão (3.24), se obtém:

$$\begin{cases} L_f \frac{di_d(t)}{dt} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_{g,p} + L_f \cdot \omega \cdot i_d(t) - R_f \cdot i_d(t) - V_{cc} \cdot \left[ D'_d(t) + \frac{L_f \cdot \omega \cdot i_q(t)}{V_{cc}} \right] \\ L_f \frac{di_q(t)}{dt} = -L_f \cdot \omega \cdot i_q(t) - R_f \cdot i_q(t) - V_{cc} \cdot \left[ D'_q(t) - \frac{L_f \cdot \omega \cdot i_d(t)}{V_{cc}} \right] \end{cases} \quad (3.27)$$

Simplificando a expressão (3.27), tem-se:

$$\begin{cases} L_f \frac{di_d(t)}{dt} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_{g,p} - R_f \cdot i_d(t) - V_{cc} \cdot D'_d(t) \\ L_f \frac{di_q(t)}{dt} = -R_f \cdot i_q(t) - V_{cc} \cdot D'_q(t) \end{cases} \quad (3.28)$$

Considerando que:

$$\begin{cases} i_d(t) = I_d + \hat{i}_d(t) \\ i_q(t) = I_q + \hat{i}_q(t) \\ D'_d(t) = D'_d + \check{d}'_d(t) \\ D'_q(t) = D'_q + \check{d}'_q(t) \end{cases} \quad (3.29)$$

Substituindo o conjunto de equações de (3.29) na expressão (3.28), resulta:

$$\begin{cases} L_f \frac{d[I_d + \hat{i}_d(t)]}{dt} = \sqrt{\frac{3}{2}} V_{g,p} - R_f \cdot [I_d + \hat{i}_d(t)] - V_{cc} \cdot [D'_d + \check{d}'_d(t)] \\ L_f \frac{d[I_q + \hat{i}_q(t)]}{dt} = -R_f \cdot [I_q + \hat{i}_q(t)] - V_{cc} \cdot [D'_q + \check{d}'_q(t)] \end{cases} \quad (3.30)$$

Realizando as operações em (3.30), extraíndo somente os termos de 1° ordem (sobrescrito “^”) e aplicando a transformada de Laplace sobre as variáveis, chega-se em duas funções de transferência de pequenos sinais que relacionam as correntes de eixo direto e de quadratura com as razões cíclicas, tal como escrito em (3.31).

$$\begin{cases} G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_d(s)}{\hat{d}'_d(s)} = -\frac{V_{cc}}{sL_f + R_f} \\ G_{iq}(s) = \frac{\hat{i}_q(s)}{\hat{d}'_q(s)} = -\frac{V_{cc}}{sL_f + R_f} \end{cases} \quad (3.31)$$

$$K_{des} = \frac{L_f \cdot \omega}{V_{cc}} \cdot \frac{V_{port}}{K_{sens,i}} \quad (3.32)$$

onde  $K_{sens,i}$  é todo ganho que existir no ramo de realimentação da malha de corrente, incluindo sensores, filtros, etc.

A razão cíclica de sequência zero é dada como:

$$D_0(t) = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot V_{port} \quad (3.33)$$

### 3.3 Modelo para a planta de tensão do barramento

O conhecimento do modelo da planta de tensão do barramento é de extrema importância, pois o controle do conversor deverá manter esta tensão regulada de acordo com uma referência pré-estabelecida. Logo, se torna necessário a obtenção de um modelo de controle que viabilize a regulação desta tensão.

Para análise serão consideradas duas hipóteses: (i) que no lado CC do conversor bidirecional possa existir um conversor que tenha característica de saída em corrente, por exemplo, um conversor *Buck* com controle de corrente de saída. (ii) que ligado ao barramento CC se tenha um conversor com característica de fonte de potência, por exemplo, um conversor *Boost* com controle da corrente de entrada.

O objetivo desta análise é a obtenção de funções de transferências que relacionem as variações das correntes de eixo direto e de quadratura ( $i_d(t)$  e  $i_q(t)$ ) com a tensão do barramento  $V_{cc}(t)$ .

#### 3.3.1 Hipótese (i): fonte de corrente ligada ao barramento

Para este estudo será considerado que no lado CC do conversor estará um elemento capaz de impor corrente no capacitor de barramento ( $C_{cc}$ ), de modo que este seja responsável pela injeção de energia na entrada do conversor (lado CC). Este elemento será representado como uma fonte de corrente, para propósito de análise, descrito neste texto por  $I_{in}$ . Também será desprezada a resistência série  $R_f$  presente nas análises anteriores.

Considere o sistema da Figura 3.2.

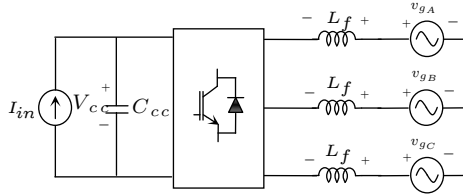


Figura 3.2 - Diagrama do sistema para análise do modelo da planta de tensão do barramento (fonte de corrente).

O sistema da Figura 3.2 pode ser analisado utilizando o princípio do balanço de energia nos elementos presentes, assim:

$$P_c(t) = P_{in}(t) + P_L(t) + P_g(t) \quad (3.34)$$

onde:

$P_c(t)$ : potência instantânea no capacitor de barramento;

$P_{in}(t)$ : potência instantânea na fonte de corrente de entrada ( $I_{in}(t)$ );

$P_L(t)$ : potência instantânea nos indutores ( $L_f$ );

$P_g(t)$ : potência instantânea trifásica da rede elétrica;

A potência instantânea no capacitor de barramento  $P_c(t)$  pode ser definida como a taxa de variação da energia no tempo, então se tem que:

$$P_c(t) = \frac{1}{2} C_{cc} \frac{dV_{cc}^2}{dt}. \quad (3.35)$$

Igualmente, a potência instantânea em um indutor  $L_f$  pode ser definida como a taxa de variação da energia no tempo e, como existem três indutores ligados ao sistema, se obtêm:

$$P_L(t) = \frac{1}{2} L_f \left( \begin{aligned} &\frac{d}{dt} I_{A,p}^2 \cdot \sin^2(t) + \frac{d}{dt} I_{B,p}^2 \cdot \sin^2(t - 120^\circ)^2 \\ &+ \frac{d}{dt} I_{C,p}^2 \cdot \sin^2(t + 120^\circ)^2 \end{aligned} \right). \quad (3.36)$$

Considerando que as três correntes possuem a mesma amplitude, tem-se:

$$I_{A,p} = I_{B,p} = I_{C,p}. \quad (3.37)$$

Simplificando a expressão (3.36), chega-se:

$$P_L(t) = \frac{1}{2} L_f \frac{d}{dt} \left( \frac{3}{2} I_{A,p}^2 \right) = \frac{3}{2} L_f \frac{d}{dt} (I_{A,\epsilon f}^2). \quad (3.38)$$

A potência fornecida pela fonte de corrente é dada por:

$$P_{in}(t) = I_{in} \cdot V_{cc}. \quad (3.39)$$

Considerando que todo o sistema é equilibrado, a potência da rede elétrica pode ser representada como três vezes a potência de cada fase, logo:

$$P_g(t) = 3 \cdot V_{gA,ef} \cdot I_{A,ef} \quad (3.40)$$

onde  $V_{gA,ef}$  e  $I_{A,ef}$  representam grandezas eficazes.

Substituindo as equações (3.35), (3.36), (3.39) e (3.40) na equação (3.55), se obtém:

$$\frac{1}{2} C_{cc} \frac{dV_{cc}^2}{dt} - I_{in} \cdot V_{cc} = \frac{3}{2} L_f \frac{dI_{A,ef}^2}{dt} + 3 \cdot V_{gA,ef} \cdot I_{A,ef}. \quad (3.41)$$

A potência elétrica no sistema dq0 é dada por:

$$\begin{cases} P(t) = v_d(t) \cdot i_d(t) + v_q(t) \cdot i_q(t) \\ Q(t) = v_d(t) \cdot i_q(t) - v_q(t) \cdot i_d(t). \end{cases} \quad (3.42)$$

Como é suposto que não há na tensão da rede elétrica componente em quadratura, a potência ativa  $P(t)$  escrita em (3.42) pode ser expressa por:

$$P(t) = V_d \cdot I_d \quad (3.43)$$

onde  $v_d(t)$  e  $i_d(t)$  foram representados pelos seus valores médios  $V_d$  e  $I_d$ .

Pela transformação de Park tem-se que:

$$V_d = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{g,p}. \quad (3.44)$$

Substituindo a expressão (3.44) na equação (3.43), e igualando as equações (3.40) e (3.43), obtém-se:

$$I_{A,ef} = \frac{\sqrt{3}}{3} I_d. \quad (3.45)$$

Substituindo a equação (3.45) na expressão (3.41), chega-se a:

$$\frac{1}{2} C_{cc} \frac{dV_{cc}^2}{dt} - I_{in} \cdot V_{cc} = \frac{3}{2} L_f \frac{d}{dt} \left( \frac{\sqrt{3}}{3} I_d \right)^2 + 3 \cdot \frac{V_{g,p}}{\sqrt{2}} \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{3} I_d \right) \quad (3.46)$$

Simplificado os termos de (3.46), se obtém:

$$\frac{1}{2} C_{cc} \frac{dV_{cc}^2}{dt} - I_{in} \cdot V_{cc} = \frac{1}{2} L_f \frac{dI_d^2}{dt} + \sqrt{\frac{3}{2}} V_{g,p} \cdot I_d. \quad (3.47)$$

Aplicando perturbações de pequenos sinais na tensão do barramento ( $V_{cc}$ ) e na corrente direta ( $I_d$ ), tem-se:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2}C_{cc} \frac{d[V_{cc} + \hat{v}_{cc}(t)]^2}{dt} - I_{in} \cdot [V_{cc} + \hat{v}_{cc}(t)] = \\ + \frac{1}{2}L_f \frac{d[I_d + \hat{i}_d(t)]^2}{dt} + \sqrt{\frac{3}{2}}V_{g,p} \cdot [I_d + \hat{i}_d(t)]. \end{aligned} \quad (3.48)$$

Realizando as devidas simplificações em (3.48), extraindo os termos de 1º ordem e aplicado a transformada de Laplace, chega-se a:

$$C_{cc} \cdot s \cdot V_{cc} \cdot \hat{v}_{cc}(s) - I_{in} \cdot \hat{v}_{cc}(s) = L_f \cdot s \cdot I_d \cdot \hat{i}_d(s) + \sqrt{\frac{3}{2}}V_{g,p} \cdot \hat{i}_d(s) \quad (3.49)$$

Reagrupando os termos de (3.49), tem-se que:

$$\hat{v}_{cc}(s) \cdot (C_{cc} \cdot s \cdot V_{cc} - I_{in}) = \hat{i}_d(s) \cdot \left( L_f \cdot s \cdot I_d + \sqrt{\frac{3}{2}}V_{g,p} \right) \quad (3.50)$$

$$I_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{P}{V_{g,p}}. \quad (3.51)$$

Substituindo (3.51) em (3.50), resulta em:

$$\hat{v}_{cc}(s) \cdot (C_{cc} \cdot s \cdot V_{cc} - I_{in}) = \hat{i}_d(s) \cdot \left( L_f \cdot s \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{P}{V_{g,p}} + \sqrt{\frac{3}{2}}V_{g,p} \right) \quad (3.52)$$

A equação (3.52) pode ser rearranjada, de tal forma que:

$$\hat{v}_{cc}(s) \cdot (C_{cc} \cdot s \cdot V_{cc} - I_{in}) = \hat{i}_d(s) \cdot \sqrt{\frac{3}{2}}V_{g,p} \cdot \left( L_f \cdot s \cdot \frac{2}{3} \frac{P}{V_{g,p}^2} + 1 \right) \quad (3.53)$$

Definindo  $G_{v,dq0}(s) = \frac{\hat{v}_{cc}(s)}{\hat{i}_d(s)}$  com a função de transferência que relaciona o comportamento dinâmico da tensão do barramento, quando submetido a uma pequena perturbação da corrente de eixo direto, então tem-se:

$$G_{v,dq0}(s) = \frac{\hat{v}_{cc}(s)}{\hat{i}_d(s)} = \frac{\sqrt{\frac{3}{2}}V_{g,p} \cdot \left( s \cdot L_f \cdot \frac{2}{3} \frac{P}{V_{g,p}^2} + 1 \right)}{I_{in} \cdot \left( s \cdot C_{cc} \cdot \frac{V_{cc}}{I_{in}} - 1 \right)} \quad (3.54)$$

Pode-se observar na equação (3.54) que a função de transferência  $G_v(s)$  apresenta um polo no semiplano direito, o que caracteriza um sistema instável em malha aberta. Esta

característica pode ser facilmente interpretada, já que ligado ao capacitor do barramento existe um fonte de corrente, que sempre tenderá a carregá-lo.

### 3.3.2 Hipótese (ii): fonte de potência ligada ao barramento

Este tipo de configuração é a mais comum em sistemas interligados com a rede elétrica, em configuração do tipo *back-to-back*, que consiste de dois conversores, bidirecionais ou não, tendo em comum o barramento CC. Por exemplo, um conversor *Boost* com controle de corrente de entrada ligado ao barramento se comporta como uma fonte de potência, já que diante de distúrbios na tensão do barramento, este conversor consegue manter a potência constante proveniente do estágio do gerador eólico.

Para análise será considerado que no lado CC do conversor estará um elemento capaz de impor potência ao capacitor de barramento ( $C_{cc}$ ), o qual será representado por uma fonte de potência, descrito neste texto por  $P_{in}$  (Figura 3.3).

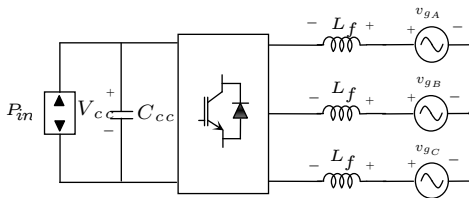


Figura 3.3 – Diagrama do sistema para análise do modelo da planta de tensão do barramento (fonte de potência).

O sistema da Figura 3.3 pode ser analisado da mesma forma, utilizando o princípio do balanço de energia nos elementos presentes, onde:

$$P_c(t) = P_{in} + P_L(t) + P_g(t). \quad (3.55)$$



Os termos  $P_c(t)$ ,  $P_L(t)$  e  $P_g(t)$  já foram descritos nas expressões (3.35), (3.38) e (3.40). Pode-se aproveitar a expressão (3.47), substituindo o termo  $V_{cc} \cdot I_{in}$  por  $P_{in}$ , assim tem-se:

$$\frac{1}{2}C_{cc} \frac{dV_{cc}^2}{dt} - P_{in} = \frac{1}{2}L_f \frac{dI_d^2}{dt} + \sqrt{\frac{3}{2}}V_{g,p} \cdot I_d. \quad (3.56)$$

Aplicando uma perturbação de pequenos sinais na tensão do barramento e na corrente de eixo direto da expressão (3.56), resulta em:

$$\frac{1}{2}C_{cc} \frac{d[V_{cc} + \hat{v}_{cc}(t)]^2}{dt} = \frac{1}{2}L_f \frac{d[I_d + \hat{i}_d(t)]^2}{dt} + \sqrt{\frac{3}{2}}V_{g,p} \cdot [I_d + \hat{i}_d(t)]. \quad (3.57)$$

Realizando as devidas simplificações em (3.57), extraindo os termos de 1° ordem e aplicado a transformada de Laplace, chega-se:

$$C_{cc} \cdot s \cdot V_{cc} \cdot \hat{v}_{cc}(s) = L_f \cdot s \cdot I_d \cdot \hat{i}_d(s) + \sqrt{\frac{3}{2}}V_{g,p} \cdot \hat{i}_d(s). \quad (3.58)$$

Considerando que:

$$I_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{P}{V_{g,p}} \quad (3.59)$$

e substituindo (3.59) em (3.58), resulta em:

$$\hat{v}_{cc}(s) \cdot C_{cc} \cdot s \cdot V_{cc} = \hat{i}_d(s) \cdot \left( L_f \cdot s \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{P}{V_{g,p}} + \sqrt{\frac{3}{2}}V_{g,p} \right). \quad (3.60)$$

Definindo  $G_{v,dq0}(s) = \frac{\hat{v}_{cc}(s)}{\hat{i}_d(s)}$  como a função de transferência que relaciona o comportamento dinâmico da tensão do barramento, quando submetido a uma pequena perturbação da corrente de eixo direto, então:

$$G_{v,dq0}(s) = \frac{\hat{v}_{cc}(s)}{\hat{i}_d(s)} = \frac{\sqrt{\frac{3}{2}}V_{g,p} \cdot \left( s \cdot L_f \cdot \frac{2}{3} \frac{P}{V_{g,p}^2} + 1 \right)}{s \cdot C_{cc} \cdot V_{cc}}. \quad (3.61)$$

Diferente do resultado da equação (3.54), a expressão (3.61) não apresenta polo no semiplano direito, ao invés, tem-se um polo na origem, não significando neste caso em um sistema estável.

### 3.4 Planta de tensão para perturbação na entrada CC

Considere que ligado ao barramento CC esteja uma fonte de corrente injetando energia neste. A presença desta fonte pode ser interpretada como uma perturbação na tensão do barramento, já que sempre tenderá a tirar esta do seu ponto de operação. O modelo que possa representar este efeito pode ser facilmente extraído das expressões já obtidas. Considere a expressão (3.47). Aplicando a perturbação de pequenos sinais na tensão do barramento  $V_{cc}$  e na fonte de corrente de entrada  $I_{in}$  e ignorando os demais termos, tem-se:

$$\frac{1}{2}C_{cc} \frac{d[V_{cc} + \hat{v}_{cc}(t)]^2}{dt} - [I_{in} + \hat{i}_{in}(t)] \cdot [V_{cc} + \hat{v}_{cc}(t)] = 0. \quad (3.62)$$

Extraindo somente os termos de primeira ordem da equação (3.62), obtém-se:

$$C_{cc} \cdot V_{cc} \cdot \hat{v}_{cc} \cdot s = I_{in} \cdot \hat{v}_{cc} + \hat{i}_{in} \cdot V_{cc}. \quad (3.63)$$

Reagrupando os termos de (3.63), chega-se a:

$$G_{v,pert}(s) = \frac{\hat{v}_{cc}(s)}{\hat{i}_{in}(s)} = \frac{1}{I_{in}} \cdot \frac{V_{cc}}{\left(s \cdot \frac{V_{cc}}{I_{in}} - 1\right)}. \quad (3.64)$$

$G_{v,pert}(s)$  representa a função de transferência de pequenos sinais que relaciona o comportamento dinâmico da tensão do barramento sob influência da fonte de corrente de entrada.

Não será apresentado neste trabalho, mas o mesmo raciocínio pode ser empregado para obtenção da função de transferência quando há uma fonte de potência ligada ao barramento CC.

### 3.5 Estratégia de controle em coordenadas dq0

A partir das equações expostas até o momento é possível esboçar uma estratégia de controle para as correntes de fase do sistema. Neste trabalho será empregada a estratégia de controle

utilizada por [32, 33], conforme representado na Figura 3.4. Esta consiste na transformação das correntes do plano ABC para o plano dq0.

A malha de tensão fica responsável pela geração da referência de corrente de eixo direto, onde diante de distúrbios na tensão do barramento seu controlador deverá ajustar a referência  $I_{d,ref}$ , de forma a rejeitar as perturbações, forçando o erro desta malha tender a zero.

Quando o erro da malha de tensão for negativo indica que a tensão do barramento está acima da referência pré-estabelecida, como consequência, o compensador de tensão irá gerar um aumento na corrente de eixo direto de referência, forçando o conversor a drenar esse excesso para a rede elétrica. Caso o erro de tensão seja positivo, indica que o conversor está com a tensão abaixo da referência. Logo, o compensador atuará de modo que se reduza a componente de corrente eixo direto de referência.

Após a saída de erro, gerado pela comparação das correntes, é injetado este sinal em um compensador pré-projetado. A saída do compensador é acrescentada ao resultado do desacoplamento e, desta operação, resultam as razões cíclicas no plano dq0. Para obter as razões no plano ABC, a fim de serem comparadas no modulador, deve-se empregar a transformada inversa.

Com o desacoplamento do diagrama de blocos da Figura 3.4, o sistema pode ser simplificado ao ilustrado na Figura 3.5, o qual é útil para representação de controle do sistema global.

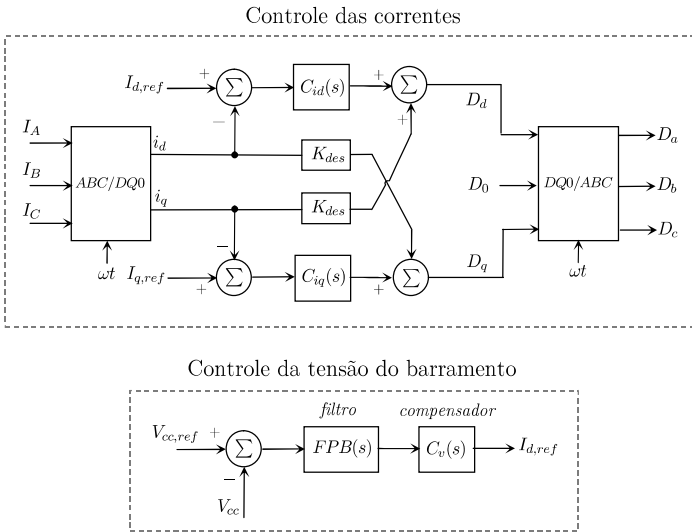


Figura 3.4 – Diagrama de blocos da estratégia de controle das correntes e da tensão do barramento.

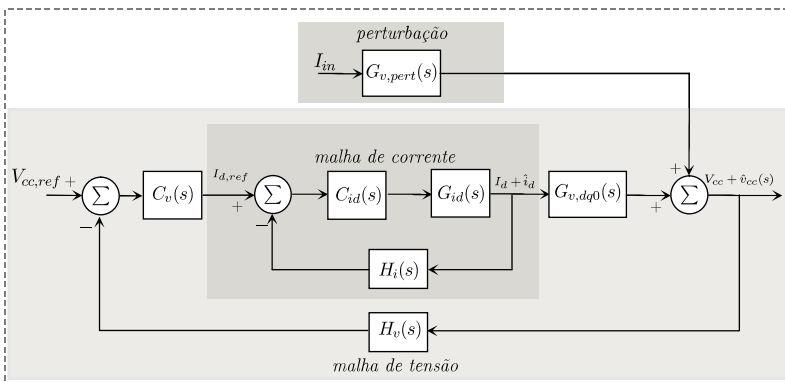


Figura 3.5 – Diagrama de controle das correntes e da tensão.

### 3.6 Modelagem do PLL

Para que a estratégia de controle em dq0 funcione corretamente, é imprescindível à utilização de um mecanismo de sincronismo que forneça o ângulo  $\omega t$  para as transformações matemáticas.

O sinal de sincronismo pode ser obtido de várias formas, sendo a mais simples, observar a passagem por zero das tensões de fase da rede elétrica. Esta estratégia oferece um baixo custo para implementações analógicas, no entanto, é vulnerável a ruídos e distorções provenientes das tensões medidas.

Uma estratégia que tem sido amplamente empregada em sistemas digitalizados é o uso de PLL (*phase locked loop* – malha amarrada por fase). De acordo com o exposto por [33, 34], os circuitos PLL são sistemas que operam em malha fechada, capazes de produzir em sua saída um sinal que está relacionado com a frequência e fase do sinal de entrada. Os PLL's são amplamente utilizados em sistemas conectados à rede elétrica, tais como conversores que injetam energia à rede, filtros ativos, FACTS, etc. [35].

A estratégia de controle do PLL será baseada na apresentada por [35, 36] e reempregada por [33, 37]. Estes autores utilizam a teoria das potências instantâneas proposta por [38], como base para geração da posição angular de referência. Na Figura 3.6 são apresentados os diagramas de blocos do chamado q-PLL; ambos os diagramas se baseiam no artifício de gerar uma potência reativa  $q$  a partir das tensões da rede elétrica e de correntes fictícias. A potência reativa é comparada com uma referência  $q^*$ . Em sistemas onde se deseja extrair a componente de sequência positiva das tensões da rede elétrica, a referência  $q^*$  deve ser nula. Para que a potência reativa  $q$  tenha valor médio nulo, é necessário que as correntes fictícias ( $i_\alpha$ ,  $i_\beta$ ,  $i_a$ ,  $i_b$ ) estejam em fase ou oposição de fase com suas respectivas tensões e, quando isto

ocorrer, é porque na saída do PLL o ângulo  $\omega t$  corresponde ao da sequência positiva das tensões de entrada.

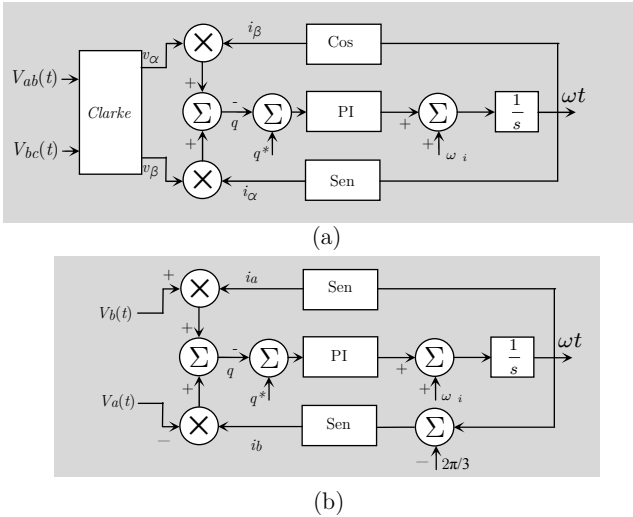


Figura 3.6 – Estruturas de PLLs: (a) Utilizando transformação de Clarke; (b) Utilizando variáveis reais.

A potência reativa no plano  $\alpha\beta$  é dada como [39]:

$$q = -v_{\alpha} \cdot i_{\beta} + v_{\beta} \cdot i_{\alpha} \quad (3.65)$$

onde:

$$\begin{aligned} v_{\alpha} &= V_{\alpha} \cdot \sin(\omega t_1 + \phi_1) \\ i_{\alpha} &= I_{\alpha} \cdot \sin(\omega t_2 + \phi_2) \\ v_{\beta} &= V_{\beta} \cdot \sin(\omega t_1 + \phi_1) \\ i_{\beta} &= I_{\beta} \cdot \sin(\omega t_2 + \phi_2). \end{aligned} \quad (3.66)$$

Já a potência reativa no plano  $abc$  pode ser representada como [39]:

$$q = \frac{3}{\sqrt{3}} \cdot (v_a \cdot i_b - v_b \cdot i_a) \quad (3.67)$$

onde:

$$\begin{aligned}
 v_a &= V_a \cdot \sin(\omega t_1 + \phi_1) \\
 i_a &= I_a \cdot \sin(\omega t_2 + \phi_2) \\
 v_b &= V_b \cdot \sin(\omega t_1 + \phi_1 - 2\pi/3) \\
 i_b &= I_b \cdot \sin(\omega t_2 + \phi_2 - 2\pi/3).
 \end{aligned} \tag{3.68}$$

Considere que  $V_a = V_b = V$  e que  $I_a = I_b = I$ , substituindo a equação (3.68) em (3.67) e simplificando, tem-se que:

$$q = \frac{3}{2} \cdot V \cdot I \cdot \sin(-\omega t_1 - \phi_1 + \omega t_2 + \phi_2). \tag{3.69}$$

A partir da expressão (3.69) pode-se observar que o sinal de controle  $q$  é senoidal, onde a frequência depende da diferença entre as frequências de entrada e saída, o que é válido também para as fases. Se considerarmos que inicialmente  $\omega t_1 = \omega t_2$ , com o artifício de inserir um valor inicial em  $\omega_i$ , assim como ilustrado na Figura 3.6, pode-se representar o sinal de controle como:

$$q = -\frac{3}{2} \cdot V \cdot I \cdot \sin(\phi_1 - \phi_2). \tag{3.70}$$

Deve-se atentar para o fato das amplitudes das correntes fictícias possuírem amplitudes unitárias, uma vez que são geradas a partir de blocos de trigonométricos.

A expressão (3.70) representa uma função não linear, todavia, para pequenas variações de  $q$  pode-se representar pelo seu modelo linearizado. A expansão da série de Taylor de uma senóide é dada como:

$$\sin(x) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{(2n-1)!} x^{2n+1} \quad \text{para todo } x \tag{3.71}$$

Considerando somente o termo de primeira ordem, obtém-se:

$$\sin(x) \approx x. \tag{3.72}$$

Assim, substituindo a linearização de (3.72) em (3.70), obtém-se:

$$q \approx -\frac{3}{2} \cdot V \cdot I \cdot (\phi_1 - \phi_2) \quad (\text{pequenos sinais}). \tag{3.73}$$

Portanto, a partir da expressão (3.73), pode-se montar um diagrama de blocos de pequenos sinais, tal como ilustra a Figura 3.7.

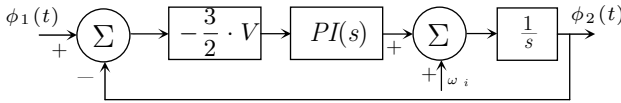


Figura 3.7 – Modelo linearizado do q-PLL.

O controlador PI é necessário, visto que se deseja garantir que o valor médio de  $q$  seja nulo em regime permanente, garantido o travamento da fase. O ajuste deste controlador determina a resposta dinâmica que se deseja, o quão rápido será o travamento da fase. A saída do controlador é injetada em um integrador gerando assim a posição angular, onde a inclinação possui relação com os sinais da entrada.

Considerando que seja utilizado um controlador PI da seguinte forma:

$$PI_{PLL}(s) = K_{PLL} \frac{(s + \omega_{z,PLL})}{s \cdot (s + \omega_{p,PLL})}. \quad (3.74)$$

A função de laço aberto do modelo linearizado do diagrama de blocos da Figura 3.7, será:

$$FTLA_{PLL}(s) = \frac{3}{2} \cdot V \cdot K_{PLL} \frac{(s + \omega_{z,PLL})}{s^2 \cdot (s + \omega_{p,PLL})}. \quad (3.75)$$

Em aplicações de conversores conectados à rede elétrica não é priorizado a velocidade do controlador, tendo em vista que não é necessário para estas aplicações velocidade de resposta elevada. Por exemplo, o processo de inicialização do conversor se dá de maneira lenta, podendo o PLL convergir lentamente durante este período. Contudo, nestas aplicações devem-se investir esforços na rejeição a ruídos e distorções oriundas das tensões medidas, pois geralmente no ponto de conexão há muito ruído nas tensões lidas, devido basicamente à comutação do conversor.

No capítulo 4 é apresentado o projeto do controlador do PLL, junto com os critérios adotados para o projeto.



### 3.7 Aspectos da implementação digital

Em sistemas com relativa complexidade de controle não é preferível a utilização de controladores analógicos, devido a pouca versatilidade oferecida por estes para implementação de técnicas de controle mais sofisticadas. Em razão destes fatores, optou-se pelo emprego de microprocessador digital, pois este oferece uma gama de possibilidades de realização de controladores e estratégias de controle [40]. No entanto, a presença destes traz a necessidade de tomar algumas precauções no projeto dos compensadores, tais como escolha da frequência de amostragem e observação dos atrasos oriundos da digitalização; fatores que estão diretamente ligados com a estabilidade do sistema.

Esta seção tem por objetivo quantificar os atrasos existentes devido ao processo de digitalização. Basicamente as causas dos atrasos são duas: o efeito da amostragem das variáveis realizado pelo retentor do conversor analógico digital (ADC) e da atualização do modulador que não ocorre instantaneamente como na situação analógica.

#### 3.7.1 Efeito da amostragem de sinais

Um conversor analógico digital pode ser representado pelo sistema da Figura 3.8. Nesta, é ilustrado o amostrador, o qual amostra em períodos discretos ( $T_a$ ) o sinal contínuo da entrada. A seguir passa pelo bloco de retenção do sinal ( $ZOH$ ), onde sustenta o sinal até a próxima amostragem.

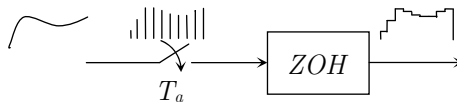


Figura 3.8 – Ilustração do funcionamento de um conversor analógico digital.

Se for analisado com detalhes o processo de retenção dado pelo  $ZOH$ , tal como ilustrado na Figura 3.9, será observado que a reconstrução do sinal, dado pela sua componente fundamental, sofre um atraso de transporte de meio período de amostragem. Assim, a representação no domínio da frequência deste atraso pode ser expressa como:

$$H_{ZOH}(s) = e^{-s \cdot \frac{T_a}{2}} \quad (3.76)$$

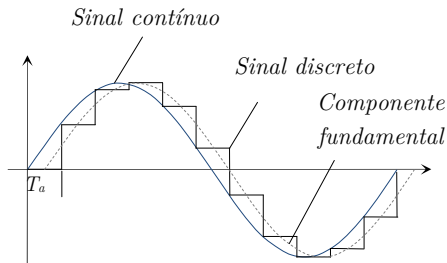


Figura 3.9 – Efeito do atraso devido ao amostrador e retentor.

### 3.7.2 Efeito do atraso do modulador PWM

Segundo [40], outra causa de atrasos de transporte é oriunda do modulador PWM. De acordo com este, o atraso introduzido pelo modulador PWM representa a distância de tempo entre o instante da amostragem do sinal modulador e o instante quando o pulso de saída é completado. O atraso em geral é função da razão cíclica e do tipo de modulação empregada (atualização simples ou dupla atualização). Esses atrasos diminuem a estabilidade do sistema, pois há um decréscimo linear da fase com o aumento da frequência e, portanto, a uma degradação da margem de fase do sistema [34].

Para o tipo de modulação empregada no conversor em questão, há três portadoras que digitalmente representam três contadores binários. Considere que estes contadores podem realizar contagens crescentes e decrescentes (*up-down*, em inglês), de forma que no decorrer do tempo sua trajetória seja semelhante à de uma forma de onda triangular, tal como ilustrado na Figura 3.10. Optou-se neste trabalho pelo emprego de duas atualizações para cada portadora (no início e no centro), desta forma é possível reduzir o atraso inserido pelo modulador [40]. A cada interrupção do modulador inicia-se o processamento da lei de controle, onde todas as variáveis de controle são amostradas e processadas antes que ocorra próxima amostragem. Como para cada portadora há duas atualizações, então para cada período de comutação existem seis atualizações.

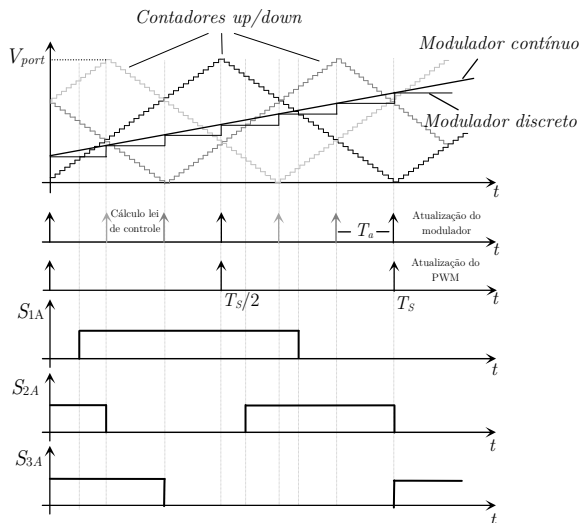


Figura 3.10 – Representação do modulador empregado, utilizando duas atualizações para cada portadora

A referência [40] apresenta uma expressão que quantifica o atraso para situações de multamostragens por período de comutação, cuja função de transferência do modulador é dada como:

$$PWM(s) = \frac{1}{V_{port}} e^{-s \cdot t_d} \quad (3.77)$$

onde:

$$t_d = D \cdot T_s - \frac{\text{floor}(k \cdot D)}{k} \cdot T_s. \quad (3.78)$$

$\text{floor}(k \cdot D)$  é o menor inteiro que não exceda  $k \cdot D$  e  $k$  representa o número de amostras por período de comutação.

A Figura 3.11 apresenta a resposta em frequência da fase de  $PWM(s)$  para  $k = 6$  e para  $D = 0,4, 0,6, 0,8$  e  $1$ . Observar-se que o caso crítico ocorre quando  $D = 1$ , no qual a degradação da fase acontece em frequências mais baixas. Tomando este valor de razão cíclica como referência para o projeto, o atraso inserido pelo modulador PWM será:

$$PWM(s) = \frac{1}{V_{port}} e^{-s \cdot \frac{T_s}{6}} \quad (3.79)$$

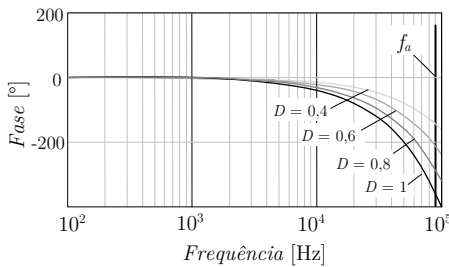


Figura 3.11 – Resposta em frequência da fase de  $PWM(s)$  para diversas razões cíclicas.

Além dos atrasos que devem ser inseridos na malha de controle, outras dinâmicas devem ser consideradas no projeto dos controladores, tais como: o uso de filtros *anti-aliasing* e o ganho inserido pelo conversor ADC. Por fim, pode-se representar o

diagrama de blocos da Figura 3.5 de forma mais ampla, considerando todos os ganho e dinâmicas, resultando no diagrama da Figura 3.12.

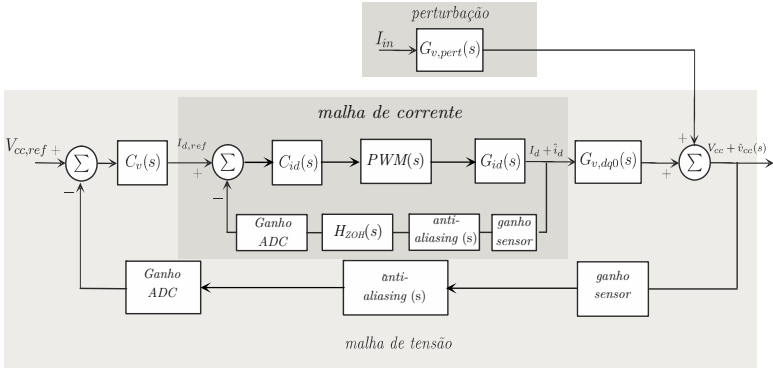


Figura 3.12 – Diagrama de blocos de controle completo de tensão e corrente.



# Capítulo 4

*“A ciência nunca resolve um problema sem criar pelo menos outros dez”.*

George Bernard Shaw

## Projeto e dimensionamento do sistema

### 4.1 Introdução

Este capítulo visa apresentar as especificações e projetos dos componentes que compõem o sistema. Também é mostrado o projeto dos controladores e diagramação dos circuitos auxiliares necessários para o funcionamento do conjunto.

Embora o conversor estudado no capítulo 2 seja coerente para potências elevadas, elaborou-se um protótipo de menor escala, com o objetivo de validar os conceitos até o momento apresentados.

### 4.2 Especificações

- Frequência da rede elétrica: 60 Hz;
- Tensão nominal rede elétrica: 220 V;
- Tensão do barramento  $V_{cc}$ : 600 V;
- Frequência de comutação  $f_s$ : 15 kHz;

- Ondulação de corrente nos indutores de interligação  $L_f$ : < 7%;
- Ondulação de corrente nos indutores acoplados: 10%;
- Índice de modulação  $M$ : 0,82;
- Potência do protótipo  $S$ : 14 kVA;
- Fator de descolamento  $\cos(\phi)$ : 1;
- Transformador de isolação trifásico de 14 kVA,  $\Delta$ - $\Delta$ , (380 V/300 V)

Durante toda análise teórica, apresentada nos capítulos anteriores, foi suposto que a rede elétrica estava conectada diretamente ao conversor, porém, com a presença do transformador de isolação, a tensão da rede elétrica a ser considerada é a tensão presente no lado do transformador que está conectado ao conversor.

Conhecendo o índice de modulação e a tensão da rede elétrica é possível conhecer a tensão senoidal que o conversor ficará submetido,  $V_{g,ef}$ , assim:

$$V_{g,ef} = \frac{0,82 \cdot 600}{2 \cdot \sqrt{2}} = 174 \text{ V.} \quad (4.1)$$

A partir das especificações acima é possível obter os valores das tensões e correntes do conversor.

- Corrente eficaz por fase:

$$I_{j,ef} = \frac{P}{3 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{g,ef}} = 26,975 \text{ A, } j = A, B, C. \quad (4.2)$$

- Ondulação de corrente máxima nos indutores  $L_f$ :

$$\Delta I_{max} = 0,06 \cdot I_{A,ef} = 1,618 \text{ A.} \quad (4.3)$$

A partir da expressão (2.162), tem-se:

$$L_f = \frac{V_{cc}}{\Delta I_{max} \cdot f_s} \cdot \frac{(8 - 3 \cdot \sqrt{3}M)}{108} = 860 \mu\text{H}. \quad (4.4)$$

Empregou-se no protótipo uma indutância de interligação de 800  $\mu\text{H}$  de material de aço-silício, confeccionado pela empresa Blutrafos. Embora este indutor fique submetido à alta frequência,



acredita-se que o fato da ondulação de corrente ser relativamente baixa, não caracteriza em grandes perdas no material ferromagnético, não sendo, portanto, necessário o emprego de materiais apropriados para alta frequência, como o caso de ferrite ou pó de ferro, por exemplo. A utilização do material de aço-silício traz o inconveniente de apresentar em alta frequência queda considerável na indutância, fator este que deve se levado em consideração no projeto.

### 4.3 Capacitor do barramento

Um dos elementos vitais para o bom funcionamento do conversor é a escolha da capacitância do capacitor do barramento. De acordo com que já foi exposto nos capítulos anteriores, o valor desta capacitância dever ser grande o suficiente, da ordem de mF, para que se minimize a interação entre o estágio retificador como o inversor. Capacitâncias elevadas são conseguidas com capacitores eletrolíticos. Contudo, estes capacitores possuem o inconveniente de apresentarem elevada indutância para alta frequência e, o mais importante, reduzida vida útil.

Para este trabalho utilizou-se um banco de capacitores pré-existente em laboratório. Este banco emprega combinação série paralelo de capacitores de 2200  $\mu\text{F}$ , fabricados pela empresa Epcos®, modelo B43875-A5228-Q-450V, totalizando assim uma capacitância total de 4.4 mF, tal como ilustra a Figura 4.1. Este banco pode ser considerado demasiadamente elevado, todavia, atende bem a requisitos dinâmicos a que este trabalho se propõe. De acordo com o exposto pela referência [41], a vida útil em horas dos capacitores pode ser estimada a partir do conhecimento do valor de corrente eficaz que estes ficam submetidos.

A corrente eficaz no capacitor do barramento pode ser expressa com o auxílio das expressões (2.237) e (2.243), deste modo obtém-se:

$$I_{c,ef} = 3.67 \text{ A (corrente total)} \quad (4.5)$$

Observando a Figura 4.1, tem-se que a corrente será dividida por quatro em cada capacitor, assim:

$$I_{c,ef} = 3.67/4 = 0.9175 \text{ A} \quad (4.6)$$

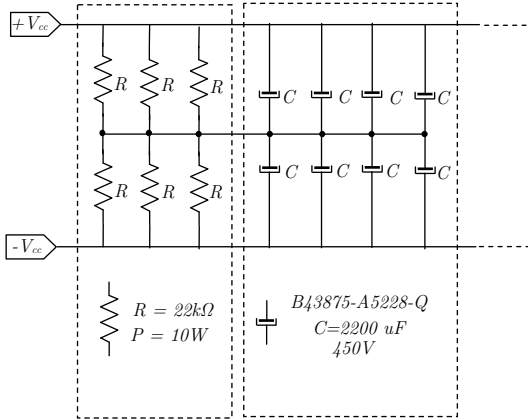


Figura 4.1 – Configuração do banco de capacitores do barramento CC.

Um dos processos para estimação da vida útil consiste em realizar uma equivalência da corrente para 100 Hz, de acordo com um gráfico de conversão de frequência [41]. Para o cálculo da corrente equivalente em 100 Hz, deve-se aproximar o fator a partir da Figura 4.2 (b), onde, para frequência 15 kHz, este corresponde a aproximadamente 1.12. Assim, a corrente equivalente em 100 Hz equivale:

$$I_{C_{100\text{Hz}}} = 0,9175/1,12 = 0,819 \text{ A} \quad (4.7)$$

O resultado da expressão (4.7) deve ser dividido pelo valor relativo fornecido pelo fabricante, que para o capacitor em questão equivale a 7 A, assim:

$$\frac{I_{C_{100\text{Hz}}}}{I_{AC,R}} = \frac{0,819}{7} = 0,12 \quad (4.8)$$

Empregando o resultado da expressão (4.8) no gráfico da Figura 4.2 (a), para uma temperatura aproximada de 50 °C de operação estima-se um tempo de vida útil de aproximadamente 75000 h.

A grande vantagem em superdimensionar o capacitor do barramento é a possibilidade de extensão de sua vida útil. No entanto, deve ficar claro que este componente é um dos elementos mais caros do sistema e apresenta baixa confiabilidade.

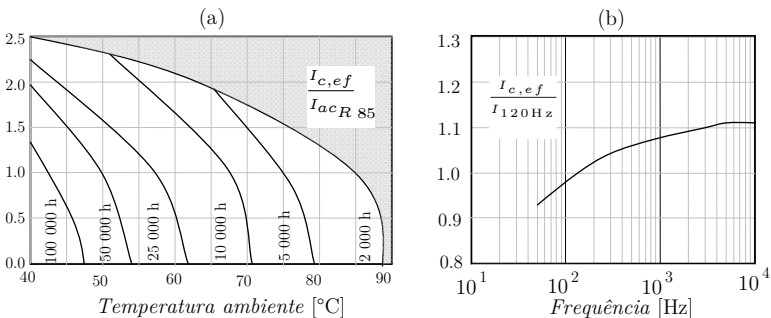


Figura 4.2 – Gráficos fornecidos pelo fabricante do capacitor: (a) tempo de vida útil; (b) gráfico de conversão de frequência.

Em paralelo com cada braço de IGBT se acrescentou capacitores de polipropileno de 1,5  $\mu F$ . Estes capacitores são necessários para a absorção das componentes de alta frequência, causadas pelas indutâncias parasitas no *layout* construído, de forma a reduzir os picos de tensão de alta frequência sobre os interruptores.

#### 4.4 Descrição dos circuitos de medição das tensões e correntes

Os circuitos responsáveis pela medição das variáveis de controle são de vital importância para o funcionamento do

conversor, pois estes devem ser capazes que realizar as leituras das grandezas que se deseja controlar, no caso deste trabalho, tensões e correntes. Nesta seção são apresentados os circuitos de sensoriamento utilizados.

- **Sensor de corrente**

Optou-se neste trabalho pelas leituras isoladas das correntes de linha do sistema, visando à isolação do estágio de potência para o estágio de controle.

Como se trata de um sistema a três fios, são necessários no mínimo dois sensores para leitura das correntes de fase. Empregou-se sensores do tipo *hall* fabricado pela empresa LEM® modelo LA-55-p, o qual possui as seguintes especificações:

- Corrente nominal de entrada de 50 A;
- Saída em corrente (mais imune a ruídos externos);
- Alimentação simétrica +15 V/-15 V;
- Relação de conversão 1:1000;

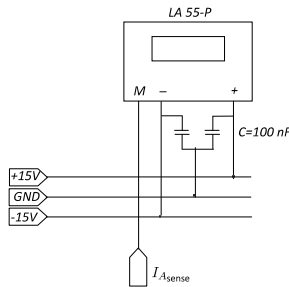


Figura 4.3 – Sensor de corrente LA 55-P.

- **Sensor de tensão do barramento CC**

Para manter a isolação galvânica entre os dois estágios (potência e controle), empregou-se também sensor de efeito *hall* para o monitoramento da tensão do barramento. Para isso,

utilizou-se o sensor LV-25P desenvolvido pela empresa LEM<sup>®</sup>, o qual possui os seguintes atributos:

- Corrente nominal do lado primário de 10 mA;
- Saída em corrente (mais imune a ruídos externos);
- Alimentação simétrica +15 V/-15 V;
- Relação de conversão 2500:1000;

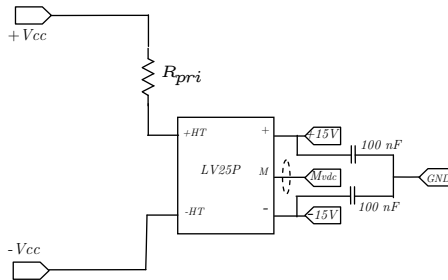


Figura 4.4 – Leitura da tensão do barramento LV25-P.

A Figura 4.4 apresenta o sensor de tensão em questão. O princípio de funcionamento, embora seja um sensor de tensão, consiste na leitura de uma corrente que flui pelo lado primário e, através da relação de transformação, obtém-se a corrente no lado secundário do sensor. A resistência do lado primário  $R_{pri}$  é determinada a partir da tensão máxima permitida no barramento e da corrente nominal no lado primário.

Admitindo que a tensão máxima no barramento CC seja de 700 V, a resistência  $R_{pri}$  é calculada como:

$$R_{pri} = \frac{700 \text{ V}}{0,01 \text{ A}} = 70 \text{ k}\Omega \quad (4.9)$$

Empregaram-se no protótipo sete resistências de 10 k $\Omega$ /5 W em série.

- **Sensor das tensões da rede elétrica**

As leituras das tensões da rede elétrica são necessárias para o funcionamento do sincronismo do PLL. Este sensoriamento consiste em obter amostras das tensões da rede elétrica, a fim de determinar a posição angular da componente fundamental de sequência positiva, necessária para realização da transformação  $dq0$ .

Como se trata de tensões alternadas podem-se utilizar nestas circunstâncias transformadores de isolamento de baixa frequência. Todavia, devido à disponibilidade de sensores *hall* no laboratório, utilizou-se o mesmo modelo de sensor empregado na leitura da tensão do barramento.

A Figura 4.5 apresenta o circuito das leituras das tensões da rede elétrica. Nesta são utilizados três sensores conectados em Y no lado primário, de forma que seja possível extrair a tensão de fase do sistema. Deve ficar claro que não há necessidade da leitura de três tensões, haja vista que as tensões da rede elétrica pertencem a um sistema linearmente dependente, assim como as correntes de linha, logo bastam somente duas leituras.

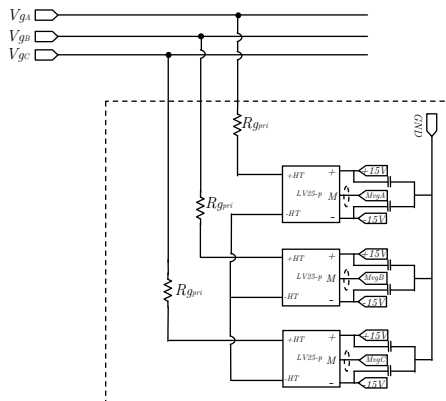


Figura 4.5 – Leitura das tensão da rede elétrica.

Admitindo que a rede elétrica possa variar  $\pm 10\%$  em torno do seu valor nominal, a resistência  $R_{g_{pri}}$  pode ser determinada.

$$R_{g_{pri}} = \frac{311 \cdot 1,1 \text{ V}}{0,01 \text{ A}} = 34,2 \text{ k}\Omega . \quad (4.10)$$

Empregou-se resistor com valor comercial mais próximo, resultando em dois resistores em série de 18 k $\Omega$ , totalizando 36 k $\Omega$ .

## 4.5 Descrição dos circuitos de adequação dos sinais

- **Condicionamento das correntes**

Para adequação dos sinais provenientes dos sensores de corrente, utilizou-se o circuito apresentado na Figura 4.6. Como a saída do sensor de efeito *hall* é em corrente, é necessário que exista um resistor ligado aos seus terminais  $R_m$ , a fim de fornecer uma queda de tensão, a qual é proporcional a corrente do secundário. O fabricante do sensor recomenda que o valor deste resistor fique entre 50  $\Omega$  e 160  $\Omega$ . Com base nesta faixa de valores adotou-se um resistor de 150  $\Omega$ , assim:

$$R_m = 150 \Omega . \quad (4.11)$$

Conhecendo-se a resistência de medição e a corrente do lado secundário, é possível estabelecer a tensão máxima de medição dada por:

$$V_m = 150\Omega \cdot 0.05\text{A} = 7.5 \text{ V} . \quad (4.12)$$

O próximo estágio do circuito da Figura 4.6 consiste de um amplificador inversor, onde o ganho pode ser ajustado pela relação entre  $R3$  e  $R2$ . O estágio seguinte consiste em acrescentar um *offset* 1,5 V ao sinal do estágio anterior. Este *offset* é necessário, pois o sinal para ser digitalizado pelo microprocessador deve possuir somente parte positiva entre 0 V e 3 V. O estágio 4 é responsável por filtrar frequências acima da amostragem, evitando o fenômeno de *aliasing*. Este apresenta ganho unitário, e a frequência de corte é dada pelos componentes  $C5$  e  $R5$ . O último

estágio é responsável pelo grampeamento do sinal que vai para o conversor ADC. Empregou-se para essa finalidade o CI TL7726 fabricado pela empresa, Texas Instruments®. Este CI pode grampear sinais a partir de uma referência pré-estabelecida, no caso deste trabalho 3 V, evitando assim a possibilidade de tensões acima do tolerado pelo conversor ADC, protegendo-o. O TL7726 foi empregado em todas as portas do ADC utilizadas.

Tendo em consideração que a amplitude máxima admitida pelo conversor ADC do processador é de 3 V, o estágio 2 deve possuir uma amplitude máxima de 1.5 V, assim fixando  $R3 = 11 \text{ k}\Omega$  determina-se  $R2$ .

$$R2 = \frac{11 \text{ k}\Omega \cdot 7.5 \text{ V}}{1.5 \text{ V}} = 55 \text{ k}\Omega . \quad (4.13)$$

O filtro *anti-aliasing* foi sintonizado na frequência de comutação. Fixando a resistência  $R5 = 1 \text{ k}\Omega$ , determina-se a capacitância  $C1$ , como:

$$C1 = \frac{1}{2\pi \cdot 15\text{kHz} \cdot 1\text{k}\Omega} = 10,6 \text{ nF} . \quad (4.14)$$

Adotou-se o valor comercial de 10 nF.

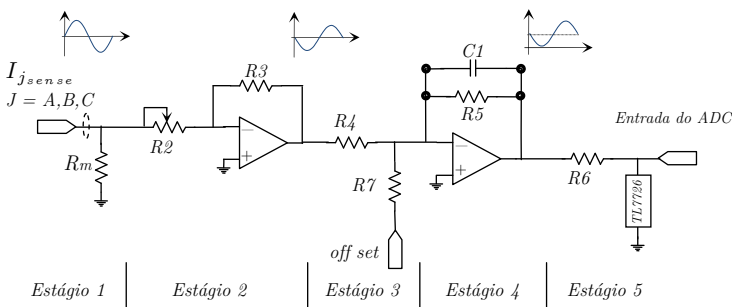


Figura 4.6 – Circuito de condicionamento das correntes.

- Condicionamento da tensão do barramento



A Figura 4.7 apresenta o circuito de aquisição da tensão do barramento. Este é constituído basicamente pelos mesmos elementos do circuito da Figura 4.6, exceto pela ausência do circuito de *offset*.

A corrente máxima no lado secundário do sensor é de 25 mA. Conhecendo o valor da resistência de medição  $R_m$ , é possível determinar a tensão máxima do estágio 1 do circuito em questão.

$$V_m = 150 \, \Omega \cdot 0.025 \, \text{A} = 3.75 \, \text{V}. \quad (4.15)$$

Sabendo que o estágio 3 possui ganho unitário e que a tensão máxima no estágio 4 é de 3 V, o ganho do estágio 2 deve ser ajustado para que quando ocorrer  $V_m = 3,75 \, \text{V}$  a saída do estágio 3 tenha 3 V. Assim fixando  $R_{23} = 11 \, \text{k}\Omega$ , obtém-se:

$$R_{22} = \frac{11 \, \text{k}\Omega \cdot 3,75 \, \text{V}}{3 \, \text{V}} = 13,75 \, \text{k}\Omega. \quad (4.16)$$

O filtro do estágio 4 ficou sintonizado na frequência de 6 kHz. Deste modo fixando  $R_{25} = 1 \, \text{k}\Omega$ , tem-se:

$$C_5 = \frac{1}{2\pi \cdot 6\text{kHz} \cdot 1\text{k}\Omega} = 26,5 \, \text{nF}. \quad (4.17)$$

Adotou-se o valor comercial de 33 nF.

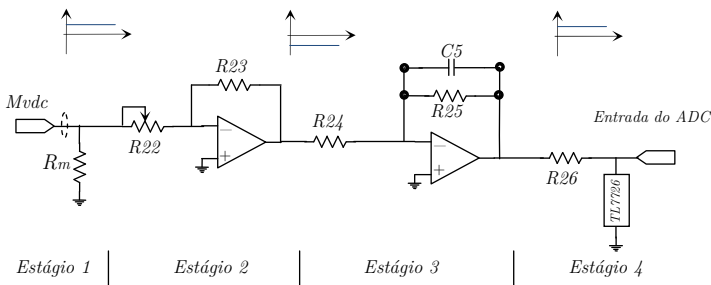


Figura 4.7 – Circuito de condicionamento da tensão do barramento.

- **Condicionamentos das tensões da rede elétrica**

O último circuito de aquisição das variáveis de controle é responsável pela adequação do sinal proveniente dos sensores das tensões da rede elétrica. Este circuito é apresentado na Figura 4.8. Neste, são mostrados os mesmos componentes do circuito de aquisição das correntes, já que se trata da adequação de grandezas senoidais e, portanto, passam pelo mesmo processo de condicionamento, diferenciando somente pelos ganhos e frequência do filtro.

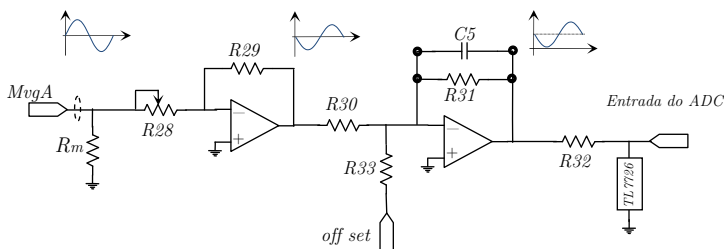


Figura 4.8 - Circuito de condicionamento das tensões da rede elétrica.

## 4.6 Projeto dos indutores acoplados

Nesta seção é apresentado o projeto físico dos indutores acoplados. São utilizadas as expressões obtidas na seção 2.10. Optou-se neste trabalho pelo emprego de iteratividade no projeto dos indutores acoplados, tendo em vista a existência de diversas combinações das variáveis que levam a uma boa otimização do material magnético. A metodologia de projeto está representada no fluxograma da Figura 4.9.

O projeto inicia com a escolha de dois limites para densidade de fluxo magnético e a seleção de uma densidade de corrente. Os valores de  $B$  e  $J$  apresentados a seguir são fruto de iteratividade

prévia, onde se verificou que estes parâmetros atendem a critérios como o de elevação de temperatura, por exemplo.

Escolheram-se os seguintes parâmetros:

$$B_{max} = 0,145 \text{ T}$$

$$J = 230 \text{ A/cm}^2$$

Deve-se evitar a escolha da densidade magnética próximo ao limite do ferrite, aproximadamente 0,3 T, pois como o conversor terá tempo morto, além da não garantia de mesma razão cíclica nos interruptores de uma mesma fase do conversor, pode ocorrer uma excursão maior da densidade de fluxo ( $B$ ) que o calculado teoricamente e, com isso, possa incidir na saturação do núcleo.

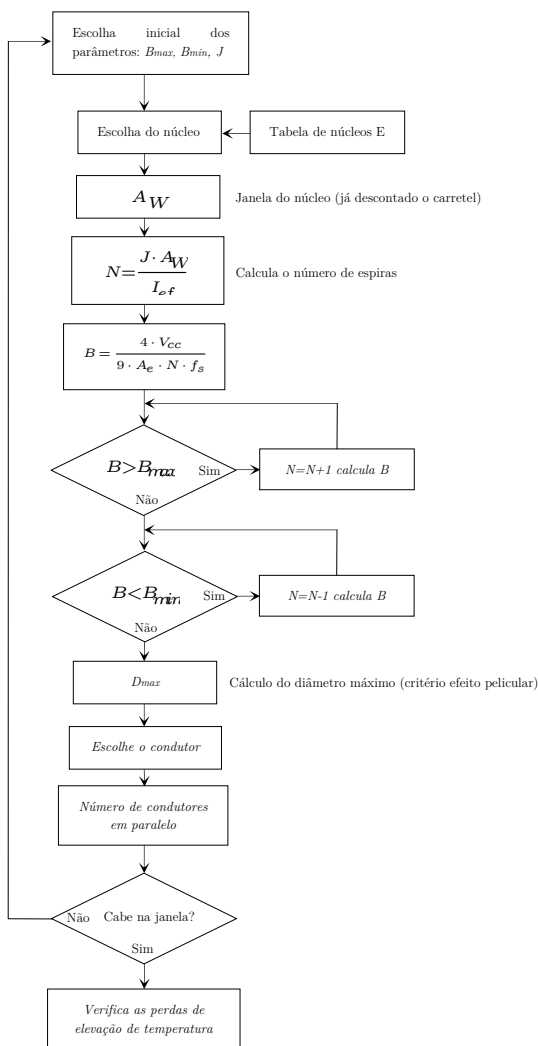


Figura 4.9 – Fluxograma para o projeto do indutor acoplado.

Com a utilização do fluxograma da Figura 4.9 chegou-se a conclusão que dois núcleos em paralelo NEE-76/50/25 atendem aos

critérios de construção do projeto. A seguir são apresentados os cálculos acerca do núcleo escolhido.

- **Área da janela**

De acordo com os dados do fabricante, a dimensões da janela de um núcleo, descontando o carretel, e a seção transversal correspondem à:

$$A_W = 6.42 \text{ cm}^2 \quad (4.18)$$

$$A_e = 6.45 \text{ cm}^2 \text{ (1 peça)}. \quad (4.19)$$

- **Número de espiras**

O número de espiras pode ser calculado como:

$$N = \frac{V_{cc}}{9 \cdot A_e \cdot f_s \cdot B_{max}} = 48 \text{ espiras} . \quad (4.20)$$

- **Número de condutores em paralelo**

O próximo passo consiste em determinar o raio máximo dos condutores de acordo com o critério do efeito pelicular, apresentado por [42], onde:

$$r_{skin} = \frac{7.5}{\sqrt{f_s}} = 0,0612 \text{ cm} . \quad (4.21)$$

$r_{skin}$  representa o raio máximo que o condutor deverá possuir. Por questões de praticidade de construção, optou-se pelo emprego do condutor 22 AWG.

Após a escolha do condutor é possível estabelecer o número de condutores em paralelo que satisfaça o critério da densidade de corrente, assim:

$$N_{cond} = \frac{I_{Li,ef}}{J \cdot A_{Cu,22AWG}} = 10 \text{ condutores} . \quad (4.22)$$

- **Volume do núcleo**

O volume do núcleo total, incluindo as quatro peças tipo E, é de aproximadamente:

$$V_{nucleo} = 294,967 \text{ cm}^3 . \quad (4.23)$$

- **Perdas magnéticas**

As perdas magnéticas podem ser expressar pela expressão (4.24).

$$P_{mag} = C_m \cdot f_s^x \cdot B_{max}^y \cdot V_{nucleo} \cdot \quad (4.24)$$

Os coeficientes  $C_m$ ,  $x$  e  $y$  são apresentados por [43] para o material IP 12 a 80 °C, onde:

$$C_m = 0.00972$$

$$x = 1.4017$$

$$y = 2.3294 \cdot$$

Assim:

$$P_{mag} = 0.02 \text{ W} \cdot \quad (4.25)$$

### • Perdas no cobre

Para o cálculo das perdas no cobre é necessário antes determinar o comprimento médio de uma espira, a fim de estabelecer uma estimativa do comprimento do condutor sobre o núcleo. A partir do exposto pela referência [25], o comprimento médio de uma espira  $MLT$  para dois núcleos E pode ser calculado com o auxílio da expressão (4.26).

$$MLT = 2 \cdot (A + 2 \cdot D) \quad (4.26)$$

onde os comprimentos  $A$  e  $D$  estão representadas na Figura 2.18. Estas dimensões para o núcleo NEE-76/50/25 equivalem à:

$$A = 0,0508 \text{ m}$$

$$D = 0,0254 \text{ m}.$$

Assim:

$$MLT = 0,2032 \text{ m}.$$

A resistência dos condutores é expressa como:

$$R_{cond} = \frac{MLT \cdot N \cdot \rho_{100^\circ c}}{N_{cond}} \cdot \quad (4.27)$$

A resistividade do cobre a 100 °C é dada como 0.070800  $\Omega/m$ , desta forma:

$$R_{cond} = 0,070800 \Omega. \quad (4.28)$$

Como existem três enrolamentos por núcleo, tem-se:

$$P_{cobre} = 3 \cdot R_{cond} \cdot I_{Li,ef}^2 = 11,36720 \text{ W} \quad (4.29)$$

- **Perdas totais**

As perdas totais correspondem à soma das perdas no núcleo com as do cobre, assim:

$$P_L = P_{nucleo} + P_{cobre} = 11,39 \text{ W} \quad (4.30)$$

- **Resistência térmica**

A expressão que relaciona a resistência térmica do núcleo é fornecida por [42], onde:

$$R_T = 23 \cdot (A_e A_W)^{-0,37} \text{ } ^\circ\text{C/W} \quad (4.31)$$

Neste trabalho, como se utilizou dois núcleos em paralelo, deve-se multiplicar o termo  $A_e$  do núcleo por dois, assim:

$$R_T = 23 \cdot (2 \cdot A_e A_W)^{-0,37} = 3,86 \text{ } ^\circ\text{C/W} . \quad (4.32)$$

Conhecendo a resistência térmica do núcleo, é possível estimar a elevação de temperatura que este sofrerá. Este é critério o mais importante a ser observado durante o projeto, pois se deve garantir que não ultrapasse os limites de operação do material magnético.

$$\Delta T = P_L \cdot R_T = 44 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (4.33)$$

A Figura 4.10 representa a construção dos indutores acoplados em vista tridimensional. Nesta, podem ser observados os enrolamentos sobre as pernas do núcleo e a presença dos dois núcleos em paralelo.

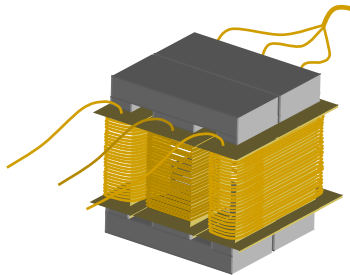


Figura 4.10 – Representação em 3D do indutor acoplado construído.

## 4.7 Cálculo térmico dos semicondutores

### 4.7.1 Correntes nos semicondutores

Para determinação das correntes médias e eficazes que fluem pelos IGBT's e diodos, devem-se utilizar as expressões contidas na seção 2.13 do capítulo 2.

- Corrente média nos interruptores (IGBT's);

$$I_{S_{k,j,med}} = \frac{1}{72} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot P \cdot (4 + M \cdot \cos(\phi)\pi)}{V_{g,ef} \cdot \cos(\phi) \cdot \pi} = 3.322 \text{ A} \quad (4.34)$$

- Corrente média nos diodos;

$$I_{D_{k,j,med}} = \frac{-1}{72} \cdot \frac{\sqrt{2} \cdot P \cdot (-4 + M \cos(\phi)\pi)}{V_{g,ef} \cdot \cos(\phi) \cdot \pi} = 0.726 \text{ A} \quad (4.35)$$

- Corrente eficaz nos interruptores (IGBT's);

$$I_{S_{k,j,ef}} = \frac{\sqrt{3} \cdot P}{54 \cdot \sqrt{\pi} \cdot V_{g,ef} \cdot \cos(\phi)} \sqrt{8M \cdot \cos(\phi) + 3\pi} = 5,85 \text{ A} \quad (4.36)$$

- Corrente eficaz nos diodos;

$$I_{D_{k,j,ef}} = \frac{\sqrt{3} \cdot P}{54 \cdot \sqrt{\pi} \cdot V_{g,ef} \cdot \cos(\phi)} \sqrt{-8M \cos(\phi) + 3\pi} = 2,491 \text{ A} \quad (4.37)$$

### 4.7.2 Cálculo das perdas

O cálculo térmico na maioria dos casos envolvem aproximações de primeira e segunda ordem sob as curvas apresentadas pelos fabricantes, com o objetivo de estimar as perdas de comutação e condução dos IGBT's e de bloqueio dos diodos. A metodologia segue conforme a apresenta pelas referências [44, 45].

Utilizou-se como interruptor estático o módulo IGBT MII 100-12 A3, fabricado pela empresa IXYS® [46], o qual pode operar com tensão de até 1200 V e corrente de 90 A em  $T_j = 80^\circ\text{C}$ . Este apresenta dois IGBT's e dois diodos em antiparalelo, em configuração de um braço inversor.

A partir das curvas apresentadas pelo fabricante podem-se estimar as seguintes perdas:

- **Perda de condução no diodo**



A Figura 4.11 apresenta a curva fornecida pelo fabricante, na qual relaciona a tensão direta do diodo com da corrente que flui por este. Esta curva pode ser representada por um polinômio de primeira ordem, onde tem-se:

$$V_D(I_D(\omega t)) = 0.006\,67 \cdot I_D(\omega t) + 1.199. \quad (4.38)$$

A potência dissipada em condução é dada pelo produto da tensão média pela corrente que flui pelo diodo, ponderado pelo tempo em que ocorre este evento (razão cíclica), assim:

$$P_{D,cond} = \frac{-1}{2\pi} \int_{\pi+\phi}^{2\pi+\phi} V_D(\omega t) \cdot I_D(\omega t) \cdot D(\omega t) d\omega t. \quad (4.39)$$

Assumindo que a corrente varia de forma senoidal dada por:

$$I_D(\omega t) = \frac{I_{j,p}}{3} \cdot \sin(\omega t - \phi) \quad j = A, B, C \quad (4.40)$$

onde:

$$I_{j,p} = I_{j,ef} \cdot \sqrt{2} = 38,148 \text{ A} \quad (4.41)$$

Substituindo a equação (4.40) em (4.39), tem-se a potência dissipada durante a condução do diodo.

$$P_{D,cond} = 0.894 \text{ W}. \quad (4.42)$$

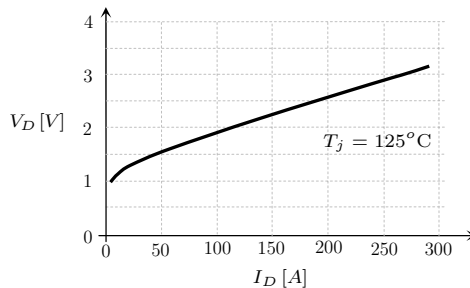


Figura 4.11 – Curva da tensão direta do diodo em função da corrente.

O catálogo não apresenta informações que estimem as perdas durante o bloqueio do diodo, onde ocorre a recuperação deste, e por esse motivo não será apresentada neste trabalho.

### • Perda de condução no IGBT

O procedimento para obtenção das perdas durante a condução do IGBT é semelhante ao apresentado para o diodo. Consiste em determinar um polinômio que represente a curva fornecida pelo fabricante. A Figura 4.12 apresenta o comportamento da tensão de saturação em função da corrente do coletor, fornecida pelo fabricante. Esta curva pode ser ajustada por um polinômio de segunda ordem, dando origem a equação (4.43).

$$V_{CE}(I_{CE}(\omega t)) = -4.572 \times 10^{-5} I_{CE}(\omega t)^2 + 0.024 \cdot I_{CE}(\omega t) + 0.98 \quad (4.43)$$

A potência dissipada durante a condução é dada por:

$$P_{IGBT,cond} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} V_{CE}(\omega t) \cdot I_{CE}(\omega t) \cdot D(\omega t) d\omega t . \quad (4.44)$$

Igualmente, a corrente que flui pelo coletor do IGBT é expressa por:

$$I_{CE}(\omega t) = \frac{I_{j,p}}{3} \cdot \sin(\omega t - \phi) \quad j = A, B, C. \quad (4.45)$$

Substituindo a equação (4.43) na expressão (4.44), obtém-se:

$$P_{IGBT,cond} = 3.379 \text{ W} \quad (4.46)$$

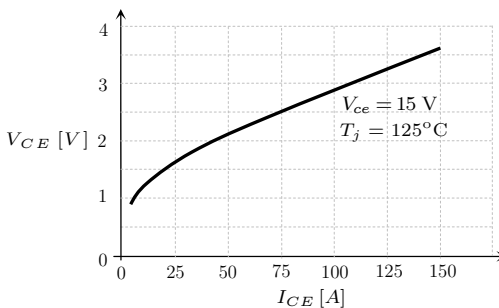


Figura 4.12 – Curva tensão de saturação do IGBT em função da corrente de coletor.

### • Perdas de comutação no IGBT

As perdas de comutação advêm da presença simultânea de tensão e corrente durante a transição de estado do interruptor. Estas ocorrem durante a entrada em condução do IGBT (*turn-on*) e o desligamento (*turn-off*), e são função de uma variedade de fatores, tais como, as amplitudes das tensões e correntes, *layout* construído, temperatura da junção e resistor de *gate*, por exemplo. A energia dissipada para os dois estados de comutação é apresentada pelo catálogo do fabricante para uma dada tensão de bloqueio  $V_{cc}$ , e para uma tensão e resistor de *gate*  $R_G$ . Para o catalogo do IGBT escolhido são apresentados as curvas para tensão de 600 V e resistor de *gate* de 15  $\Omega$ . Entretanto, as curvas são esboçadas para correntes superiores a 25 A, e uma extrapolação matemática para correntes inferiores levaria a um erro expressivo. Por esse motivo, optou-se pela avaliação experimental das perdas por comutação do IGBT.

O ensaio consiste na aplicação de pulsos de comando na estrutura apresentada pela Figura 4.13. Neste, deve-se monitorar tanto a corrente de coletor ( $I_{CE}$ ) como também a tensão sobre o IGBT ( $V_{CE}$ ). Por meio deste experimento, pode-se avaliar a energia envolvida durante a entrada em condução e o bloqueio.

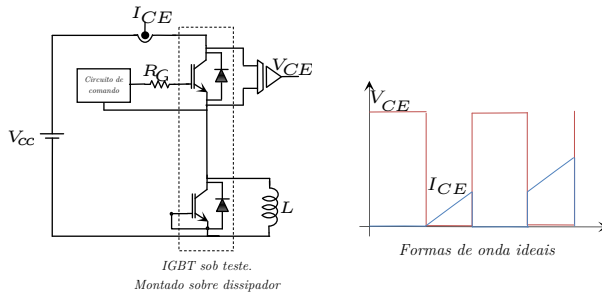


Figura 4.13 – Circuito para o ensaio de perdas por comutação.

Realizaram-se os testes com a tensão do barramento em seu valor nominal  $V_{cc} = 600 \text{ V}$ , resistência de *gate* de  $12 \Omega$  e temperatura do dissipador controlada em  $100 \text{ }^\circ\text{C}$ . Foram aplicados quatro pulsos com razão cíclica fixa, de tal forma que fosse possível observar a comutação de correntes inferior a  $25 \text{ A}$ . Neste tipo de ensaio é imprescindível que haja o ajuste do atraso entre as ponteiros de tensão e corrente do osciloscópio, o que pode ser realizado pela calibração sobre um resistor *shunt* de baixa indutância.

A Figura 4.14 apresenta as formas de onda de tensão e corrente no coletor do IGBT, obtidas no ensaio de perdas por comutação, no qual a corrente é apresentada ampliada vinte vezes. A energia envolvida na comutação pode ser obtida pela integração do produto instantâneo da tensão e corrente, tal como descreve a equação (4.47).

$$E_{comut} = \int I_{CE}(\omega t) \cdot V_{CE}(\omega t) d\omega t \quad (4.47)$$

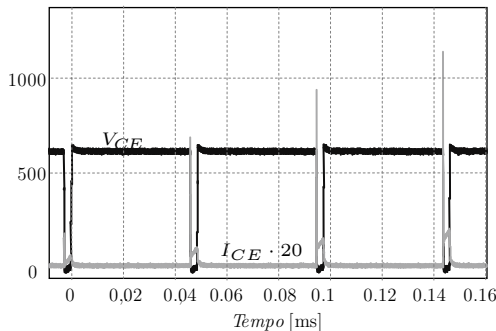


Figura 4.14 – Formas de onda da tensão e corrente obtidas no ensaio de perdas de comutação.

A Figura 4.15 apresenta o resultado da integração do produto da tensão e corrente das formas de onda da Figura 4.14.

Nesta, observam-se os incrementos de energia devido à entrada em condução e bloqueio do IGBT. Podem-se isolar as energias devido a estes dois estados de comutação, extraindo os incrementos de energia de cada comutação.

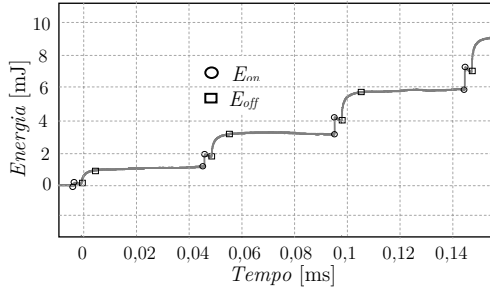


Figura 4.15 – Energia durante a comutação do IGBT

A Figura 4.16 apresenta a extração da energia devido à entrada em condução  $E_{on}$  e bloqueio  $E_{off}$ , ambos em função de sua corrente de comutação. As amostras podem ser aproximadas por polinômios de primeira ordem, o que resultam em:

$$E_{on}(I_{CE}(\omega t)) = 1,683 \times 10^{-4} I_{CE}(\omega t) + 1,498 \times 10^{-4} \quad (4.48)$$

$$E_{off}(I_{CE}(\omega t)) = 8,955 \times 10^{-5} I_{CE}(\omega t) + 1,117 \times 10^{-3}. \quad (4.49)$$

A corrente do coletor foi definida na equação (4.45).

A potência dissipada durante a comutação é dada como:

$$P_{IGBT,comut} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} [E_{on}(I_{CE}(\omega t)) + E_{off}(I_{CE}(\omega t))] d\omega t \quad (4.50)$$

Solucionado a expressão (4.50), obtém-se:

$$P_{IGBT,comut} = 24,328 \text{ W} \quad (4.51)$$

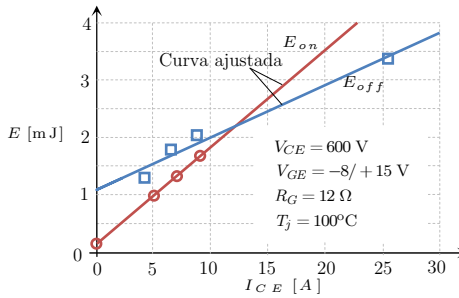


Figura 4.16 – Curvas de energia para entrada em condução e bloqueio do IGBT em função da corrente de coletor

### • Perdas totais nos semicondutores

As perdas totais no IGBT são dadas pela soma algébrica das perdas de condução e comutação.

$$P_{IGBT} = P_{IGBT,cond} + P_{IGBT,comut} = 27,579\text{ W} \quad (4.52)$$

Como existem seis IGBT's para cada fase, a perda total por fase é dada por:

$$P_{IGBT,6} = 6 \cdot P_{IGBT} = 165,471\text{ W} \quad (4.53)$$

As perdas nos diodos, como não há informação das perdas durante o bloqueio, são expressas pela perda de condução.

$$P_D = P_{D,cond} = 0,787\text{ W} \quad (4.54)$$

$$P_{D,6} = 6 \cdot P_{D,cond} = 4,722\text{ W} \quad (4.55)$$

A perda total por fase (IGBT's + diodos) é dada como:

$$P_{total,fase} = P_{IGBT,6} + P_{D,6} = 170,193\text{ W/fase} \quad (4.56)$$

### 4.7.3 Cálculo térmico

Antes de realizar o cálculo térmico é necessário conhecer a maneira como os módulos IGBT's estão dispostos sobre o dissipador, a fim de estabelecer um modelo térmico dos interruptores. A Figura 4.17 apresenta a montagem adotada neste trabalho, onde são dispostos no dissipador três módulos IGBT, correspondentes a uma fase do conversor.

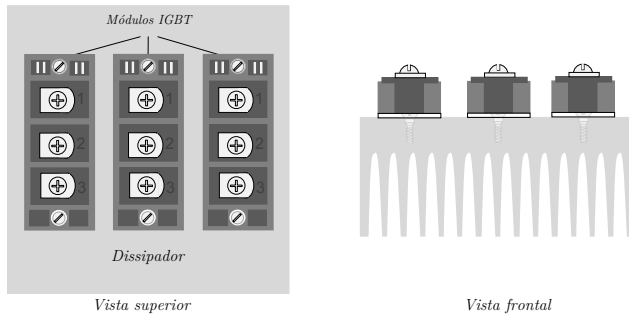


Figura 4.17 – Montagem dos IGBT's sobre o dissipador.

A referência [8] apresenta a metodologia para o cálculo térmico de módulos montados sobre o mesmo dissipador. A partir do exposto por esta, pode-se chegar ao circuito equivalente térmico de uma fase do conversor, ilustrado na Figura 4.18.

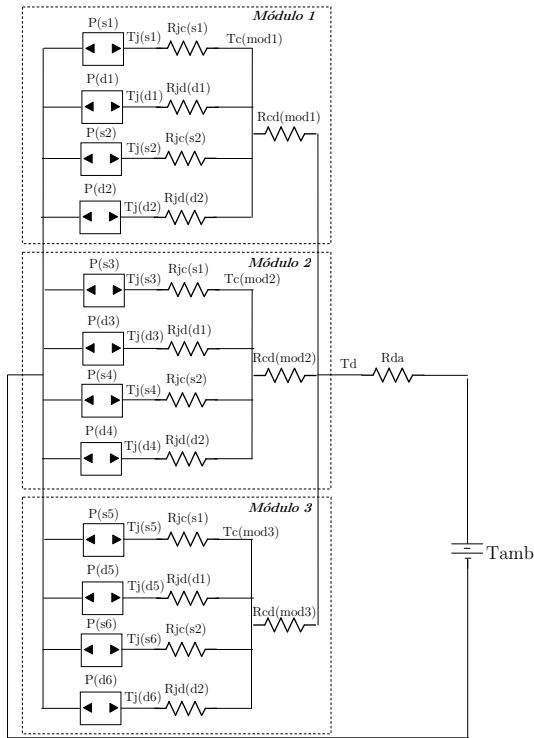


Figura 4.18 – Circuito térmico equivalente a uma fase do conversor.

Na Figura 4.18 as nomenclaturas representam:

$P(s_1)$  : potência dissipada no interruptor  $S_1$  do conversor;

$P(d_1)$ : representa a potência dissipada pelo diodo antiparalelo do interruptor  $S_1$ ;

$R_{jc}(s_1)$ : resistência térmica entre a junção e a cápsula do interruptor  $S_1$ , fornecido pelo fabricante;

$R_{jd}(d_1)$ : resistência térmica entre a junção e a cápsula do diodo  $D_1$ , fornecido pelo fabricante;

$T_c(mod_1)$ : temperatura da cápsula do módulo IGBT 1;



$R_{cd(mod1)}$ : resistência térmica entre a cápsula e o dissipador;

$T_d$ : temperatura do dissipador;

$R_{da}$ : resistência térmica do dissipador para o ambiente

$T_a$ : temperatura ambiente.

As demais nomenclaturas podem ser obtidas por analogia.

As temperaturas envolvidas no circuito da Figura 4.18 acima são expressas da seguinte maneira:

- Temperatura de junção de cada IGBT;

$$T_j(s1) = T_c(mod1) + P(s1) \cdot R_{jc}(s1) \quad (4.57)$$

- Temperatura de junção de cada diodo;

$$T_j(d1) = T_c(mod1) + P(d1) \cdot R_{jc}(d1) \quad (4.58)$$

- Temperatura da cápsula do módulo;

$$T_c(mod1) = T_d + (2 \cdot P(s1) + 2 \cdot P(d1)) \cdot R_{cd} \quad (4.59)$$

- Temperatura no dissipador;

$$T_d = T_a + (6 \cdot P(s1) + 6 \cdot P(d1)) \quad (4.60)$$

Os procedimentos de cálculo consistem em pré-especificar um dissipador e verificar se este é capaz de atender aos critérios de máxima temperatura de junção.

Adotou-se neste trabalho o dissipador modelo hs-21575, com 35 cm de comprimento. A resistência térmica deste dissipador é fornecida pelo fabricante, tendo-se:

$$R_{da} = 0.3 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

Os dados requeridos para o cálculo são os seguintes:

$$T_{amb} = 40 \text{ } ^\circ\text{C};$$

$$R_{jc}(s1) = 0,44 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

$$R_{jc}(d1) = 0,9 \text{ } ^\circ\text{C/W}$$

A resistência térmica entre a cápsula e o dissipador será desprezada inicialmente, ou seja, será assumido que a temperatura da cápsula é igual a do dissipador.

Será adotado que os IGBT's e diodos iram trabalhar a uma temperatura de junção de 100 °C, com isso pode-se obter a temperatura da cápsula.

- Temperatura no dissipador

Empregando a expressão (4.60) obtém-se:

$$Td = 91.058 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (4.61)$$

- Temperatura de junção de cada IGBT

Empregando a expressão (4.57), obtém-se: . .

$$Tj(s1) = 103.192 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (4.62)$$

- Temperatura de junção de cada diodo

Empregando a expressão (4.58), obtém-se:

$$Tj(d1) = 91.766 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (4.63)$$

Embora as temperaturas de junção estejam abaixo dos limites impostos pelo fabricante do módulo IGBT, devido ao grande número de incertezas no projeto, tais como, desconhecimento das perdas na recuperação dos diodos e fixação não perfeita dos módulos no dissipador, levou-se a utilização de ventilação forçada no protótipo.

## 4.8 Características do DSP empregado

O conversor bidirecional escolhido para transferir o fluxo de potência do aerogerador para rede elétrica possui a peculiaridade de ter um elevado número de interruptores comandados, total de 18. Este fato faz com que, assim como ocorre com topologias de conversores multiníveis, seja necessário o uso de dispositivos microprocessados que possuam grande número de periféricos PWM. No mercado não há grande número de processadores digitais que dispõe da quantidade de PWM's necessários para este conversor. Um dispositivo capaz de atender as necessidades da topologia é o processador digital de sinais TMS320F28335, produzido pela empresa Texas Instruments®. Algumas das características deste DSP são descritas a seguir [47].

- Frequência de *clock* até 150 MHz;
- 12 canais PWM podendo operar de forma independente;
- Operações em ponto flutuante;

- 16 canais ADC de 12 bits;
- 3 *Timer* de 32 bits.

#### 4.8.1 Circuito PWM

Para que fosse possível o emprego deste DSP, optou-se pela geração dos sinais complementares do conversor por *hardware* externo, desta forma foram utilizados nove saídas PWM, necessárias para os interruptores principais. O circuito PWM do TMS320F28335 é composto de seis módulos, chamados pelo fabricante de ePWM [48]. Cada ePWM possui duas saídas que podem operar independentes, mas como o mesmo *Timer* de referência. A Figura 4.19 apresenta a configuração dos ePWMs para o sistema em questão.

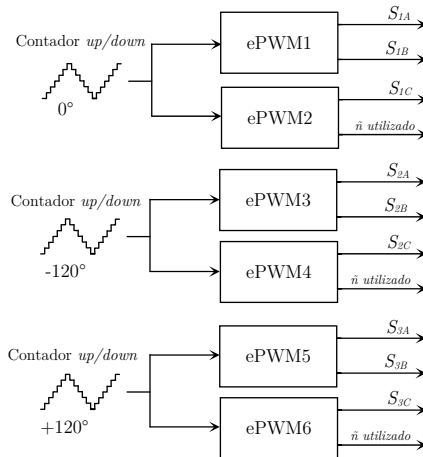


Figura 4.19 – Configuração adotada dos módulos ePWM do TMS320F28335.

Para maximizar a resolução das razões cíclicas optou-se pela utilização do *clock* máximo do DSP, 150 MHz. Empregou-se configuração do contador do tipo *up/down*, com interrupção no início e no meio da contagem, de acordo com o apresentado na seção 3.7. O cálculo máximo dos contadores do circuito PWM pode ser expresso pela equação (4.64).

$$V_{port} = \frac{f_{clock}}{2 \cdot f_s} \quad (4.64)$$

onde:

$f_{clock}$  : frequência de *clock* do processador 150 MHz

$V_{port}$  : Amplitude máxima do contado PWM, que corresponde ao valor de pico da portadora triangular.

Solucionando a expressão (4.64), obtém-se:

$$V_{port} = 5000 \text{ contagens} \quad (4.65)$$

Assim, pode-se calcular o ganho do modulador PWM, expressão (3.79), resultando em:

$$PWM(s) = \frac{1}{5000} e^{-s \cdot \frac{T_s}{6}} \quad (4.66)$$

#### 4.8.2 Conversor analógico digital ADC

O TMS320F28335 possui em seu conversor analógico digital resolução de 12 bits [49]. A frequência de amostragem ficou fixada em seis vezes a frequência de comutação, pelos motivos descritos na seção 3.7, totalizando uma frequência de amostragem de 90 kHz.

Os sinais de entrada do ADC devem ficar entre 0 e 3 Volts, desta forma pode-se calcular o ganho inserido por este nas malhas de controle, resultando em:

$$K_{ADC} = \frac{2^{12} - 1}{3} = 1365. \quad (4.67)$$

### 4.9 Projeto dos controladores

Nesta seção é apresentado o projeto dos controladores pertencentes às malhas de corrente e tensão do sistema. Estas malhas serão abordadas de modo isoladas, como sendo desacopladas, para isso, serão adotadas medidas para que as dinâmicas possam ser tratadas de maneira independente.

Os projetos dos controladores serão baseados na resposta em frequência, utilizando o diagrama de Bode do sistema contínuo.

Para a implementação destes controladores, será realizado a discretização por meio do método que será descrito posteriormente.

Serão adotados critérios de margem de fase, ganho e frequência de cruzamento da função de transferência de laço aberto, como critérios para resposta dinâmica e estabilidade.

#### 4.9.1 Malha de corrente

A malha de corrente é a malha mais rápida do sistema. Através das especificações do sistema pode-se quantificar a função de transferência, que relaciona as correntes de eixo direto com as variações da razão cíclica, resultando em:

$$G_{id}(s) = -\frac{600}{s \cdot L_f}. \quad (4.68)$$

A resistência equivalente por fase  $R_f$  foi desprezada na expressão (4.68).

Por meio do diagrama de blocos da Figura 3.12, tem-se que a função de transferência de laço aberto da malha de corrente é dada como:

$$FTLA_i(s) = C_{id}(s) \cdot PWM(s) \cdot G_{id}(s) \cdot K_i \cdot K_{ADC} \cdot H_{ZOH}(s) \cdot H_{ai}(s) \quad (4.69)$$

onde:

$C_{id}(s)$  : função de transferência do compensador de corrente;

$K_i$  : ganho do condicionamento do sensor de corrente,

$$K_i = \frac{1.5}{50} = 0,03;$$

$H_{ai}(s)$ : função de transferência do filtro *anti-aliasing*. De acordo com os critérios expostos na seção 4.5, a função de transferência resulta em:

$$H_{ai}(s) = \frac{2\pi \cdot f_s}{s + 2\pi \cdot f_s}. \quad (4.70)$$

Para atender aos requisitos de dinâmica da malha de corrente, utilizou-se o compensador do tipo proporcional integral, equação (4.81). A presença do polo na origem confere teoricamente

um erro nulo em regime permanente, já que se deseja controlar referências contínuas.

$$C_{id}(s) = \frac{K_{PI_i}}{s} \cdot \frac{(s + \omega_{zi})}{(s + \omega_{pi})} \quad (4.71)$$

onde:

$K_{PI_i}$  : ganho do compensador de corrente;

$\omega_{zi}$  : zero do compensador de corrente;

$\omega_{pi}$  : polo do compensador de corrente;

A frequência do zero será alocada cinco vezes a frequência da rede elétrica, fornecendo fase próxima à frequência de cruzamento. Já a frequência do polo do compensador  $\omega_{pi}$ , será alocada a quinhentas vezes da frequência do zero, a fim de atenuar as componentes de alta frequência.

O ganho do compensador será ajustado de maneira a se obter uma margem de fase de  $30^\circ$ . A escolha do ganho também está relacionada com a largura de banda do sistema, a qual deve se obedecer a alguns critérios. Segundo [32], a frequência de cruzamento da função de laço aberto deve no máximo ser metade da frequência de comutação, obedecendo assim ao critério de Shannon.

De acordo com os critérios expostos acima para o compensador de corrente, têm-se:

$$\omega_{zi} = 2\pi \cdot 5 \cdot 60 = 1885 \text{ rad/s} \quad (4.72)$$

$$\omega_{pi} = 500 \cdot \omega_{zi} = 942,5 \times 10^3 \text{ rad/s} \quad (4.73)$$

Reagrupando todas as funções de transferência pertencentes à função de transferência de laço aberto, e ajustando o ganho do controlador para atender a margem de fase, obtém-se a seguinte equação:

$$FTLA_i(s) = - \frac{K_{PI_i} \cdot 12,27 \cdot (5,3 \times 10^{-4}s + 1) \cdot e^{-s \cdot \frac{3}{2}T_a}}{s^2 \cdot (1,06 \times 10^{-5}s + 1) \cdot (1,06 \times 10^{-6}s + 1)} \quad (4.74)$$

onde:

$$K_{PI_i} = -5,7 \times 10^6 \quad (4.75)$$

Assim, a função de transferência do controlador de corrente fica:

$$C_{id}(s) = 1,136 \times 10^4 \cdot \frac{(5,305 \times 10^{-4} \cdot s + 1)}{s \cdot (1,061 \times 10^{-6} \cdot s + 1)} \quad (4.76)$$

A Figura 4.20 apresenta a resposta em frequência da função de transferência de laço aberto da malha de corrente. Com os parâmetros escolhidos do controlador, conseguiu-se uma frequência de cruzamento por zero dB de aproximadamente 5,5 kHz, atingindo margem de fase de 30° nesta.

De forma a validar a expressão da função de laço aberto da malha de corrente, recorreu-se a recursos de simulação numérica. Empregou-se o simulador Psim®, ferramenta *ACsweep*. Esta ferramenta permite obter a resposta em frequência de um sistema comutado, de tal forma que seja possível a confrontação com a análise teórica. O esquemático de simulação está presente no apêndice 8.2. Também na Figura 4.20, é apresentado o resultado da resposta em frequência obtida do esquemático de simulação do Psim®. Observa-se nesta, por inspeção visual, que tanto o resultado teórico quanto a resposta do circuito comutação são idênticas, exceto na faixa acima de 45 kHz, onde o simulador diverge. Nota-se a degradação da fase em alta frequência presente no circuito comutado, devido aos atrasos de transporte, validando desta forma, as expressões teóricas obtidas.

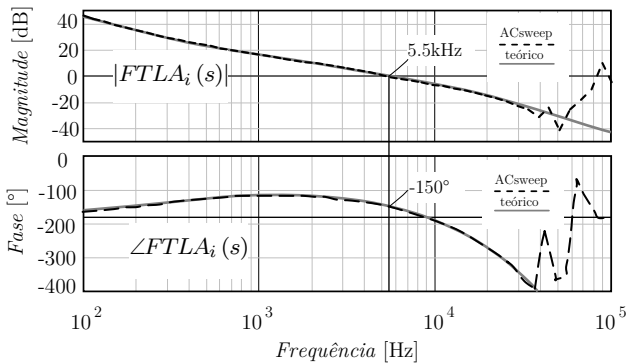


Figura 4.20 – Diagrama de bode da função de transferência de laço aberto da malha de corrente.

Determinado o controlador no tempo contínuo, o próximo passo é a discretização deste através de algum método conveniente. De acordo com [40], dentre os métodos mais populares, o que propicia menor distorção, quando comparado com a resposta contínua, é o método trapezoidal (*Tustin*, também chamado), no qual é definido como:

$$s = \frac{2}{T_a} \cdot \frac{(z^{-1} - 1)}{(z^{-1} + 1)} \quad (4.77)$$

Substituindo a expressão (4.77) em (4.76) obtém-se a realização do controlador discreto, dado como:

$$C_{id}(z) = \frac{-5,111\,113\,9 - 0,105\,937\,5z^{-1} + 5,005\,176\,4z^{-2}}{1 - 0,320\,719\,0z^{-1} - 0,679\,280\,9z^{-2}} \quad (4.78)$$

#### 4.9.2 Malha de tensão

No projeto da malha de tensão para que seja válida a consideração de desacoplamento entre as malhas, é necessário que esta apresente uma resposta muito mais lenta quando comparada da corrente, do contrário haveria interação significativa entre estas, devendo o projeto de controle considerar esta interação. Devido a



este fato, empregam-se no projeto frequência de cruzamento na faixa de poucas dezenas de Hertz, reduzindo substancialmente as interações entre às malhas.

A função de transferência de laço aberto da malha de tensão pode ser obtida por meio da Figura 3.12. Nesta, observa-se que no caminho do ramo direto da malha, está presente à malha fechada da corrente. Se considerarmos que a malha de tensão irá operar em uma frequência inferior a malha de corrente, a função de malha fechada da corrente pode ser representada pelo seu ganho estático. Se isolarmos o ganho estático da função de malha fechada da corrente, será possível identificar que este é dado unicamente pelo ganho do ramo de realimentação desta malha, ou seja, pelo ganho do condicionamento do sensor de corrente  $K_i$  e do conversor analógico  $K_{ADC}$ . Assim, o diagrama de blocos da malha de tensão pode ser simplificado, tal com ilustra a Figura 4.21.

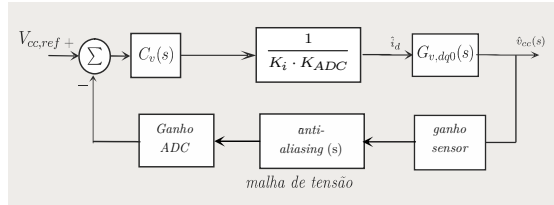


Figura 4.21 – Diagrama de blocos da malha de tensão.

Observando o diagrama de blocos da Figura 4.21, tem-se que o ganho do conversor ADC é igual tanto para a malha de tensão quanto para malha de corrente, logo para função de laço aberto pode ser removido. Assim, a função de transferência de laço aberto da malha de tensão é:

$$FTL_{L_v}(s) = C_v(s) \cdot \frac{1}{K_i} \cdot G_{v,dq0}(s) \cdot K_v \cdot H_{av}(s) \quad (4.79)$$

onde:

$C_v(s)$  : função de transferência do compensador de tensão;

$K_v$  : ganho do condicionamento do sensor de tensão,

$$K_v = \frac{3}{700} = 4,286 \times 10^{-3};$$

$H_{av}(s)$ : função de transferência do filtro *anti-aliasing* da malha de tensão. De acordo com os critérios expostos na seção 4.5, a função de transferência resulta em:

$$H_{av}(s) = \frac{2\pi \cdot 6 \text{ kHz}}{s + 2\pi \cdot 6 \text{ kHz}} \quad (4.80)$$

Para atender os requisitos de dinâmica da malha de tensão, utilizou-se o compensador do tipo proporcional integral, equação (4.81). A presença do polo na origem confere teoricamente um erro nulo em regime permanente, já que se deseja controlar uma referência de tensão contínua.

$$C_v(s) = \frac{K_{PI_v}}{s} \cdot \frac{(s + \omega_{zv})}{(s + \omega_{pv})} \quad (4.81)$$

onde:

$K_{PI_v}$  : ganho do compensador de tensão;

$\omega_{zv}$  : zero do compensador de tensão;

$\omega_{pv}$  : polo do compensador de tensão;

Tomou-se como critério que a malha de tensão possua uma frequência de cruzamento por zero dB em torno de 14 Hz. A frequência do zero do compensador foi alocada pouco abaixo da frequência de cruzamento da malha em questão, em torno de 10 Hz, lhe conferindo acréscimo de fase próximo a esta frequência. Já  $\omega_{pv}$  foi alocado a uma década de  $\omega_{zv}$ . O Ganho do compensador  $K_{PI_v}$  foi ajustado de tal forma que o sistema cruza-se por zero dB em 14 Hz, assim o compensador resultou em:

$$C_v(s) = \frac{K_{PI_v}}{s} \cdot \frac{(s + 2\pi \cdot 10)}{(s + 2\pi \cdot 100)} \quad (4.82)$$

Na seção 3.3 foram obtidos dois modelos de planta para tensão, de acordo com o sistema que esteja conectado ao barramento. Nas situações onde não se conhece ao certo o tipo de sistema que estará conectado ao barramento, se é do tipo fonte de corrente ou de potência, deve-se optar por aquele que propicie o

projeto mais conservador. Entre os dois casos, fonte de corrente ou potência, o projeto mais conservador seria quando uma fonte de corrente está conectada ao barramento, pois, como visto na equação (3.54), a planta apresenta um polo no semiplano direito. Logo, garantindo que o sistema fique estável para esta condição, será estável também para caso onde uma fonte de potência esteja conectada ao barramento, já que nesta situação a planta de tensão apresenta somente um polo na origem. Então, para escolha da planta de tensão será empregada a expressão (3.54). Assim, tem-se que:

$$G_{v,dq0}(s) = 0,014 \cdot \frac{(s + 8038,7578)}{(s - 8,8384)}. \quad (4.83)$$

A título de validação da planta obtida na expressão (3.54), realizou-se a resposta em frequência no simulador Psim<sup>®</sup>, utilizando a ferramenta *AC-Sweep*. O esquemático de simulação está presente no apêndice 8.2. O resultado da resposta em frequência está ilustrado no diagrama de Bode da Figura 4.22. Nesta, sobreposta, está a planta teórica. Pode-se observar por inspeção visual que a planta de tensão, obtida na seção 3.3.1, representa fielmente a resposta em frequência do conversor para uma larga faixa de frequência, tanto em magnitude quanto em fase, validando assim a metodologia apresentada.

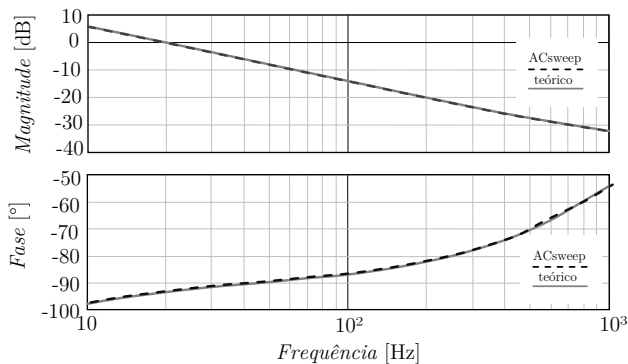


Figura 4.22 – Resposta em frequência da planta de tensão teórica e do resultado do *ACsweep* do Psim<sup>®</sup>.

De posse da função de transferência da planta de tensão, pode-se obter a função de laço aberto da malha de tensão, resultando na seguinte expressão:

$$FTLA_v(s) = \frac{K_{PI_v} \cdot 79,53 \cdot (s + 8038,8) (s + 62,832)}{s \cdot (s - 8,8384) (s + 37699) (s + 628,32)} \quad (4.84)$$

onde:

$$K_{PI_v} = 2,564 \cdot 10^3 \quad (4.85)$$

Na Figura 4.23 é apresentada a resposta em frequência da função de laço aberto da malha de tensão. Com o ganho do compensador obteve-se uma margem de fase em torno de  $40^\circ$ . Observa-se nesta figura, para mesma faixa de frequência, a presença de ganho positivo e fase menor que  $-180^\circ$ , ou seja, margem de ganho negativa. Embora a resposta em frequência apresente esta característica, não caracteriza em um sistema instável. Sistemas que apresentam polo ou zero no semiplano direito na função de laço aberto são chamados de sistemas de **fase não-mínima** [50]. Segundo[50], deve se tomar precauções no projeto de resposta em frequência de sistemas de fase não-mínima, pois esta análise pode gerar falsas interpretações de estabilidade, sendo mais adequado nesses casos a análise por diagrama de Nyquist.

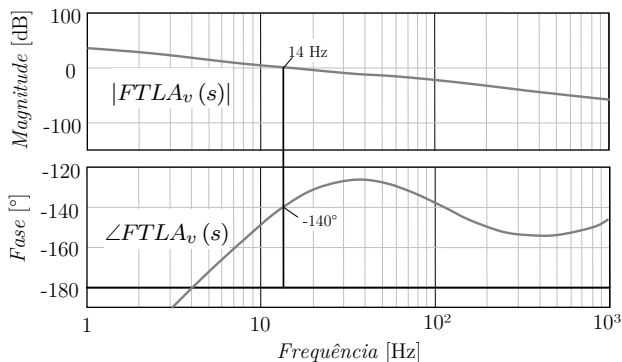


Figura 4.23 – Resposta em frequência da função de laço aberto da malha de tensão.

Assim como realizado para o compensador de corrente, deve-se discretizar o compensador de tensão a fim de executá-lo no dispositivo digital (DSP). O método para discretização é o mesmo apresentado anteriormente, *Tustin*. Assim, substituindo a expressão (4.77) na equação (4.81), chega-se a:

$$C_v(z) = \frac{0,014\,200\,4 + 9,9103 \times 10^{-6} \cdot z^{-1} - 0,014\,190\,5 \cdot z^{-2}}{1 - 1,993\,042\,96 \cdot z^{-1} + 0,993\,042\,96 \cdot z^{-2}} \quad (4.86)$$

### 4.9.3 Sincronismo PLL

A função de transferência de laço aberto do PLL foi determinada na seção 3.6, e reescrita em (4.87) por conveniência. O projeto consiste em escolher o polo, zero e ganho do compensador de modo a obter uma resposta temporal satisfatória.

$$FTLAPLL(s) = \frac{3}{2} \cdot V \cdot K_{PLL} \frac{(s + \omega_{z,PLL})}{s^2 \cdot (s + \omega_{p,PLL})} \quad (4.87)$$

Para o projeto é imprescindível que se conheça a amplitude dos sinais que entram no PLL ( $V$ ). O ganho da etapa de condicionamento das tensões da rede elétrica, junto com o ganho do conversor analógico digital (ADC), foram ajustados de forma que as amplitudes de entrada, variáveis dentro do DSP, do circuito PLL correspondessem 585 em condições nominais, assim:

$$V = 585 \quad (4.88)$$

Já foi mencionado que o projeto do PLL não se preza pela rápida resposta dinâmica, mas sim pela boa rejeição a ruídos, deste modo, a frequência de cruzamento por zero dB não deve ser elevada.

A frequência do zero do controlador  $\omega_{z,PLL}$  foi posicionada há uma década abaixo da frequência da rede elétrica. Já a frequência do polo posicionou-se na frequência 200 Hz. O ganho do compensador foi ajustado de maneira que o sistema tivesse cruzamento por zero dB em torno de 10 Hz. Deste modo, a função de transferência do compensador do PLL é:

$$PI_{PLL}(s) = 117 \cdot \frac{(s + 37,7)}{s \cdot (s + 1257)} \quad (4.89)$$

Na Figura 4.24 é ilustrada a resposta em frequência da função de transferência de laço aberto do PLL.

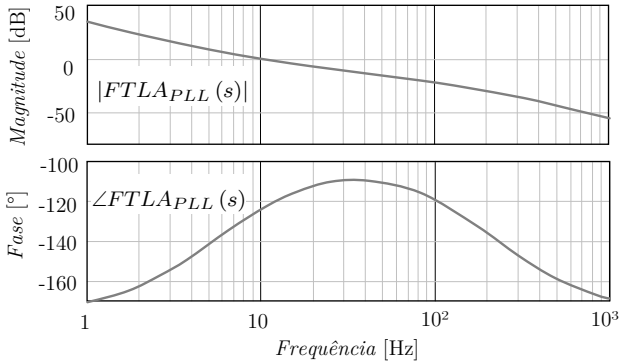


Figura 4.24 – Resposta em frequência da função de laço aberto do PLL.

## 4.10 Validação dos modelos obtidos

No capítulo 3 foram apresentadas as funções de transferências necessárias para o projeto dos controladores. A fim de validar os modelos obtidos durante este trabalho, realizaram-se simulações com os modelos teóricos e com o conversor operando em condições nominais.

O ensaio consistiu em avaliar a dinâmica tanto da tensão do barramento quanto da corrente de eixo direto, sob perturbações na fonte de corrente de entrada  $I_{in}$  (Figura 4.25). Por meio da inspeção visual, observa-se que o modelo teórico representa fielmente a resposta dinâmica produzida pelo conversor, de tal forma que é possível validar as expressões matemáticas obtidas. Embora os modelos obtidos sejam válidos para pequenas perturbações, estes respondem bem a degraus de 100%, tal como ilustra a figura em questão.

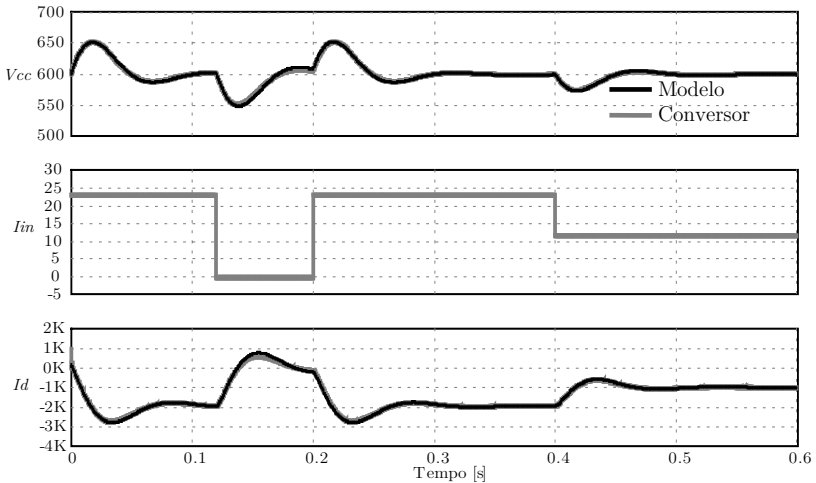


Figura 4.25 – Validação do modelo de controle.

## 4.11 Procedimentos de inicialização do sistema

Um dos estágios mais críticos do funcionamento do sistema é o que está relacionado à sua inicialização. Para que o conversor estático opere, é necessário que exista uma tensão em seu barramento acima do dobro do valor de pico da tensão de fase de entrada. Inicialmente a tensão presente no barramento é nula, logo, é indispensável o provimento de mecanismos que possibilitem a energização do conversor a patamares com que ele possa operar independente. Há inúmeras possibilidades de energização do barramento como, por exemplo, a apresentada por [14] que utiliza um circuito auxiliar para energização.

A técnica empregada neste trabalho utiliza a rede elétrica para energização do barramento CC, utilizando os diodos dos IGBT's de maneira a formar três conjuntos de pontes de Graetz.

A fim de limitar a corrente que flui sobre os capacitores do barramento durante esta etapa, empregou-se resistores de pré-carga em série com cada fase. Em paralelo com as resistências, utilizou-se um contator eletromagnético, de modo que após a etapa de energização este retira as resistências do circuito, evitando assim perdas durante o funcionamento do sistema.

A Figura 4.26 ilustra o processo de energização do barramento, no qual as etapas serão descritas a seguir.

Etapa 1: durante esta etapa o capacitor se carrega pelos diodos dos IGBT's. Para isso, é enviado um sinal de bloqueio para estes. A duração desta etapa depende da constante de tempo, dada pela capacitância do barramento e da resistência de pré-carga. Uma das dificuldades neste período é a identificação do seu final, já que a tensão máxima que se pode atingir o barramento é dada pela tensão de linha do lado do transformador que está ligado ao conversor e, como na tensão da rede existe uma tolerância em torno do seu valor nominal, é difícil prever um valor para esta tensão. Uma maneira de contornar este problema foi em avaliar a derivada da tensão do barramento durante esta primeira fase. Como a evolução da tensão se dá de forma exponencial, quando esta convergir para seu valor máximo ( $\approx V_{g,p} \cdot \sqrt{3}$ ), a sua derivada tenderá a zero e, deste modo, é possível estabelecer um critério que determine o final do primeiro estágio de carga.

A operação de avaliação da derivada não deve ser realizada por um derivador puro, pois isso acarretaria na amplificação de ruídos de alta frequência, de forma que seria incapaz de detectar o fim do estágio. Deve-se empregar um derivador seguido de um ou mais polos alocados em frequências superiores, de maneira que se consiga atenuar as componentes de alta frequência.

Etapa 2: Após detectado final da etapa 1, é necessário enviar comando de fechamento à contatora. Antes de iniciar a próxima etapa deve-se aguardar um determinado tempo, pois o processo de fechamento do contator se dá na faixa de dezenas de milissegundos.



Etapa 3: Após estabilizado do fechamento do contator, deve-se iniciar a última etapa de energização. Esta é constituída pela elevação da tensão do barramento do seu patamar anterior até a tensão nominal de operação. São habilitadas as leis de controle, tanto de tensão quanto de corrente. Os interruptores do conversor são habilitados e não mais bloqueados quanto às etapas anteriores. Para incrementar de forma gradual a tensão do barramento, optou-se pela utilização de um filtro de referência no sistema de controle, o qual consiste de um polo de primeira ordem ligado à referência de tensão do barramento. Assim, a referência de tensão é incrementada de forma exponencial, podendo ser ajustado o tempo pelo valor da frequência do polo.

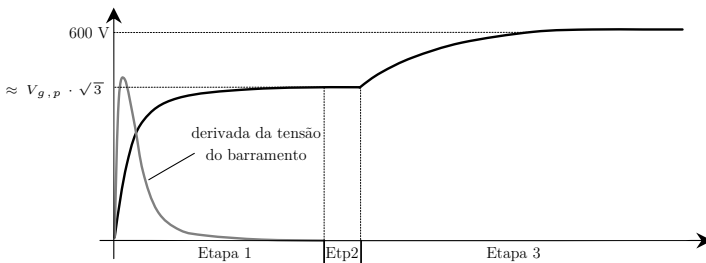


Figura 4.26 – Ilustração das etapas durante a inicialização do sistema.

## 4.12 Fluxograma básico de operação do sistema

Esta seção tem por objetivo explicar sobre funcionamento básico do algoritmo do sistema. Através de um fluxograma serão apresentados os princípios de funcionamento do algoritmo de controle implementado no DSP. Somente a título de ilustração, é apresentado na Figura 4.27 as variáveis que entram no DSP para processamento e suas respectivas saídas. Na Figura 4.28 é apresentado o fluxograma em questão. Deve-se atentar para o fato das rotinas serem executadas a cada período de amostragem.

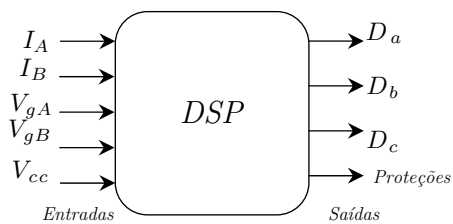


Figura 4.27 – Ilustração das entradas e saídas do DSP

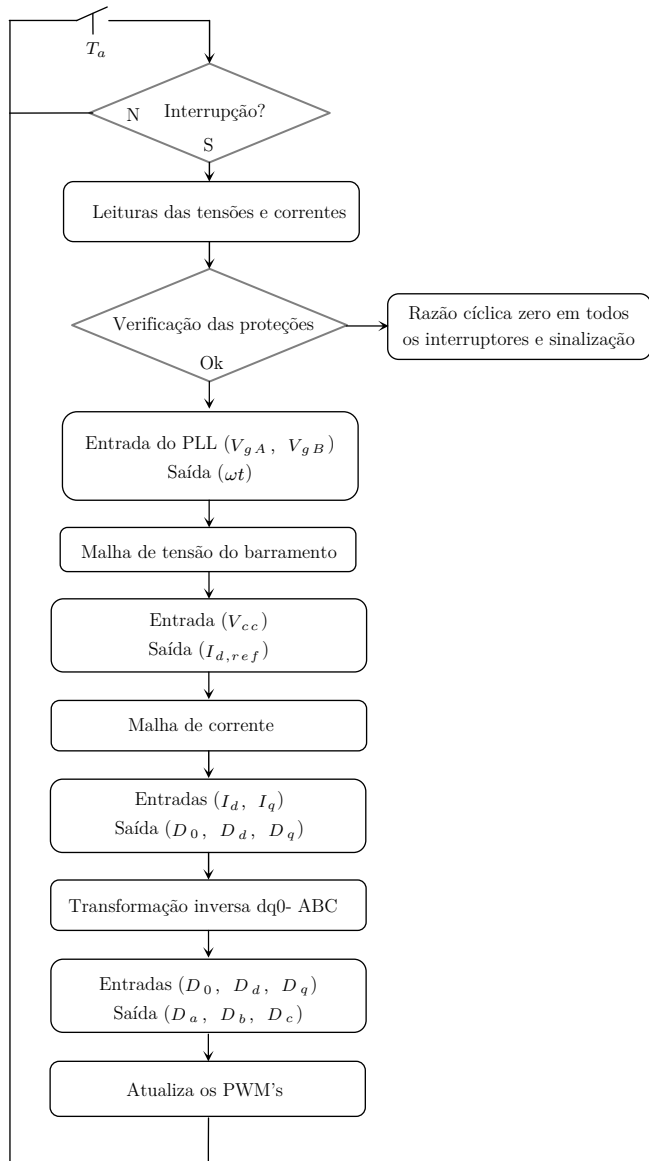


Figura 4.28 – Fluxograma básico de funcionamento do algoritmo inserido no DSP.

No fluxograma da Figura 4.28 não estão ilustrados os procedimentos de inicialização do conversor, como também do dispositivo DSP. Basicamente, toda vez que ocorrer uma interrupção do PWM, são executadas as rotinas apresentadas na figura, onde inicialmente é realizada a leitura das correntes e das tensões através do conversor ADC. Após cada leitura, é verificado se o valor adquirido está dentro de valores toleráveis; caso contrário, é ativada a rotina de proteção. Na situação onde não houver problemas com as leituras, é executada a rotina do PLL. Nesta etapa, têm-se como entradas as tensões da rede elétrica e como saída a posição angular correspondente. Após, é executada a rotina da malha de tensão do barramento, onde a partir da comparação desta tensão com sua referência é gerado a amplitude da corrente de eixo direto de referência. Adiante, é executada a rotina correspondente à malha de corrente, onde inicialmente é realizada a conversão das correntes lidas do plano ABC para o plano  $dq0$ , por meio da transformada de Park. Estas correntes são comparadas com suas respectivas referências, e como saída têm-se as razões cíclicas no plano  $dq0$ . A última etapa consiste na transformação inversa das razões cíclicas. Estas razões cíclicas são comparadas com seus respectivos contadores binários e gerados os sinais de comando.

# Capítulo 5

*“Não há sucesso sem grandes privações”.*

Sófocles

## Simulação e resultados experimentais

### 5.1 Introdução

A fim de validar toda teoria e metodologia apresentada durante os capítulos anteriores, realizaram-se simulações numéricas e a construção de um protótipo experimental.

As simulações foram realizadas com os parâmetros extraídos do protótipo experimental (Apêndice 8.5).

Este capítulo tem por objetivo comparar os resultados experimentais com os resultados obtidos através de simulação. O critério de avaliação será por inspeção visual, pois o que este trabalho pretende, é mostrar o funcionamento correto do conversor, e não realizar uma análise quantitativa entre o experimental e simulado.

### 5.2 Operação em malha aberta

Os primeiros ensaios com o protótipo foram realizados somente com o conversor operando isolado em malha aberta,

colocando-se uma fonte de tensão em seu valor nominal (600 V) sobre o barramento e fixando-se um índice de modulação. Estes ensaios visaram testar o conversor antes de habilitar os controles e de interligá-lo à rede elétrica.

A Figura 5.1 apresenta o resultado de simulação da tensão de fase do conversor  $V_{ao}$  e da corrente magnetizante nos indutores acoplados, correspondente à mesma fase, para o índice de modulação de 0.85.

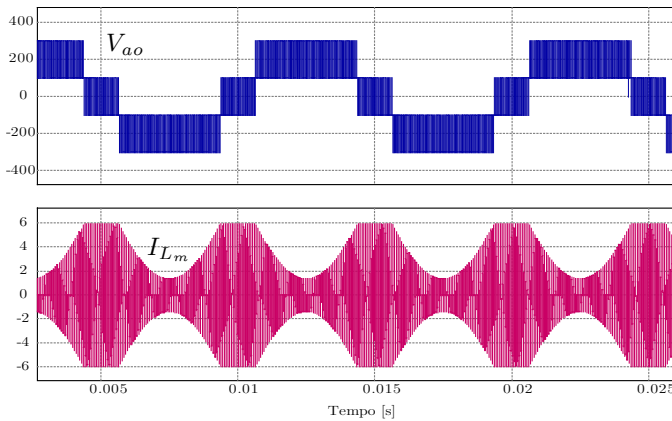


Figura 5.1 – Formas de onda da tensão de fase do conversor e da corrente magnetizante dos indutores acoplados.

Foi realizado no protótipo ensaio semelhante ao apresentado na Figura 5.1, com a finalidade de comparar os resultados e validar a análise teórica. Os resultados deste ensaio são mostrados na Figura 5.2. Observa-se por inspeção visual que, tanto os resultados de simulação quanto experimental possuem grande semelhança, fazendo desta forma a validação deste ensaio.

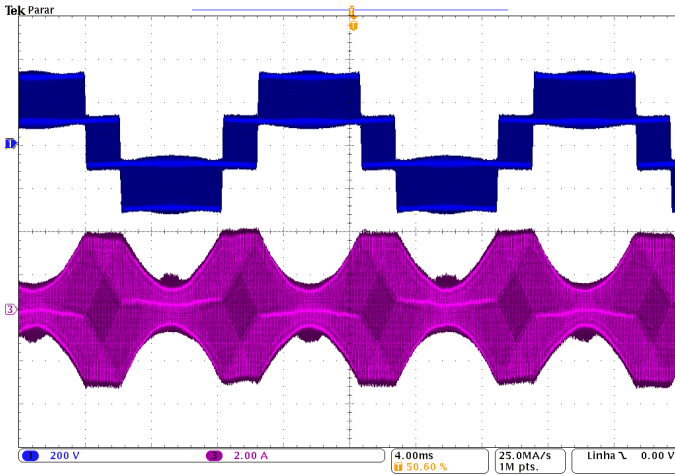


Figura 5.2 – Resultado experimental da tensão de fase do conversor (canal 1) e da corrente magnetizante do indutor acoplado (canal 3).

Outro ensaio realizado é apresentado na Figura 5.3, onde se visou verificar se as correntes nos ramos dos indutores acoplados estavam adequadamente defasadas em  $120^\circ$ . Observa-se nesta figura que as correntes magnetizantes possuem a defasagem, condizendo com o esperado.

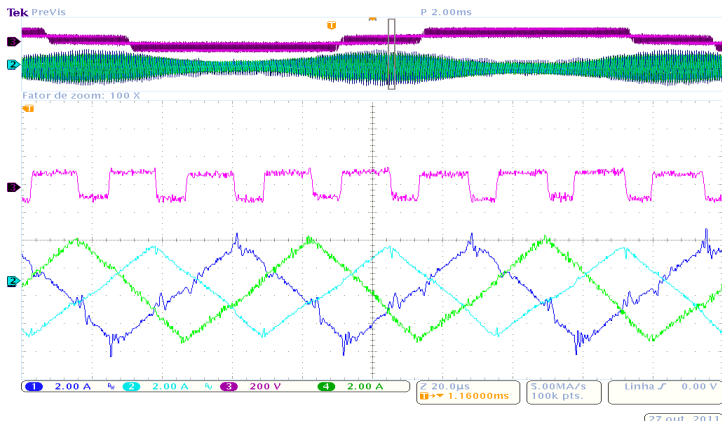


Figura 5.3 – Detalhe das três correntes magnetizantes de um indutor acoplado.

A Figura 5.4 apresenta o resultado de simulação da tensão sobre um dos ramos dos indutores acoplados ( $V_{L_a}$ ) e sua respectiva corrente magnetizante ( $I_{L_m}$ ), para o índice de modulação de 0,85.

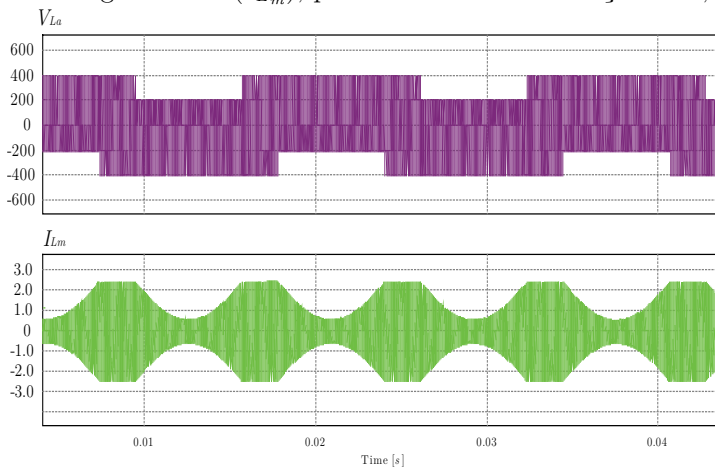


Figura 5.4 – Resultado de simulação da tensão sobre o indutor acoplado  $V_{L_a}$  e a corrente magnetizante  $I_{L_m}$ .

A Figura 5.5 apresenta o resultado experimental da tensão sobre um dos ramos dos indutores acoplado ( $V_{L_a}$ ) e sua respectiva corrente magnetizante ( $I_{L_m}$ ), para o índice de modulação de 0,85.



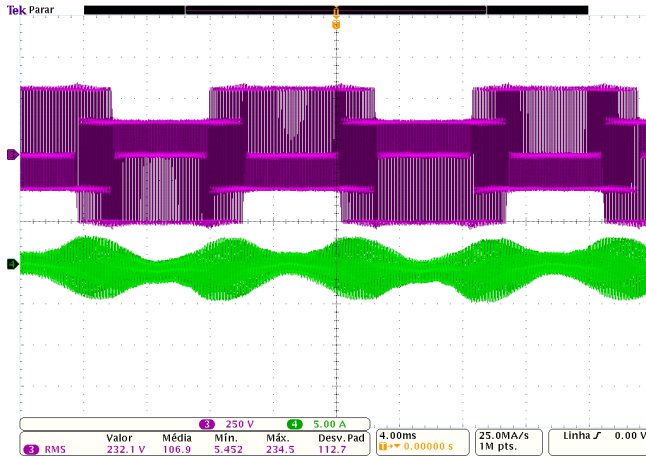


Figura 5.5 – Forma de onda experimental da tensão sobre um dos ramos do indutor acoplado  $V_{L_\alpha}$  e sua respectiva ondulação de corrente  $I_{L_m}$ .

A Figura 5.6 apresenta o detalhe da tensão sobre o ramo do indutor acoplado  $V_{L_\alpha}$  e da corrente magnetizante deste ramo.

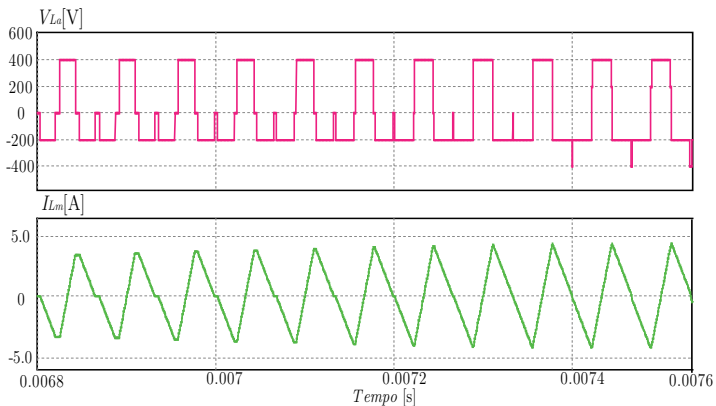


Figura 5.6 – Detalhe da tensão sobre o ramo do indutor acoplado e de sua respectiva corrente magnetizante (simulação).

A Figura 5.7 apresenta o resultado experimental do ensaio realizado na Figura 5.6.

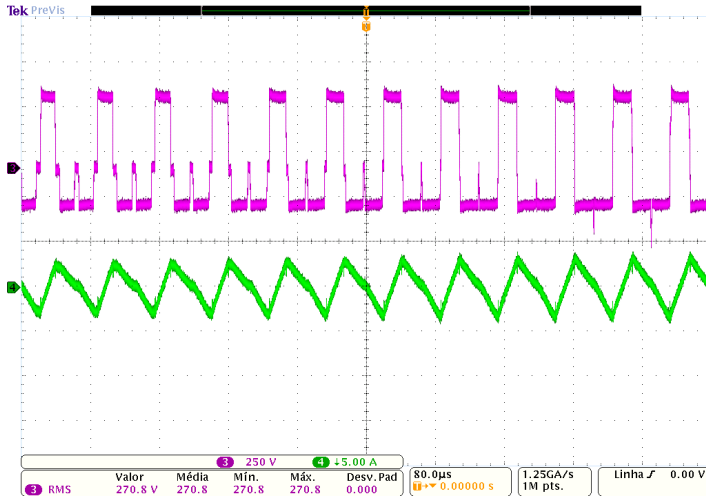


Figura 5.7 – Detalhe da tensão sobre o ramo do indutor acoplado e de sua respectiva corrente magnetizante (experimental).

A Figura 5.8 exibe o resultado experimental do inversor alimentando, em potência nominal, uma carga resistiva. São apresentadas as formas de onda da tensão de fase do conversor (canal 4), tensão de linha do conversor (canal 3) e as correntes de fase (canais 1 e 2). Durante este ensaio utilizou-se as indutâncias  $L_f$  em série com a carga.

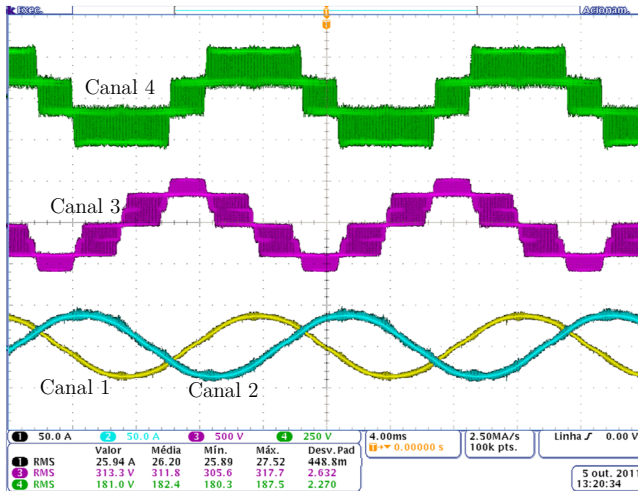


Figura 5.8 – Formas de onda do conversor em malha aberta alimentando uma carga resistiva: corrente de fase (canal 1 e 2); tensão de linha (canal 3); tensão de fase do conversor (canal 4).

### 5.3 Inicialização do sistema

Na Figura 5.9 é apresentada a simulação referente à inicialização do conversor. É exposto o comportamento da tensão do barramento  $V_{cc}$ , das correntes de fase  $I_A$ , e  $I_B$  e da tensão de fase do conversor  $V_{ao}$  durante o processo de inicialização, onde se empregou os procedimentos exibidos na seção 4.11.

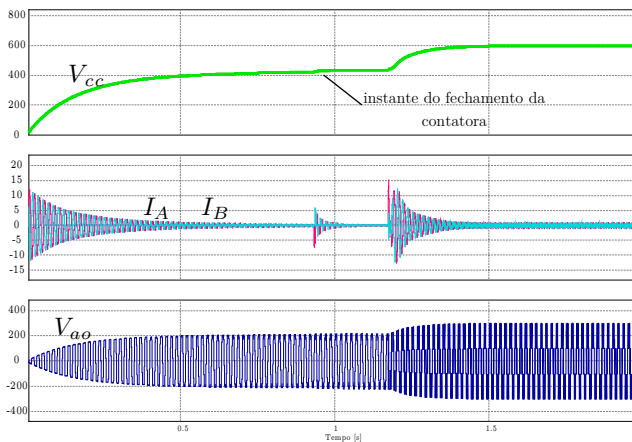


Figura 5.9 – Simulação do processo de inicialização.

Na Figura 5.10 é apresentado o resultado experimental do ensaio apresentado na Figura 5.9.

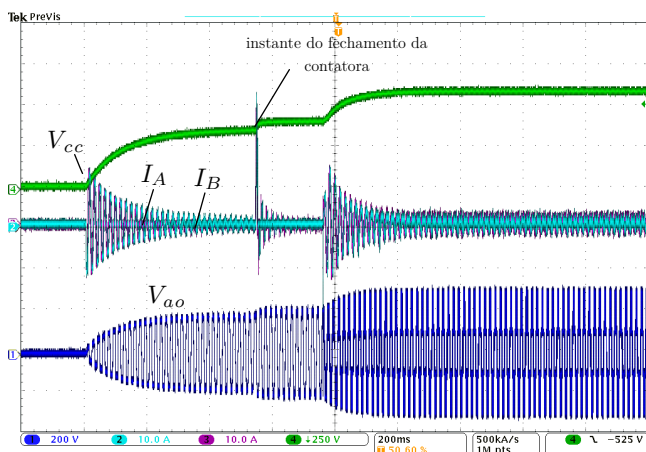


Figura 5.10 – Resultado experimental do processo de inicialização.

Na Figura 5.11 é apresentado em detalhes o momento em que o conversor inicia sua operação durante a inicialização, instante no qual são habilitadas as malhas de corrente e tensão.

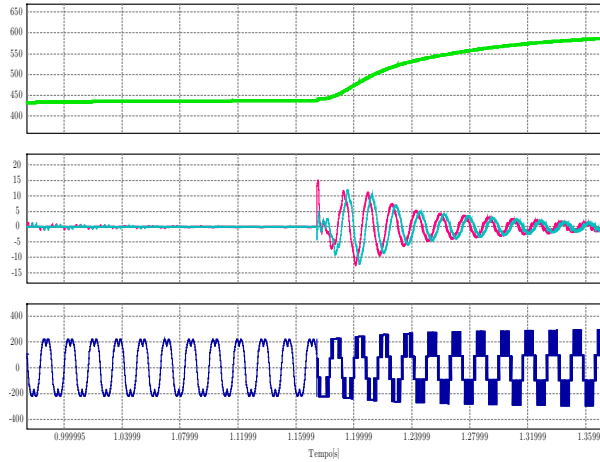


Figura 5.11 – Detalhe do processo de inicialização (simulação).

A título de comparação é apresentada na Figura 5.12 o mesmo detalhe da Figura 5.11.

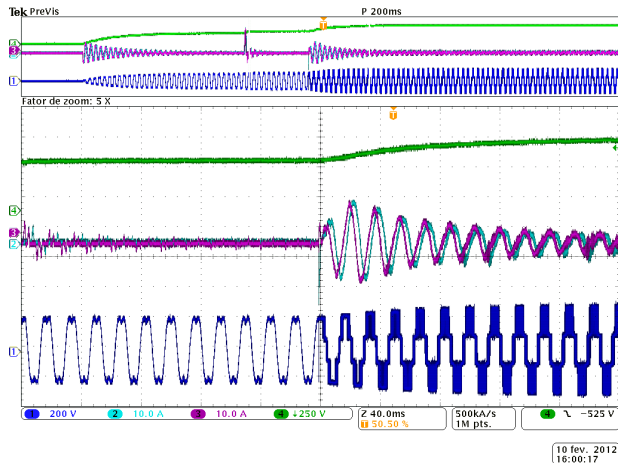


Figura 5.12 – Detalhe do processo de inicialização (experimental).

## 5.4 Operação em malha fechada

Após verificação do funcionamento satisfatório do conversor operando em malha aberta, os ensaios seguintes consistiram em avaliar o funcionamento do mesmo sob condições de malha fechada. Para isso, foram habilitadas as malhas de tensão e de corrente, e interligados o conversor à rede elétrica. Durante os ensaios foi mantida a corrente de quadratura nula.

Antes de interligá-lo ao estágio retificador, onde está contido o gerador, foram realizados ensaios do conversor injetando energia na rede elétrica com o sistema ilustrado na Figura 5.13. Este é constituído basicamente de uma fonte de tensão CC, com capacidade de fornecer tensão superior a 600 V, interligada ao barramento CC através de um resistor de potência. Quando a fonte  $E$  possuir tensão maior que a do barramento, o fluxo de potência se dará desta fonte para o conversor e, assim pode se criar o efeito de injeção de potência de uma unidade geradora. O fluxo de potência pode ser controlado variando-se a fonte  $E$  ou por meio das resistências de potência. A fonte  $E$  foi confeccionada a partir do emprego de um autotransformador conectado a um retificador com saída capacitiva.

Deve ficar claro que a planta de tensão submetida a essa configuração difere das apresentadas no capítulo 3, contudo pode-se mostrar que este sistema é estável para o projeto utilizando a planta empregada na equação (4.83).

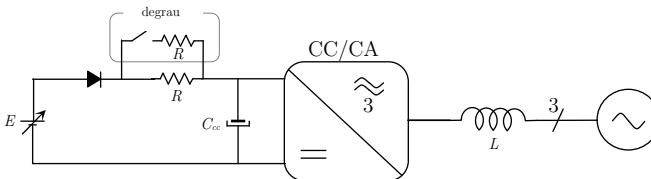


Figura 5.13 – Sistema empregado nos ensaios para injeção de potência à rede elétrica.

A Figura 5.14 apresenta os resultados experimentais utilizando o sistema da Figura 5.13, onde são exibidas em condições nominais as corrente de fase  $I_A$ ,  $I_B$  e  $I_C$  e a tensão do barramento  $V_{cc}$ . Pode-se observar que o conversor consegue injetar no transformador de baixa frequência correntes com formato senoidal, de acordo com o esperado.

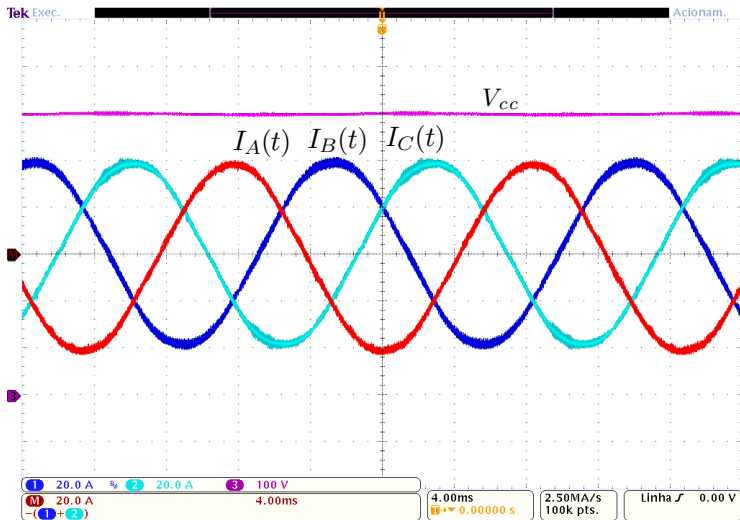


Figura 5.14 – Formas de onda das corrente de fase (canal 1,2 e M) e da tensão do barramento (canal 3).

Na Figura 5.15 é exibida a corrente de uma das fases e sua respectiva tensão na rede. Foi invertida a fase da corrente para mostrar que ambos estão em fase.

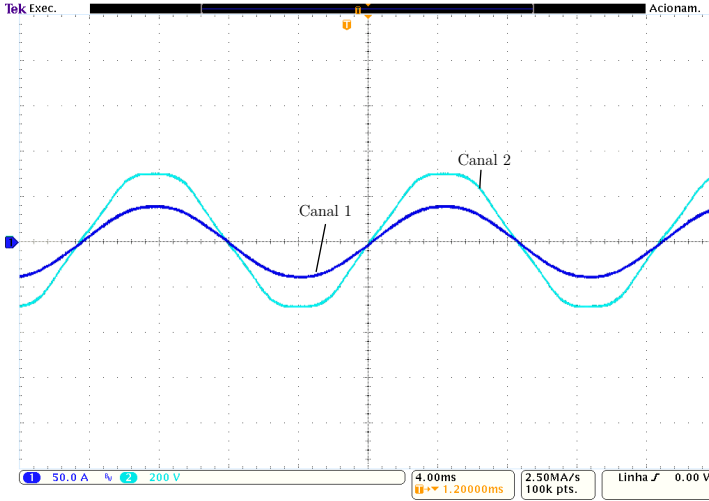


Figura 5.15 – Corrente (canal 1) e tensão de fase (canal 2) na rede elétrica.

Na Figura 5.16 é mostrada a tensão de linha dos terminais do conversor, tensão de linha da rede elétrica e corrente de fase. Pode-se observa neste ensaio que a tensão de linha do conversor possui os sete níveis esperados da análise teórica.

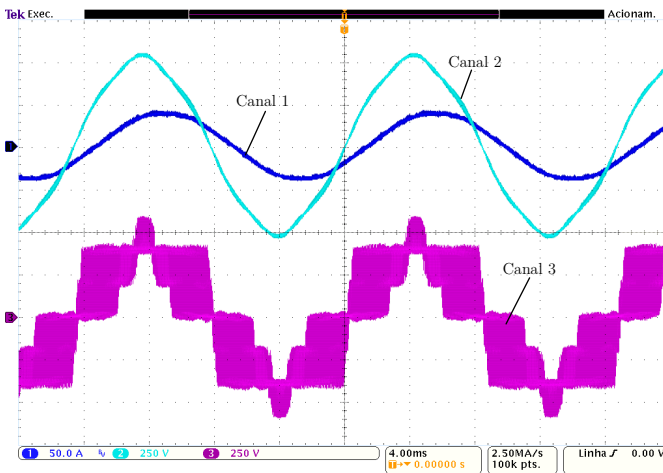


Figura 5.16 – Corrente de fase (canal 1); tensão de linha da rede elétrica (canal 2); tensão de linha do conversor (canal 3).



Com o intuito de verificar se há divisão igualitária das correntes de sobre os ramos dos indutores acoplados, realizaram-se medições em suas três ramificações. Os resultados estão apresentados na Figura 5.17, onde se observa o bom equilíbrio das três correntes sobre o indutor acoplado confeccionado.

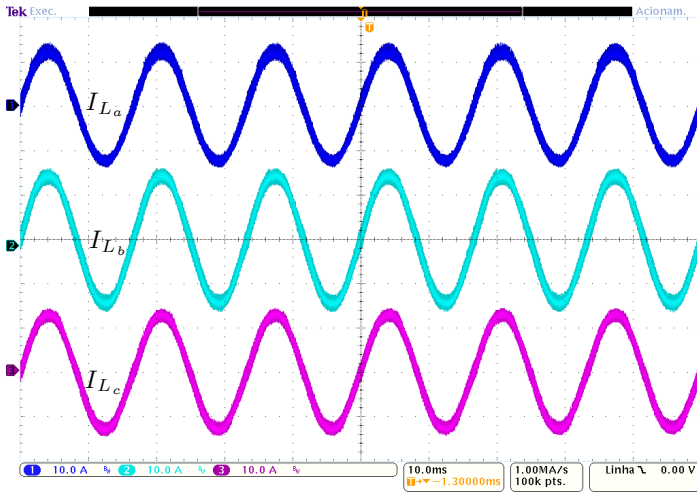


Figura 5.17 – Corrente sobre os ramos do indutor acoplado.

Na Figura 5.18 é mostrado o comportamento da tensão sobre o indutor  $L_f$ , as correntes de fase  $I_A$  e  $I_B$  e a tensão de fase do conversor  $V_{ao}$ . O ensaio foi realização quando o conversor operava a vazio, ou seja, não havia injeção de potência no barramento.

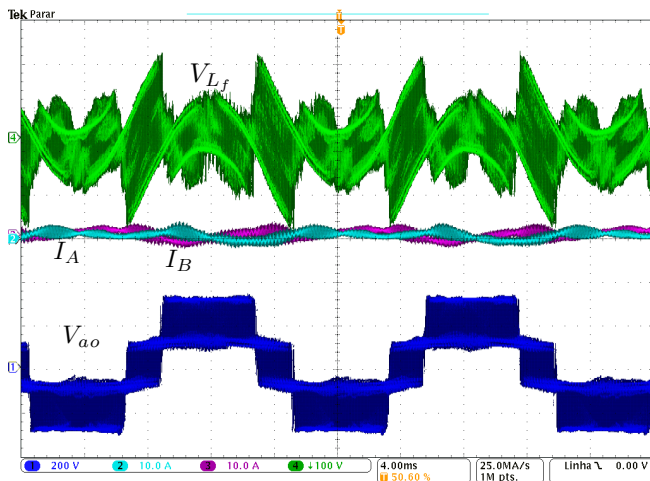


Figura 5.18 – Resultado experimental apresentando a tensão sobre o indutor  $L_f$ ; correntes de fase  $I_A$  e  $I_B$ ; tensão de fase do conversor.

Outro ensaio que foi realizado consistiu em aplicar um degrau de carga de 50% para 100% no sistema da Figura 5.13. A Figura 5.19 apresenta o resultado de simulação do comportamento das correntes de fase diante do degrau de carga.

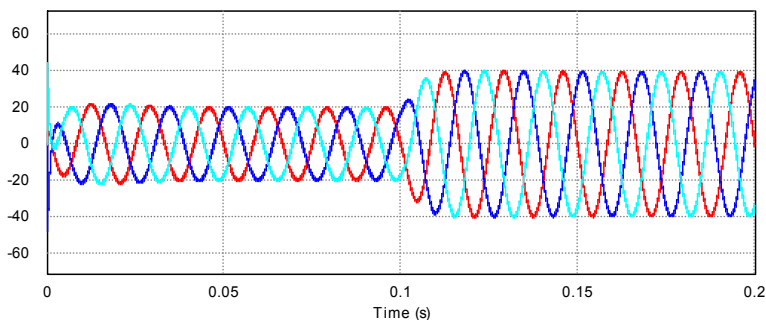


Figura 5.19 – Corrente do conversor diante de um degrau de 50% para 100% de potência (simulado).

A Figura 5.20 apresenta o resultado experimental do mesmo ensaio da Figura 5.19.

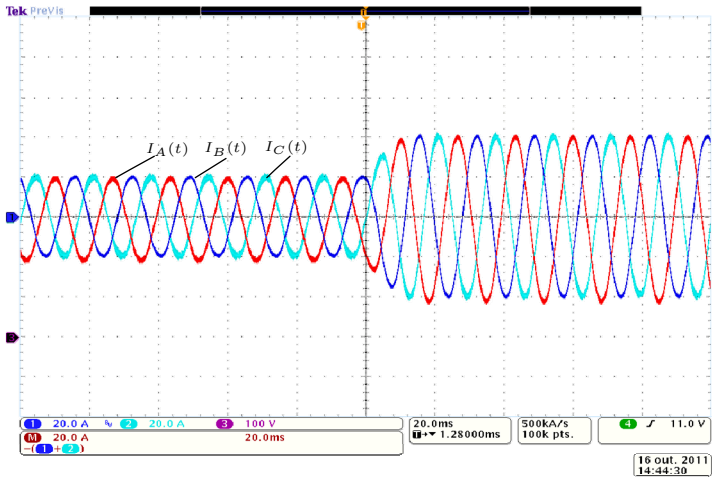


Figura 5.20 – Resultando experimental das corrente do conversor diante de um degrau de potência de 50% para 100%.

## 5.5 Taxa de distorção harmônica

Foram realizados ensaios para avaliar o comportamento da taxa de distorção das correntes  $THD$ , onde tal resultado está apresentado na Figura 5.21. Registrou-se a menor taxa de 2.78 % para corrente de 23.5 A. A equação (4.90) apresenta a definição de  $THD$  empregada nesse ensaio, onde  $I_1$  representa a amplitude da componente fundamental da corrente e,  $I_{ef}$  o valor eficaz da corrente.

$$THD = \frac{\sqrt{I_{ef}^2 - I_1^2}}{I_1} \quad (4.90)$$

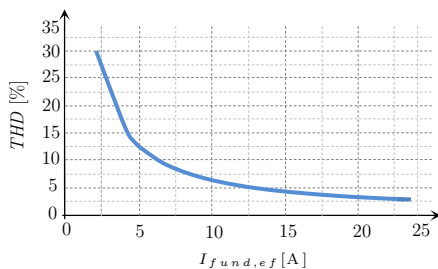


Figura 5.21 – Comportamento da taxa de distorção harmônica em função da amplitude da corrente eficaz.

A Figura 5.22 apresenta a comparação das harmônicas obtidas experimentalmente com os limites impostos pela norma IEEE 1457.

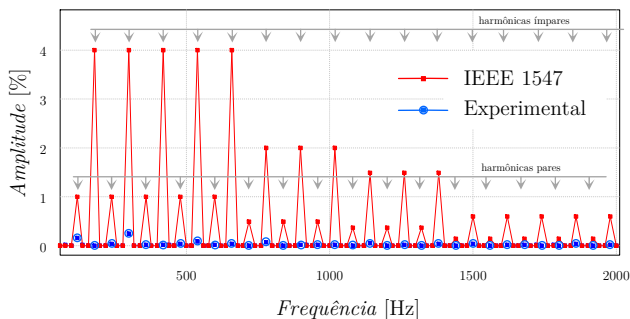


Figura 5.22 – Comparação dos harmônicos de correntes com a norma IEEE 1457.

## 5.6 Conversor conectado à unidade geradora

Após a verificação do funcionamento satisfatório do sistema da Figura 5.13, acrescentou-se ao sistema a unidade geradora, tal como ilustra a Figura 5.23. A geração foi fornecida por um gerador elétrico a imã permanente. Como máquina primária utilizou-se um motor elétrico controlado por um inversor de frequência, de forma a permitir emular variações na velocidade, por consequência na potência transferida, muito próximo a um gerador eólico.

O gerador elétrico foi conectado a uma ponte retificadora com saída capacitiva. A este capacitor foi conectado a um conversor CC-CC (*boost*) com controle da corrente de entrada, de maneira a se comportar como uma fonte de potência para transitórios.

O objetivo deste ensaio foi verificar se o conversor bidirecional CC-CA é capaz de operar diante deste novo conjunto.

Por meio da Figura 5.24 pode-se observar que o conversor consegue processar em suas saídas (lado AC) correntes senoidais com a inserção do novo sistema gerador, validando assim a teoria apresentada.

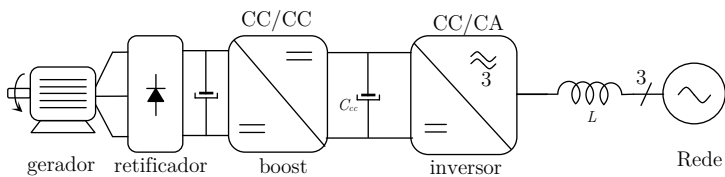


Figura 5.23 – Sistema com a ligação do estágio gerador.



Figura 5.24 – Formas de onda da tensão de fase do conversor e das correntes de fase diante da injeção de energia da unidade geradora

# Capítulo 6

*“Todos estamos matriculados na escola da vida, onde o mestre é o tempo”.*

Cora Coralina

## Considerações finais

### 6.1 Conclusão geral

Este trabalho apresentou o estudo, projeto e implementação de um inversor trifásico, utilizando célula de comutação de múltiplos estados, para conexão de um sistema eólico à rede elétrica.

As motivações para escolha do tema residiram na grande demanda do setor eólico por conversores estáticos de potência que consigam operar com altas correntes. Além disso, os constantes e crescentes investimentos em energia renovável no Brasil estão abrindo a possibilidade para novas propostas tecnológicas, tanto acadêmicas como industriais.

A breve revisão bibliográfica revelou a lacuna que existe em dispositivos estáticos para operações com grandes potências, onde os conversores empregados atualmente apresentam elevado volume em elementos magnéticos.

Através da topologia proposta pela referência [2], mostrou-se que, além da divisão do processamento de energia, é possível a redução dos dispositivos magnéticos, com o artifício de empregar indutores acoplados ao invés de indutores individuais. Como consequência, tem-se a multiplicação da frequência aparente que os indutores de interligação ( $L_f$ ) ficam submetidos, culminando na redução do seu volume. Um dos atributos do conversor em questão é também a presença de tensões multiníveis em sua saída (lado AC), o que propicia a redução do conteúdo harmônico das correntes injetadas na rede elétrica.

Um das contribuições deste trabalho foram o estudo e projeto da topologia proposta por [2], aplicada à conexão com a rede. A partir da metodologia apresentada, obtiveram-se expressões matemáticas que se tornaram úteis para o projeto e dimensionamento do conversor.

Por meio da estratégia de controle baseada no sistema de referências síncronas, foi possível controlar as correntes e a tensão do barramento de forma simples e satisfatória. Por intermédio dos modelos de planta obtidos e dos demais elementos, tais como ganhos e atrasos de transporte, permitiu-se a construção de funções de transferência que possibilitaram o projeto dos controladores.

Os modelos, assim com os diagramas de blocos, foram validados por meio de comparação com o recurso do simulador Psim<sup>®</sup>. A planta de tensão foi modelada visando duas situações, como a conexão de uma fonte de corrente no barramento e para condição onde conectado ao barramento se tenha um conversor com características de fonte de potência.

Para o projeto do sistema foi apresentado uma metodologia que visou o dimensionamento dos elementos que o constituem, de forma que se puderam quantificar os circuitos de sensoriamento, valor de indutâncias, capacitâncias e perdas.



Através da construção de um protótipo de 14 kVA, foi possível validar todos os conceitos teóricos apresentados. Foram realizados ensaios tanto em malha aberta quanto em malha fechada, além de simulações numéricas, para comprovar o funcionamento satisfatório do conversor.

Foram empregados dois tipos de unidade geradora (estágio de retificação), como injeção através de uma fonte de tensão, e gerador elétrico a imã permanente. As formas de onda obtidas, assim como os resultados do ensaio de THD, demonstram que a topologia apresenta diversos atributos, tornando-a uma grande promessa para aplicações que demandem elevadas correntes, tal como ocorre nos sistemas eólicos atuais.

## 6.2 Sugestão para trabalhos futuros

Os objetivos deste trabalho visaram à validação dos conceitos apresentados durante os capítulos iniciais. Não foi visado em momento algum à otimização do projeto. Diante disto, pode-se propor uma otimização dos elementos que compõem o sistema, tal como magnéticos, frequência de comutação e perdas.

Outro estudo interessante seria a abordagem de novas técnicas de modulação, visando o aproveitamento do barramento CC, THD das tensões, redução das densidades de fluxo nos indutores acoplados, etc.

Este trabalho também abre a possibilidade do estudo de conversores com um número maior de perna por fase, até mesmo uma generalização das expressões apresentadas neste documento. Pode-se a partir de topologias existentes, com o emprego do acoplamento magnético, propor novas estruturas que assim como a apresentada neste trabalho, visem o seu uso em grandes potências. Igualmente, pode-se sugerir a avaliação destas topologias no estágio retificador, ou até mesmo em configurações do tipo *back-to-back*.



## Referências Bibliográficas

- [1] L. A. Serpa, "*Current Control Strategies for Multilevel Grid Connected Inverters*," Doctor of Sciences, Swiss Federal Institute of Technology Zurich, ZURICH, 2007.
- [2] R. Hausmann, "*Conversores CC-CA Multiníveis com Célula de Acoplamento Indutivo*," Tese de Doutorado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2011.
- [3] I. W. Jaskulski, *et al.*, "*Multi-Leg Voltage Source Converter for Grid Connected Wind Turbines*," in *Clean Electrical Power, 2007. ICCEP '07. International Conference on*, 2007, pp. 229-235.
- [4] G. Ramón Fiestas, "*Analysis of the regulatory framework for wind power generation in Brazil - Summary Report*," 2011.
- [5] GWEC. (2010, Novembro de 2011). *Brazil - Total Installed Capacity*. Available: <http://www.gwec.net/index.php?id=118&L=0>
- [6] ABEEOLICA. (2011, Novembro de 2011). *Eólica têm R\$ 25 bi em investimentos*. Available: <http://www.abeeolica.org.br/site/zpublisher/materias/Noticias.asp?id=19671>
- [7] F. B. a. Z. Chen, *Power Electronics for Modern Wind Turbines*, Primeira edição ed. United States of America, 2006.

- [8] R. P. T. Bascopé and A. J. Perin, *O transistor IGBT aplicado em eletrônica de potência*, Sagra Luzzatto ed. Porto Alegre, 1997.
- [9] T. Fen, et al., "Parallel interleaved grid-connected converters in MW-level wind power generation," in *Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International*, 2009, pp. 789-796.
- [10] Z. Ye, et al., "Modeling and control of zero-sequence current in parallel multi-phase converters," in *Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual*, 2000, pp. 680-685 vol.2.
- [11] F. B. Grigoletto and H. Pinheiro. (2010) *Estratégia de Modulação Híbrida para Conversores com Pernas em Paralelo. Eletrônica de Potência*. 56-67.
- [12] I. W. Jaskulski, et al., "A Comparison of High Power Multi-Leg Voltage Fed Converters Modulated by Space Vector and Geometric Approach," in *Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2007 IEEE*, 2007, pp. 1982-1987.
- [13] "IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources With Electric Power Systems," *IEEE Std 1547-2003*, pp. 0\_1-16, 2003.
- [14] M. C. Maccarini, "Inversor Monofásico Sincronizado para a Conexão de um Gerador Eólico à Rede Elétrica: Estudo, Projeto e Implementação," Dissertação de Mestrado, Programa de pós-graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2009.
- [15] P. In Gyu and K. Seon Ik, "Modeling and analysis of multi-interphase transformers for connecting power converters in

- parallel," in Power Electronics Specialists Conference, 1997. PESC '97 Record., 28th Annual IEEE, 1997, pp. 1164-1170 vol.2.*
- [16] D. Firm, *et al.* (2004, *applications and equivalent models for coupled inductor parallel interleaved converter. Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC 2004).*
- [17] R. Hausmann and I. Barbi, "*Three-phase multilevel bidirectional DC-AC converter using three-phase coupled inductors,*" in *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE, 2009, pp. 2160-2167.*
- [18] M. S. Ortman, *et al.*, "*Concepts for high efficiency single-phase three-level PWM rectifiers,*" in *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE, 2009, pp. 3768-3775.*
- [19] B. C. Franca. (2010). *Design and Optimization of InterCell Transformers for Parallel MultiCell Converters.*
- [20] G. Schrom, *et al.*, "*Multiphase transformers for a multiphase dc-dc converter,*" Estados Unidos Patent, 2009.
- [21] W. Wu, *et al.*, "*Multi-Phase Buck Converter With a Plurality of Coupled Inductor,*" Estados Unidos Patent, 2009.
- [22] B. Oraw and R. Ayyanar, "*Stability of multi-winding coupled inductors in buck converters,*" in *Telecommunications Energy Conference, 2008. INTELEC 2008. IEEE 30th International, 2008, pp. 1-6.*
- [23] M. T. Peraça, "*Conversores Utilizando Células de Comutação de Quatro Estados,*" Doutor, Departamento de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008.

- [24] A. V. d. Bossche and V. C. Valchev, *Inductors and Transformers of Power Electronics*, 2005.
- [25] M. K. Kazimierczuk, *High-Frequency Magnetic Components*, first ed. Ohio, USA, 2009.
- [26] N. Mondragon-Escamilla, *et al.*, "Design and Construction of a Three-Phase Transformer for a 1 kW Multi-level Converter," in *Electrical, Communications, and Computers, 2009. CONIELECOMP 2009. International Conference on*, 2009, pp. 74-78.
- [27] A. F. Witulski, "Modeling and design of transformers and coupled inductors," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1993. APEC '93. Conference Proceedings 1993., Eighth Annual*, 1993, pp. 589-595.
- [28] C. W. T. McLyman, *Transformer and Inductors Design Handbook*, Third Edition ed. Idyllwild, California, U.S.A, 2004.
- [29] I. Barbi, *Projeto de Fontes Chaveadas*, 2° ed. Florianópolis-SC, Brazil, 2007.
- [30] M. F. Schonardie and D. C. Martins, "Application of the  $dq0$  transformation in the three-phase grid-connected PV systems with active and reactive power control," in *Sustainable Energy Technologies, 2008. ICSET 2008. IEEE International Conference on*, 2008, pp. 18-23.
- [31] D. Boroyevich, "Modeling and Control of Three-Phase PWM Converters," in *The 2nd IEEE International Power & Energy Conference*, Johor Bahru, MALAYSIA, 2008.
- [32] D. Borgonovo, "Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos Empregando a Transformação de Park," Dissertação de Mestrado, Departamento de Pós-Graduação

- em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2001.
- [33] M. S. Ortmann, "*Filtro Ativo Trifásico com Controle Vetorial Utilizando DSP: Projeto e implementação,*" Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2008.
- [34] D. A. F. Collier, "*Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos Conectados a Geradores a Ímãs Permanentes em Sistemas de Conversão de Energia Eólica,*" Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2011.
- [35] L. G. B. Rolim, *et al.*, "*Analysis and Software Implementation of a Robust Synchronizing PLL Circuit Based on the pq Theory,*" *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 1919-1926, 2006.
- [36] E. M. Sasso, *et al.*, "*Investigação dos Modelos de Sincronismo Trifásicos Baseados na Teoria das Potências Real e Imaginária Instantâneas (p-PLL e q-PLL),*" presented at the Congresso Brasileiro de Automática (CBA), Natal, Brasil, 2002.
- [37] M. S. d. Pádua, "*Técnicas Digitais para Sincronização com a Rede elétrica, Com aplicação em Geração Distribuída,*" Dissertação de mestrado, Departamento de Sistemas e Controle de Energia, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, SP- Brasil, 2006.
- [38] H. Akagi, *et al.*, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*, 2007.

- [39] P. Fang Zheng and L. Jih-Sheng, "*Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems*," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 45, pp. 293-297, 1996.
- [40] S. Buso and P. Mattavelli, *Digital Control in Power Electronics*, 2006.
- [41] Epcos, "*Aluminum Electrolytic Capacitors*," C. Center, Ed. Print in Germany, 2008.
- [42] I. Barbi, *Projetos de fontes chaveadas*, 2° edição ed. Florianópolis, 2007.
- [43] A. J. Batista, "*Modelagem e Otimização do Projeto de Componentes Magnéticos Utilizados em Conversores Estáticos de Alta Frequência*," Tese de Doutorado, Programa de pós-graduação em engenharia elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 1998.
- [44] U. DROFENIK and J. W. KOLA, "*A General Scheme for Calculating Switching- and Conduction-Losses of Power Semiconductors in Numerical Circuit Simulations of Power Electronic Systems*" presented at the in International Power Electronics Conf. (IPEC'05), Niigata, Japan, 2005.
- [45] M. S. Ortmann, "*Retificadores Multiníveis PWM com Célula de Comutação de Múltiplos Estados*," Exame de Qualificação de Doutorado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2011.
- [46] IXYS, "*IGBT Module MII 100-12 A3*," Datasheet, Ed., 2000.
- [47] T. Instruments. (2011, Outubro 2011). *TMS320F28335 - Datasheet*. Available:  
<http://www.ti.com/product/tms320f28335>

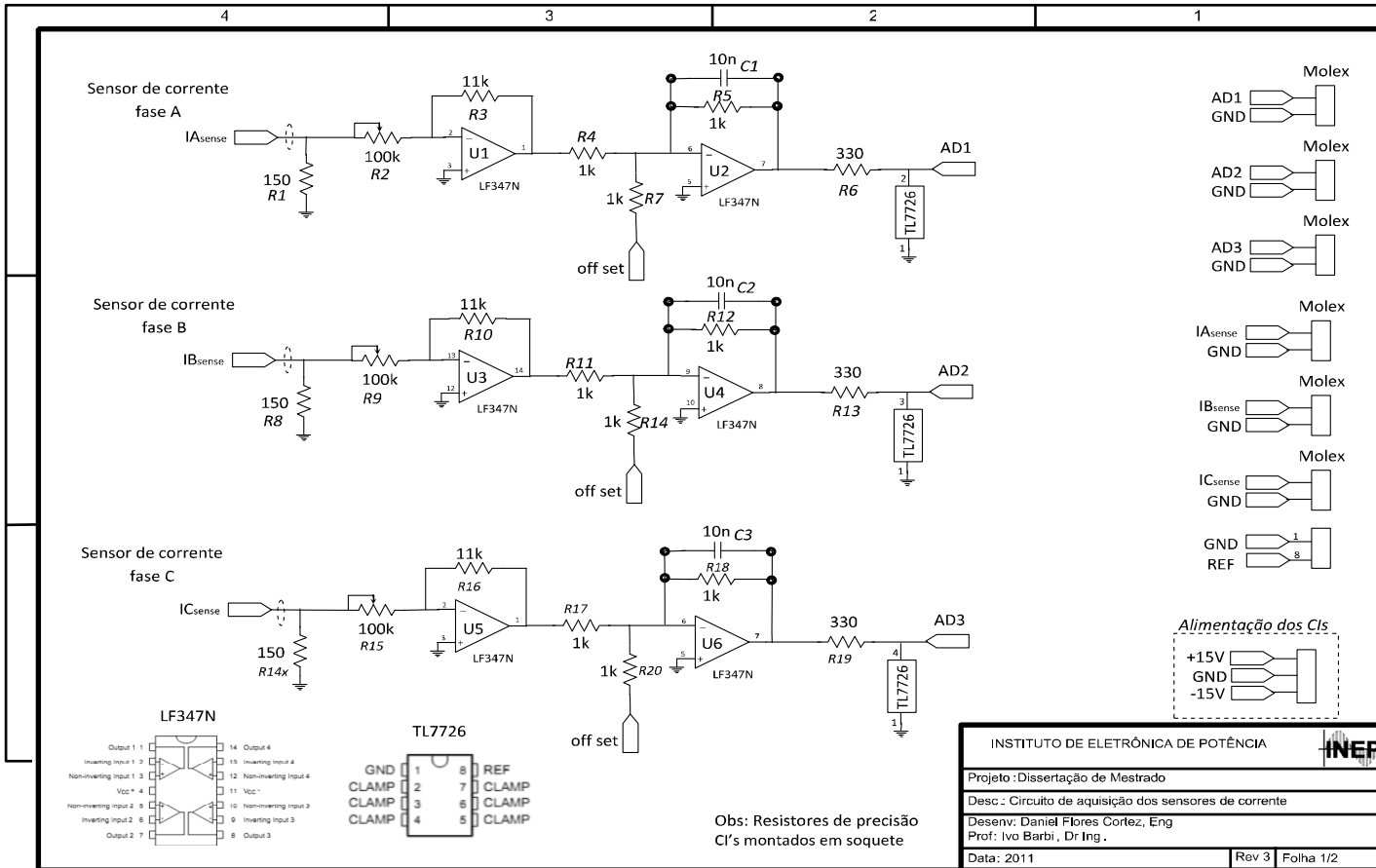


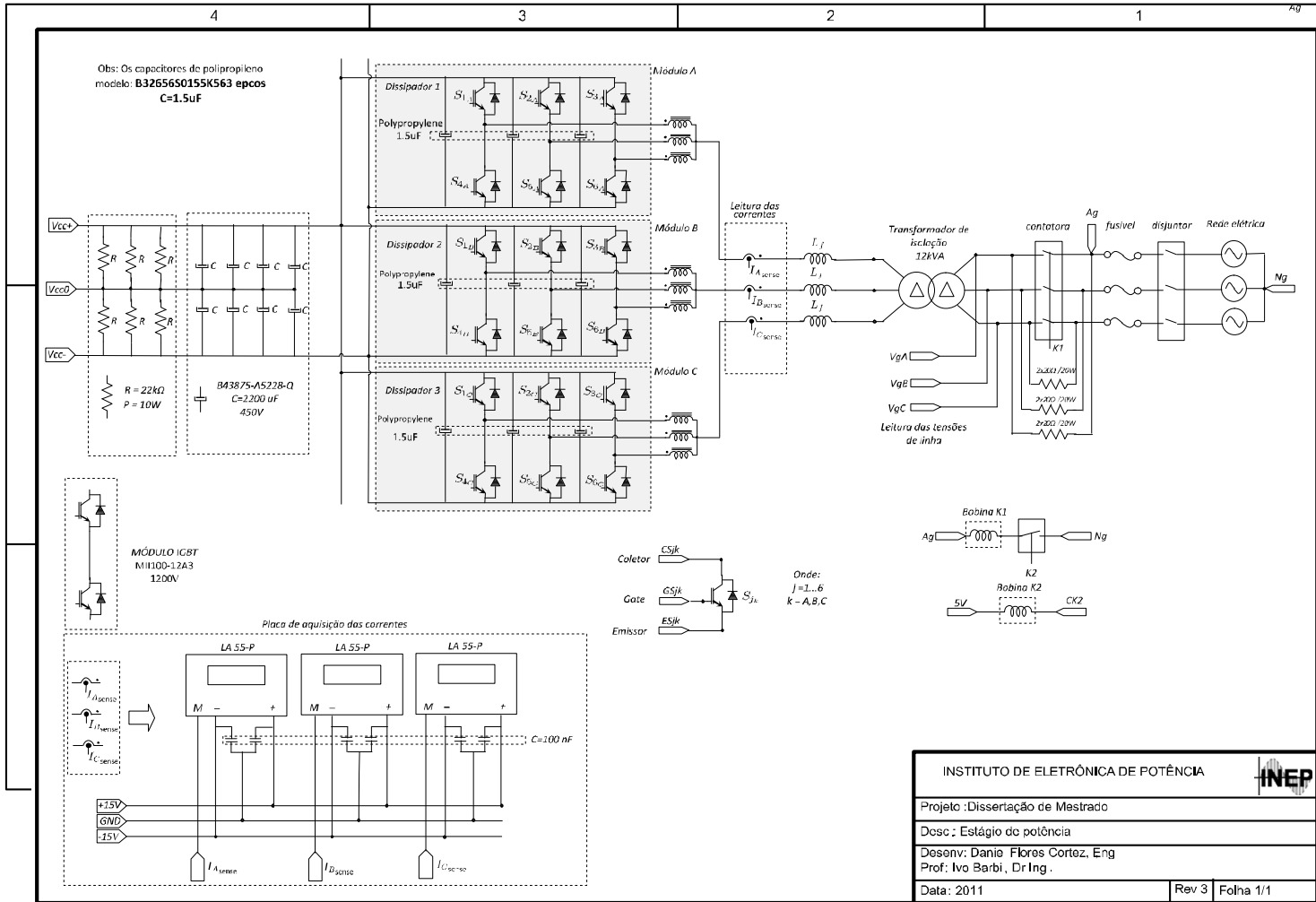
- [48] T. Instruments, "*TMS320x2833x, 2823x Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM) Module - Revisad July 2009,*" Literature Number: SPRUG04A, 2009.
- [49] T. Instruments, "*TMS320x2833x Analog-to-Digital Converter (ADC) Module - Reference Guide,*" 2007.
- [50] F. Golnaraghi and B. C. Kuo, *Automatic Contro Systems*, 9<sup>o</sup> edição ed.: Jonh Wiley & Sons, Inc, 2010.



## Apêndices

## 8.1 Diagramas esquemáticos do protótipo





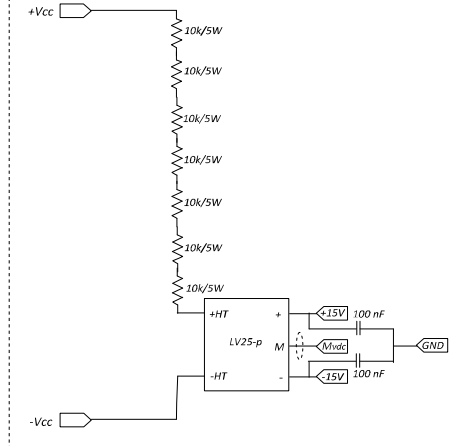
4

3

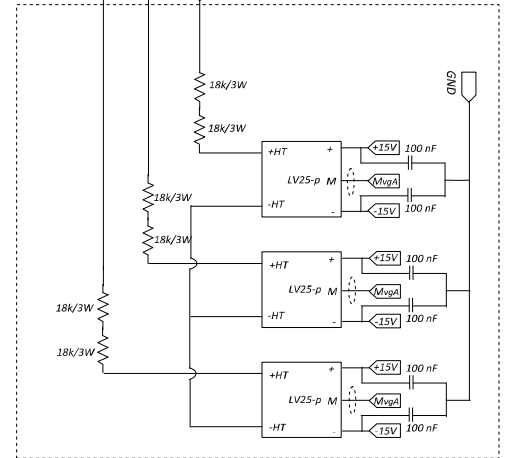
2

1

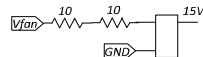
Placa do sensor de tensão do barramento



VgA  
VgB  
VgC



Placa do sensor das tensões de linha



INSTITUTO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA



Projeto :Dissertação de Mestrado

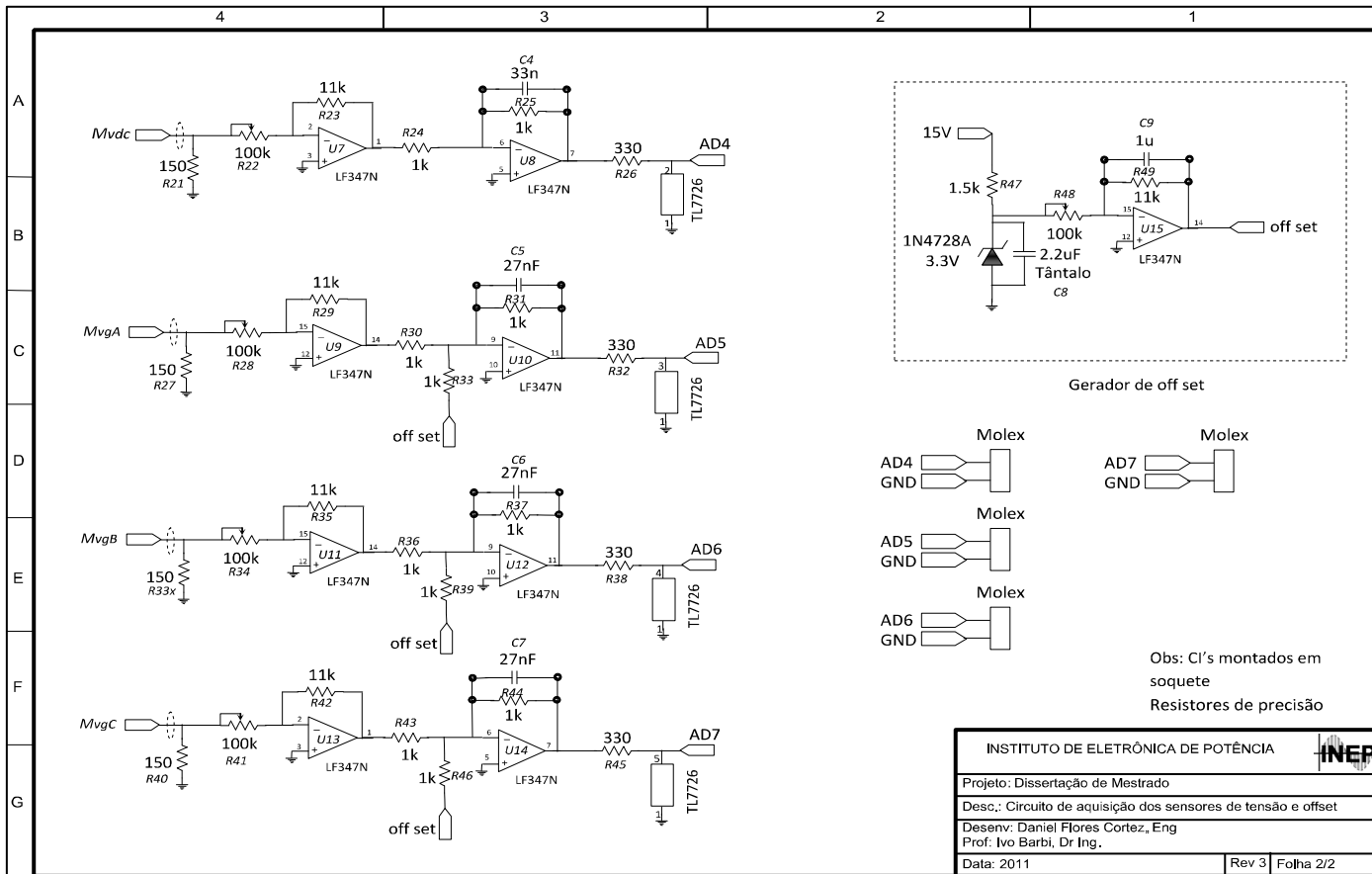
Desc : Leitura das tensões

Desenv: Daniel Flores Cortez, Eng

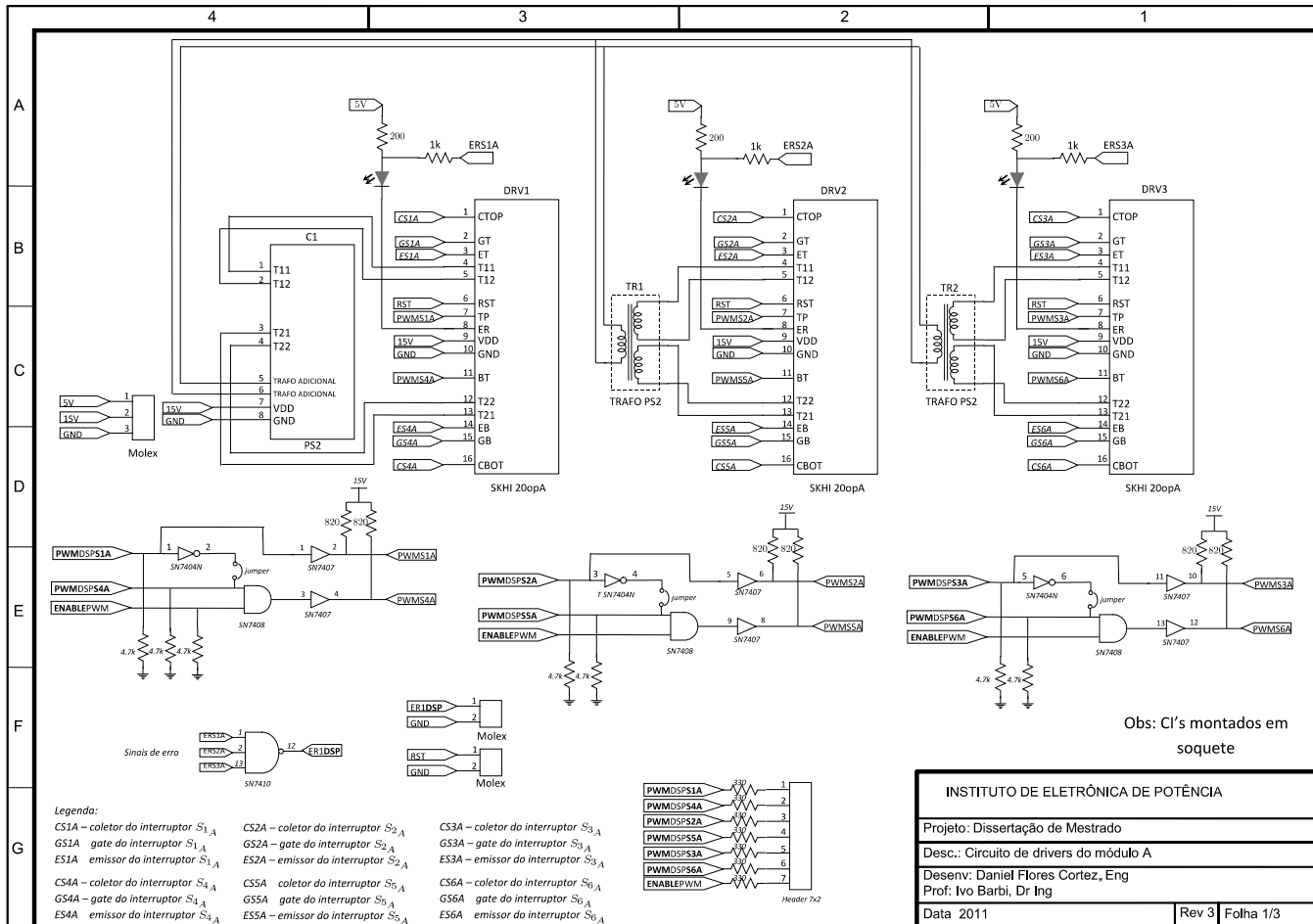
Prof: Ivo Barbi, Dr Ing.

Data : 2011

Rev 3 Folha 1/1







4

3

2

1

A

B

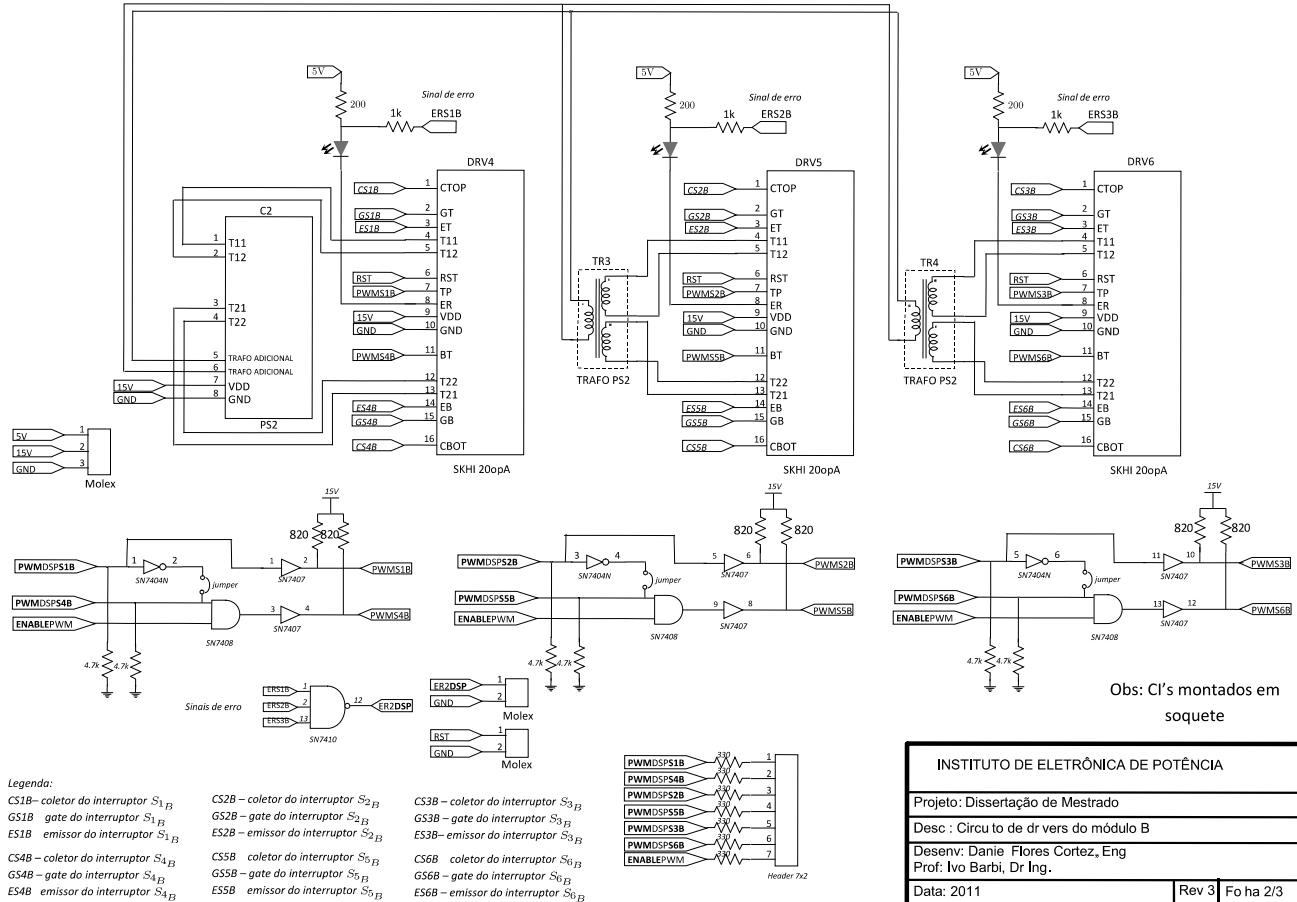
C

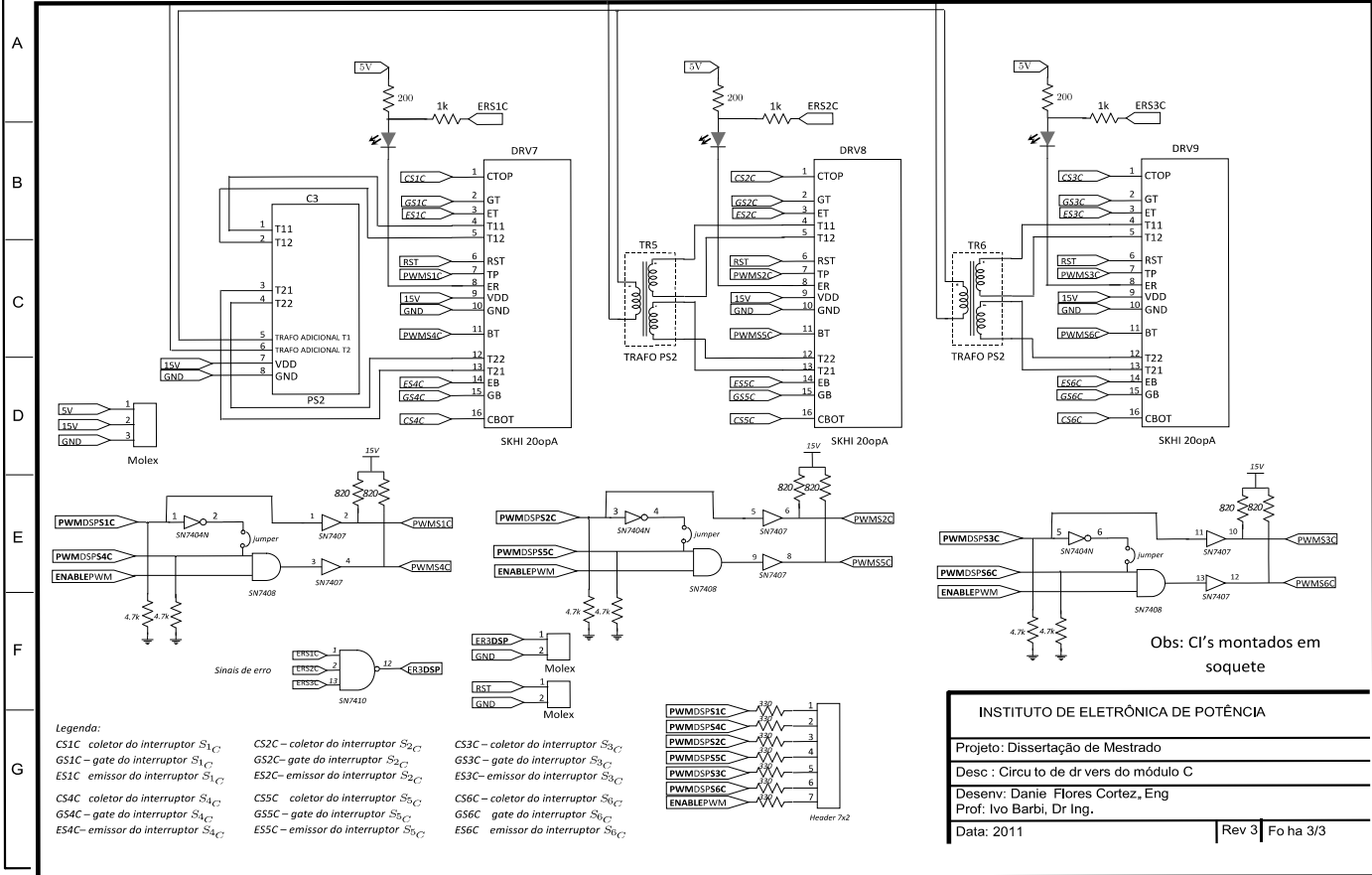
D

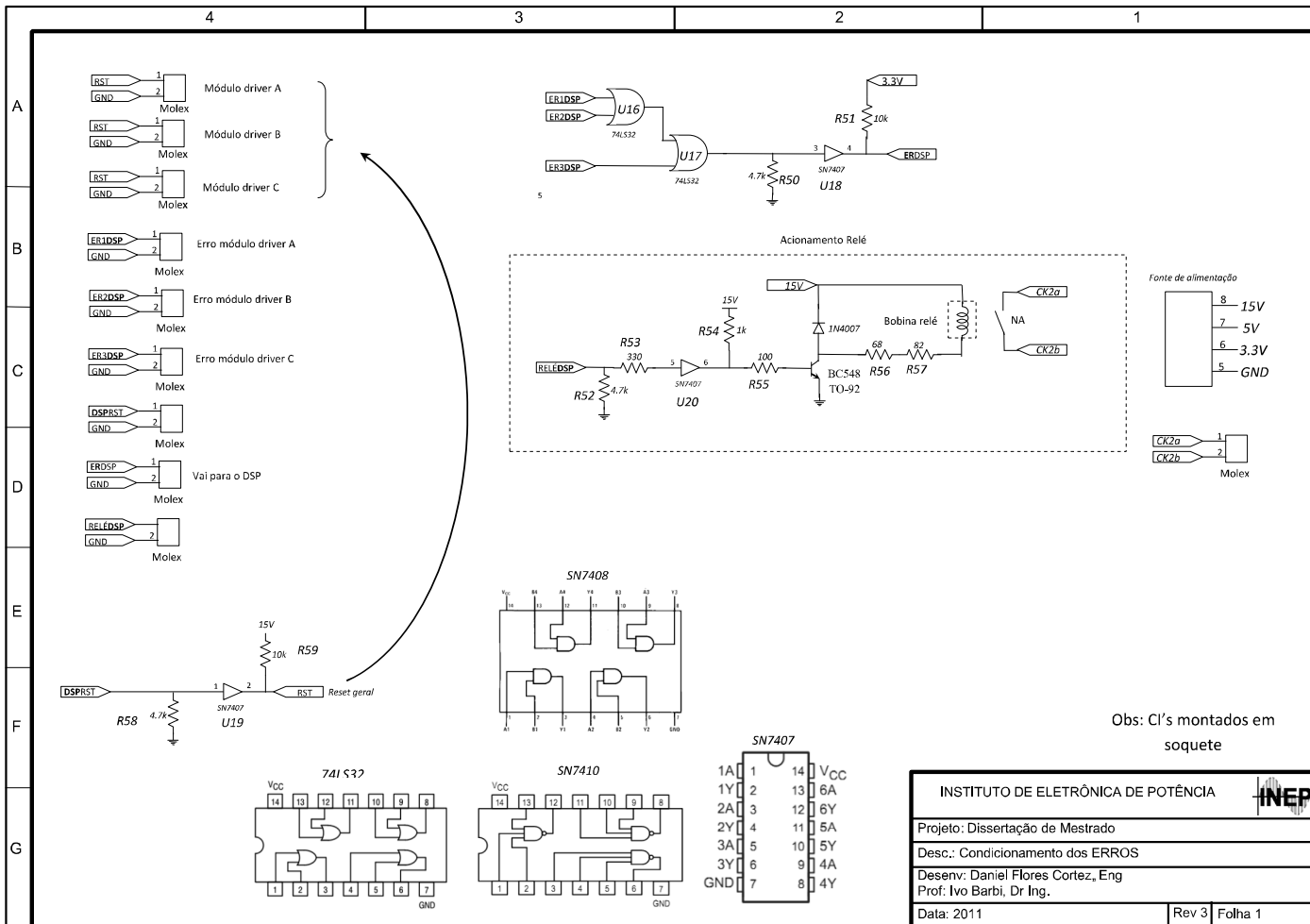
E

F

G







A

B

C

D

E

F

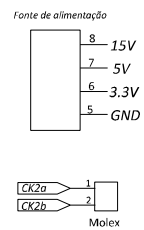
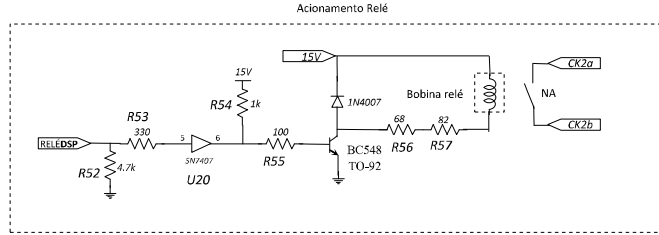
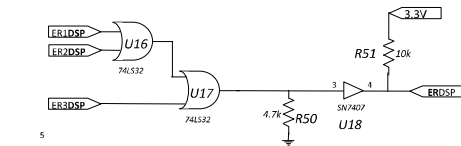
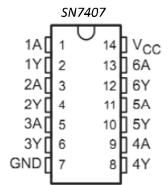
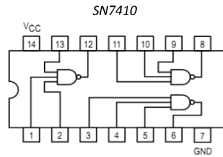
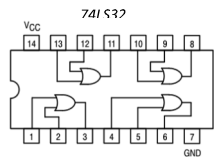
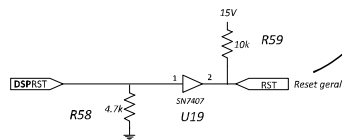
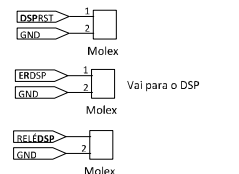
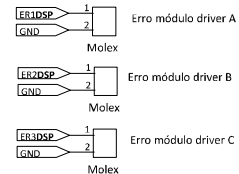
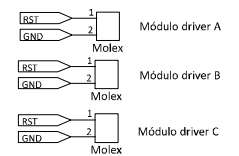
G

4

3

2

1

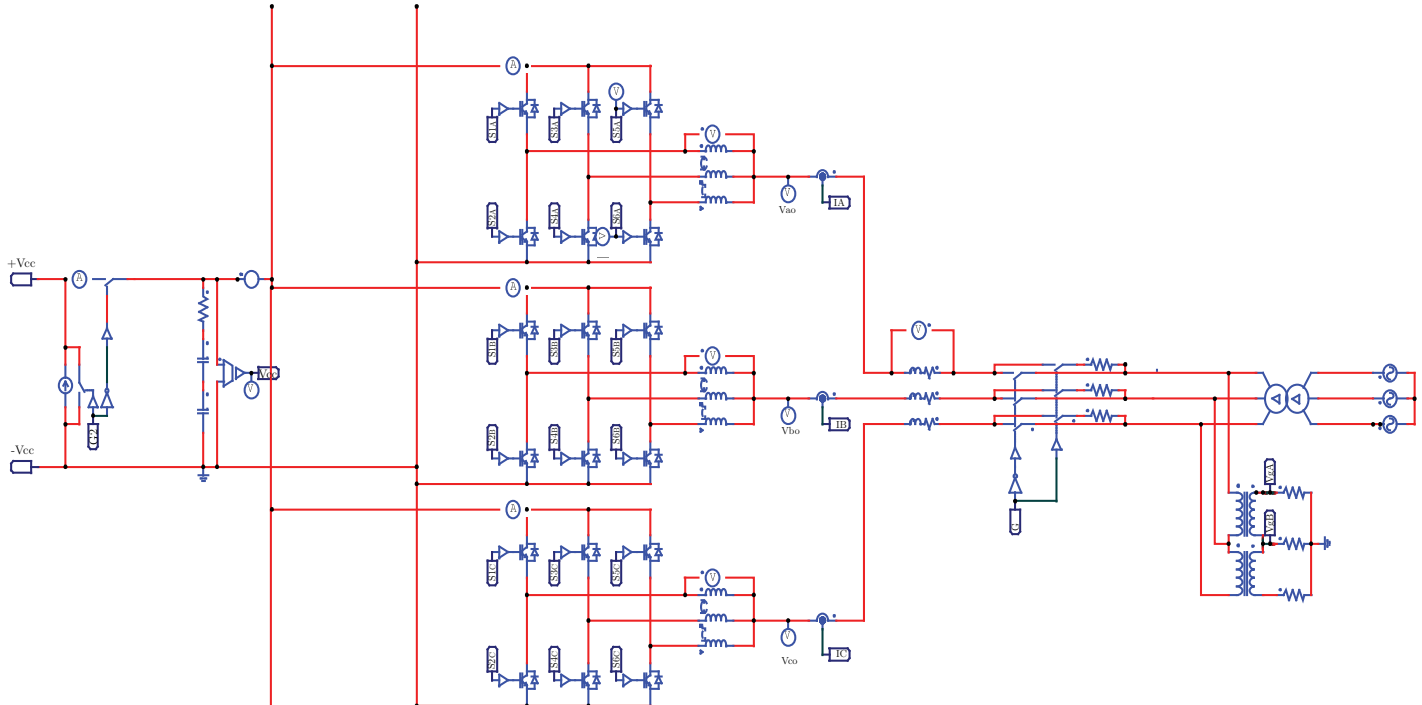


Obs: CI's montados em soquete

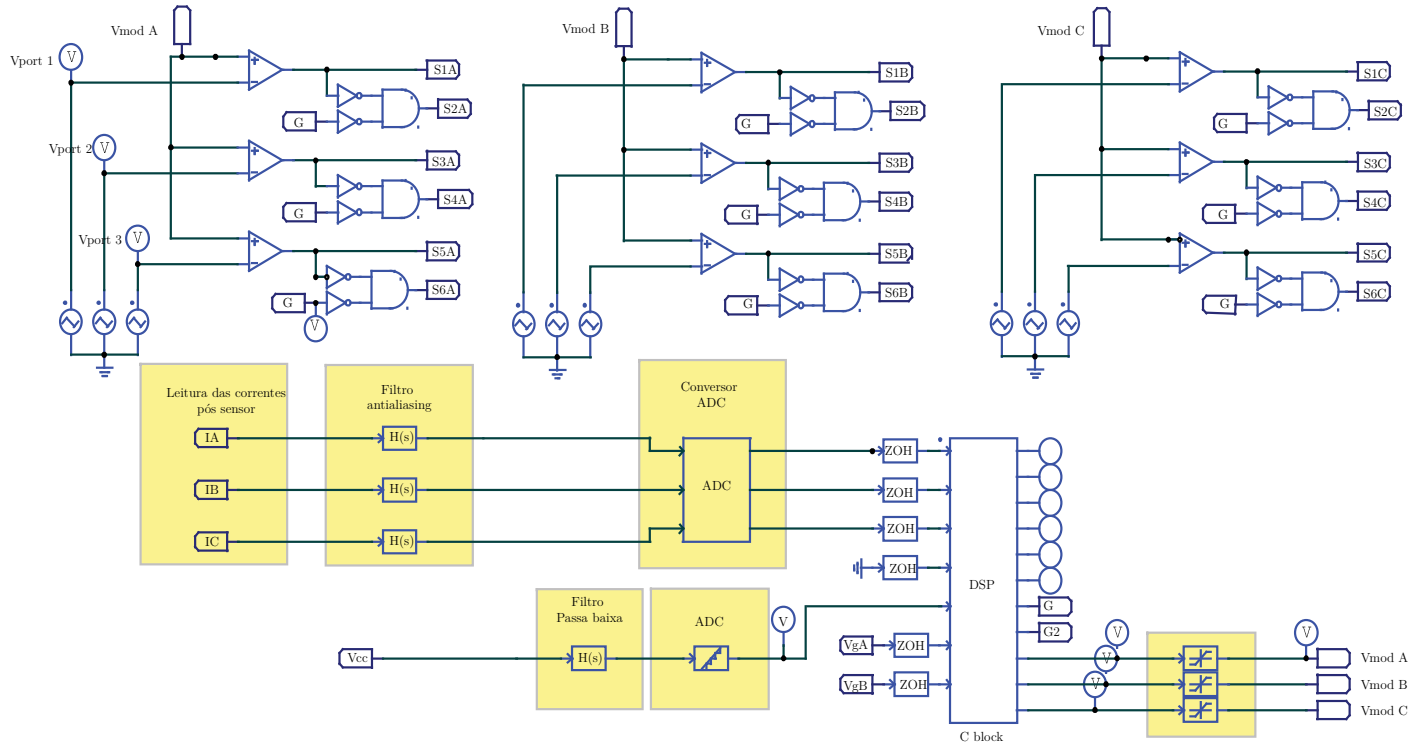
INSTITUTO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA		
Projeto: Dissertação de Mestrado		
Desc.: Condicionamento dos ERROS		
Desenv.: Daniel Flores Cortez, Eng		
Prof: Ivo Barbi, Dr Ing.		
Data: 2011	Rev 3	Folha 1

## 8.2 Diagramas esquemáticos de simulação

# Circuito de potência (simulado)

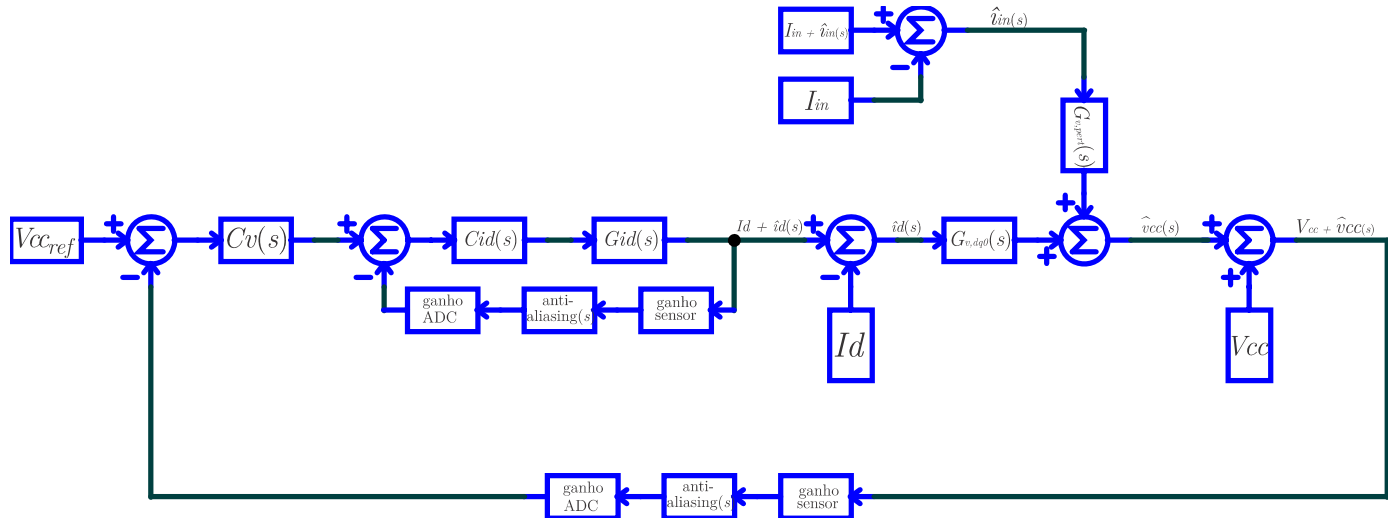


## Circuito de comando (simulado)





## Diagrama de blocos de controle (simulação)



## 8.3 Códigos utilizados na simulação

### Código inserido no componente C block do Psim

```
g_nStepCount++;
// In case of error, uncomment next two lines. Set *pnError to 1 and copy Error message to szErrorMsg
// *pnError=1;
// strcpy(szErrorMsg, "Place Error description here.");
//*****Sincronismo PLL *****//
va=in[5]; // tensão da fase A
vb = in[6]; // tensão da fase B
a = - vb*(3/sqrt(3))*sin(wtx);
b = va*(3/sqrt(3))*sin(wtx - 2*Pi/3);
uPLL[0] = - (a+b); // entrada do PI
yPLL[0] = uPLL[0]*BPLLz0+ uPLL[1]*BPLLz1+ uPLL[2]*BPLLz2 - yPLL[1]*APLLz1 - yPLL[2]*APLLz2;
uPLL[2] = uPLL[1];
uPLL[1] = uPLL[0];
yPLL[2] = yPLL[1];
yPLL[1] = yPLL[0];
//***** Integrador *****//
uint[0] = yPLL[0]*2*Pi*60;
yInt[0] = uint[0]*0.0000055555555556+uint[1]*0.0000055555555556- yInt[1]*(-1);
yInt[1] = yInt[0];
uint[1] = uint[0];
wtx = yInt[0];
wt = wtx-Pi/2;
if(wtx>=2*Pi)
{
    yInt[0]=0;
    yInt[1] = 0;
}
cos_wt = cos(wt);
cos_wtneg2pi3 = cos(wt-2*Pi/3);
cos_wtpos2pi3 = cos(wt+2*Pi/3);
sin_wt = sin(wt);
sin_wtneg2pi3 =sin(wt-2*Pi/3);
sin_wtpos2pi3 = sin(wt+2*Pi/3);
//***** MALHA DE TENSÃO *****//
Vv_off_set = 0;
// in[4] é a entrada de tensão do barramento
if(j == 99)
{
    j = 99;
}
else j++;
if(conversor_ativo == 0)
{
    saida_pre_carga = BzPre_carga0*in[4]+ BzPre_carga1*u_pre_carga[1] - AzPre_carga1*y_pre_carga[1];
    u_pre_carga[1] = in[4];
    y_pre_carga[1] = saida_pre_carga;
    u_filtro[1] = in[4]; // carrega as condições iniciais do filtro de referência
    y_filtro[1] = in[4]; // carrega as condições iniciais do filtro de referência
    if(j>=99)
    {
        if(saida_pre_carga<0.1) // 0.1 é a tolerância do resultado da derivada
        {
            ativo = 1; // manda ligar o conversor
            out[6] = 0; // saída G (habilita a saída dos moduladores)
            conversor_ativo = 1;
        }
    }
}
}
else
```

```

{
  //***** Filtro de referência *****//
  saida_filtro =BFref0*Vcc_ref+ BFref1*u_filtro[1] - AFref1*y_filtro[1];
  u_filtro[1] =Vcc_ref;
  y_filtro[1] = saida_filtro;
  Vcc_refx = saida_filtro;
  //***** Cálculo do erro de tensão *****//
  erro_tensao = Vcc_refx - ( in[4]- Vv_off_set); // erro de tensão
  saida_Cv = Bvz0*erro_tensao+ Bvz1*uv[1]+Bvz2*uv[2] - Avz1*yv[1] - Avz2*yv[2];
  uv[2] = uv[1];
  uv[1] = erro_tensao;
  yv[2] = yv[1];
  yv[1] = saida_Cv;
  //*****Transformada ABC-DQ0 *****//

  la = in[0];
  lb = in[1];
  lc = in[2];
  ld = 0.816496580927726*(cos_wt*la+ cos_wtneg2pi3*lb + cos_wtpos2pi3*lc);
  lq = 0.816496580927726*(-sin_wt*la - sin_wtneg2pi3*lb - sin_wtpos2pi3*lc);
  //*****
  //***** Erro de eixo direto *****
  ld_ref = saida_Cv;
  erro_d = ld_ref- ld;
  //**** Cz_d(z) ****
  saida_Cid = Biz0*erro_d+ Biz1*ud[1]+Biz2*ud[2] - Aiz1*yd[1] - Aiz2*yd[2];
  if(saida_Cid>5000) saida_Cid = 5000; // saturador
  ud[2] = ud[1];
  ud[1] = erro_d;
  yd[2] = yd[1];
  yd[1] = saida_Cid;
  //***** Erro de eixo em quadratura *****
  erro_q = lqref - lq;
  //**** Cz_q(z) ****
  saida_Ciq = Biz0*erro_q+ Biz1*uq[1]+Biz2*uq[2] - Aiz1*yq[1] - Aiz2*yq[2];
  uq[2] = uq[1];
  uq[1] = erro_q;
  yq[2] = yq[1];
  yq[1] = saida_Ciq;
  //** Entradas da transformada dq0-ABC**
  Vd = saida_Cid + Kdes*Iq;
  Vq = saida_Ciq - Kdes*Id;
  Vo = D0;
  //** Cálculo das razões cíclicas **
  Da = 0.816496580927726*(0.7071068*Vo + cos_wt*Vd - sin_wt*Vq);
  Db = 0.816496580927726*(0.7071068*Vo + cos_wtneg2pi3*Vd - sin_wtneg2pi3*Vq);
  Dc = 0.816496580927726*(0.7071068*Vo + cos_wtpos2pi3*Vd - sin_wtpos2pi3*Vq);
  out[8] = Da;
  out[9] = Db;
  out[10] = Dc;
}
if((ativo == 0)) // caso seja menor que o tempo especificado os interruptores são bloqueados
{
  out[8] = Da*0;
  out[9] = Db*0;
  out[10] = Dc*0;
  out[6] = 1;
}
}
if(( in[4] > Vcc_ref*0.995)&& ( habilit_fonte_corrente == 0)) // caso o barramento atinja o valor de tensão nominal..
{
  out[7] = 0; // habilita a fonte de corrente
  habilit_fonte_corrente = 1;
}
}
if(( in[4] < Vcc_ref) && (habilit_fonte_corrente == 0)) // caso o barramento não tenha atingido a tensão nominal..
{
  out[7] = 1; // coloca a fonte de corrente em roda livre
}
}

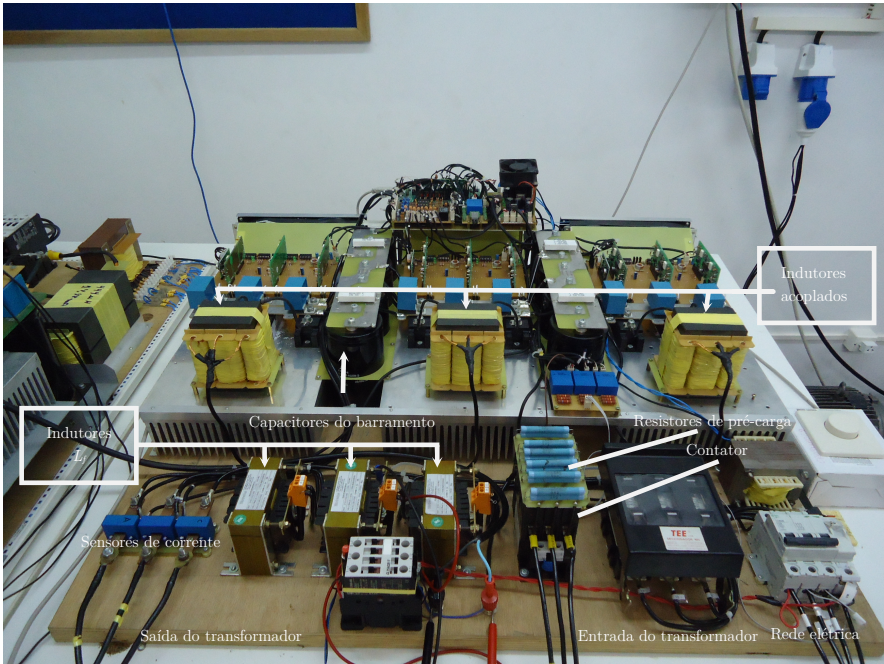
```

## 8.4 Lista de componentes

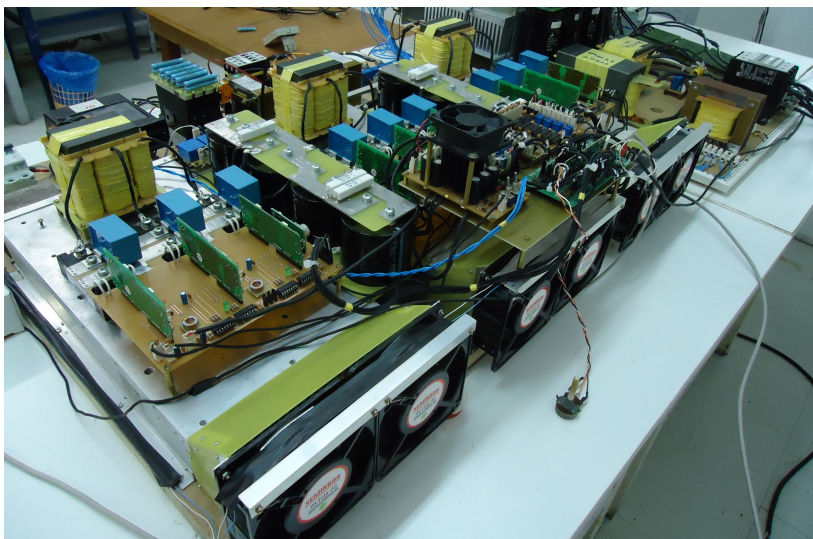
Componente	Especificação	Valor	Qtde
Resistor	¼ W precisão 1%	11k	8
Resistor	¼ W precisão 1%	1k	21
Resistor	¼ W precisão 1%	150	7
Resistor	¼ W precisão 5%	10	2
Resistor	¼ W precisão 1%	330	28
Resistor	¼ W precisão 5%	4.7k	22
Resistor	¼ W precisão 5%	10k	2
Resistor	¼ W precisão 5%	1.5k	1
Resistor	¼ W precisão 5%	68	1
Resistor	¼ W precisão 5%	82	1
Resistor	¼ W precisão 5%	100	1
Resistor	5 W precisão 5%	10k	7
Resistor	3 W precisão 5%	18k	6
Resistor	10 W precisão 5%	22k	6
Resistor	20 W precisão 5%	20	6
Trimpot	Multi-volta	100k	8
Capacitor	Cerâmico	10n	3
Capacitor	Cerâmico	27n	3
Capacitor	Cerâmico	33n	1
Capacitor	Cerâmico	100n	24
Capacitor	Cerâmico	1u	1
Capacitor	Tântalo	2.2u	1
Capacitor	Eletrolítico B43875-A5228-Q	2200u	8
Capacitor	Polipropileno B3265S0155K563	1.5u	9
CI TL7726	Grampeador	-	2
Zener		3.3V	1
LF347N	Amplificador operacional	-	4

74LS32	Porta OR	-	1
SN7410	Porta NAND	-	4
SN7407	Buffer	-	4
SN7408	Porta AND	-	1
SN7407	Porta NOT	-	3
SKHI20opA	Gate drivers (Semikron)	-	9
Fonte PS2	Fonte auxiliar (Semikron)	-	3
IGBT	MII100-12A3	1200V	9
Sensor Corr.	LA 55-p	-	3
Sensor Ten.	LV 25-p	-	4
Diodo	1N4007	-	1
Transistor	BC548	-	1
Disjuntor	MDW – B40-3 (Tripolar)	-	1
Contator	CWM50	-	1
Transformador	Transformador de 14 kVA V <sub>pri</sub> = 380 Vrms ( tensão de linha) V <sub>sec</sub> = 300 Vrms (Tensão de linha)	-	1
Fusível	FNH00 – 35K-A	-	3
DSP	KIT TMS320F28335	-	1
Indutor	Aço-silício	800u	3
Núcleo	NEE-76/50/25	-	6

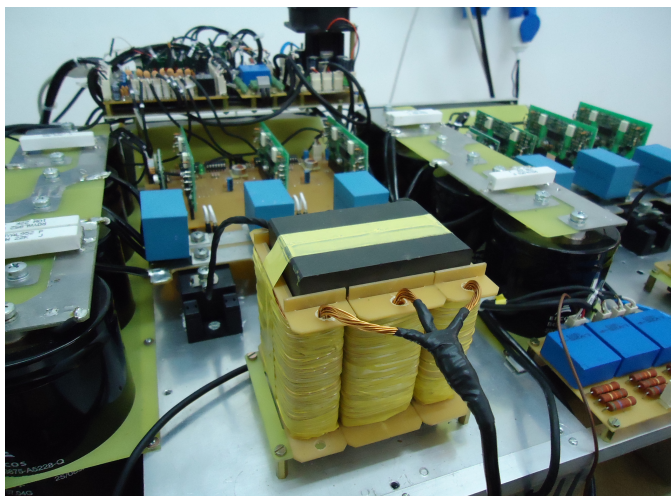
## 8.5 Imagens do protótipo



*Figura 8.1 – Imagem frontal do protótipo construído*



*Figura 8.2 – Imagem traseira do protótipo construído*



*Figura 8.3 – Detalhe do indutor acoplado construído*



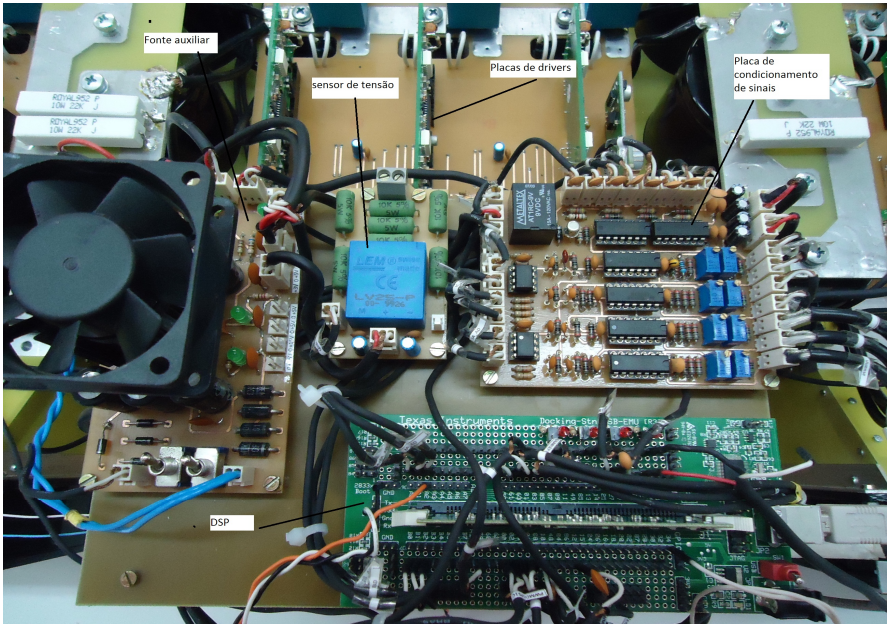


Figura 8.4 – Detalhes da placa de condicionamento de sinais, DSP, sensor de tensão do barramento e fonte auxiliar

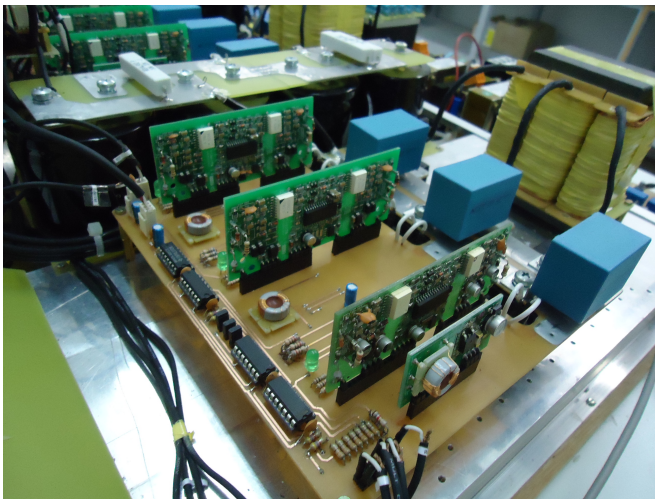


Figura 8.5 – Detalhe dos gate drivers



