

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

Bruno Scortegagna Dupczak

**INVERSOR CINCO NÍVEIS EM CORRENTE PARA O
ACIONAMENTO DE MOTORES ELÉTRICOS**

Florianópolis

2013

Bruno Scortegagna Dupczak

**INVERSOR CINCO NÍVEIS EM CORRENTE PARA O
ACIONAMENTO DE MOTORES ELÉTRICOS**

Tese submetida ao Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica para a obtenção do Grau
de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Arnaldo José Perin, Dr. Ing.
Coorientador: Prof. Marcelo Lobo Heldwein,
Dr. sc. ETH Zurich

Florianópolis

2013

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Dupczak, Bruno Scortegagna

Inversor cinco níveis em corrente para o acionamento de motores elétricos / Bruno Scortegagna Dupczak ; orientador, Arnaldo José Perin ; co-orientador, Marcelo Lobo Heldwein. - Florianópolis, SC, 2013.

263 p.

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

Inclui referências

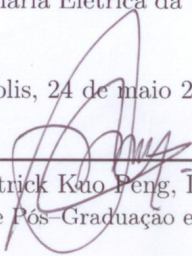
1. Engenharia Elétrica. 2. Conversores multiníveis. 3. Inversores de corrente. 4. Acionamento de máquinas elétricas. 5. Modulação de espaço vetorial. I. Perin, Arnaldo José. II. Heldwein, Marcelo Lobo. III. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

Bruno Scortegagna Dupczak

INVERSOR CINCO NÍVEIS EM CORRENTE PARA O ACIONAMENTO DE MOTORES ELÉTRICOS

Esta Tese foi julgada adequada para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.

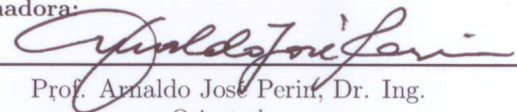
Florianópolis, 24 de maio 2013.



Prof. Patrick Kuo Peng, Dr.

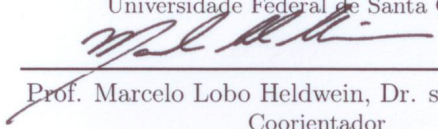
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



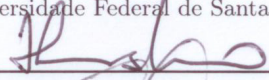
Prof. Arnaldo José Perini, Dr. Ing.
Orientador

Universidade Federal de Santa Catarina

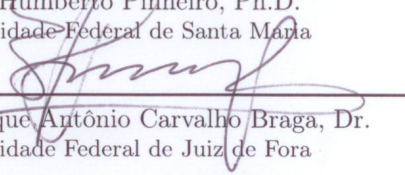


Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr. sc. ETH Zurich
Coorientador

Universidade Federal de Santa Catarina

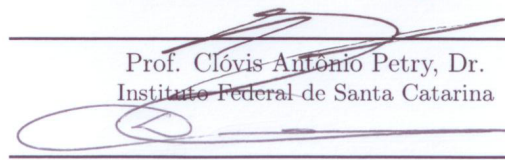


Prof. Humberto Pinheiro, Ph.D.
Universidade Federal de Santa Maria

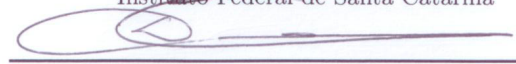


Prof. Henrique Antônio Carvalho Braga, Dr.

Universidade Federal de Juiz de Fora



Prof. Clóvis Antônio Petry, Dr.
Instituto Federal de Santa Catarina



Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina

Em especial, à minha mãe, ao meu irmão e
à minha amada Luciane.

Agradecimentos

À minha mãe, professora Marlene, por todo o amor e apoio financeiro que me foi dado nestes mais de vinte anos de estudos. Obrigado por você sempre acreditar que a educação não é um gasto, mas sim um investimento no desenvolvimento dos filhos.

Ao meu irmão Fabiano, por compartilhar do gosto de estudar e de aprender, por me apoiar e comemorar as minhas vitórias na vida acadêmica, além de ter me ajudado sempre que pode.

À minha companheira, amiga e amada Luciane, por todo o amor e carinho que você trouxe para a minha vida. Seu sorriso e alegria tornaram os meus dias muito mais felizes.

Aos amigos da Família Müller, em especial ao Leandro e a Janine, por terem praticamente me adotado em Florianópolis e por me lembrarem que era possível viver além de apenas estudar.

À Eunice Passold e à Luci Martelli, pela amizade e por terem ajudado a minha família quando foi necessário.

Ao meu orientador, professor Arnaldo José Perin, e ao meu coorientador, professor Marcelo Lobo Heldwein, pela amizade e excelente orientação no decorrer do curso de doutorado. Obrigado pela paciência e dedicação que vocês tiveram na minha formação profissional nestes últimos quatro anos.

Aos professores da banca examinadora, Humberto Pinheiro, Henrique Braga, Clóvis Petry, Denizar Martins e Carlos Treviso, pela disponibilidade e pelas contribuições para a melhoria do trabalho.

Aos demais professores do INEP, Samir Mussa, Enio Kassick, Ivo Barbi, João Fagundes e Hari Mohr, pelos ensinamentos transmitidos nas disciplinas de pós-graduação.

Aos professores Jérôme Cros, Carlos Martins, Philippe Viarouge e à *Université Laval*, pela oportunidade do estágio de doutorado no *Laboratoire d'Électrotechnique, Électronique de Puissance et Commande Industrielle (LEEPCI)*. *Merci beaucoup pour les leçons sur les machines électriques et l'expérience de vie dans la neige de la Ville de Québec.*

Aos colegas do INEP, Jackson Lago (Gordo), Adriano Ruseler (Alemão), Eduardo Valmir de Sousa (Gordinho), Hugo Larico, Nilton Francisco da Silva, Alan Callegaro, Roberto Coelho, Tiago Jappe, Joabel Moia, André Fuerback, Tiago Soeiro, Márcio Ortmann, entre outros, por todo o apoio técnico e pela amizade.

Aos funcionários do INEP, Diogo Duarte Luiz, Antônio Pacheco, Luiz Coelho e Dona Bete, por cuidarem do INEP e propiciarem as condições necessárias para a realização deste trabalho.

À UFSC, CNPq e Tractebel Energia S.A. pela oportunidade e auxílio financeiro.

“The world ain’t all sunshine and rainbows. It’s a very mean and nasty place, and I don’t care how tough you are, it will beat you to your knees and keep you there permanently if you let it. You, me, or nobody is gonna hit as hard as life. But it ain’t about how hard you hit. It’s about how hard you can get hit and keep moving forward; how much you can take and keep moving forward. That’s how winning is done!”

Rocky Balboa, 2006

Resumo

Neste trabalho apresenta-se um estudo sobre inversores trifásicos multiníveis em corrente, para o acionamento de motores elétricos. Visando à aplicação em sistemas elétricos de propulsão, alimentados com baterias de baixa tensão, é avaliada uma estrutura de inversor cinco níveis em corrente (5L-CSI). São discutidos métodos de modulação PWM para esta estrutura, bem como a proposição de uma técnica de modulação no espaço vetorial que otimiza aspectos como: redução de níveis de ondulação de tensão nos componentes passivos; equilíbrio na distribuição de perdas nos dispositivos semicondutores; balanço das condições de operação nos componentes magnéticos e redução do volume destes. A implementação do algoritmo de modulação e a obtenção de resultados experimentais são realizadas em um protótipo do 5L-CSI de 2,2 kW. É analisada a modelagem de um conversor eletrônico, composto por um estágio de entrada CC-CC e pelo 5L-CSI, com o intuito de efetuar o controle de um motor síncrono a imãs permanentes. Para verificar a viabilidade do uso do 5L-CSI, em um sistema de propulsão para pequenas embarcações, é apresentado um procedimento para o cálculo das perdas elétricas, visando estimar o rendimento de um sistema de acionamento de 12 kW.

Palavras-chave: Conversores multiníveis. Inversores de corrente. Acionamento de máquinas elétricas. Modulação de espaço vetorial.

Abstract

This work presents a study on three-phase multilevel current source inverters, to drive electric motors. A five-level current source inverter structure (5L-CSI) is evaluated, aiming to apply it on electric propulsion systems with low voltage batteries. PWM modulation strategies are discussed for this structure, and also, a space vector modulation (SVM) technique is proposed. The proposed SVM optimizes: voltage ripple level on passive components; semiconductor losses distribution and volume reduction of magnetic components. The modulation algorithm implementation is carried out in a 2.2 kW 5L-CSI prototype, providing experimental results. The electronic converter, composed of a dc-dc input stage and a 5L-CSI is mathematically modeled, in order to control a permanent magnet synchronous machine. To verify the 5L-CSI feasibility on small boat propulsion systems, a procedure to calculate the electrical losses is presented, providing the efficiency estimation of a 12 kW drive system.

Keywords: Multilevel converters. Current source inverters. Electric machine driving. Space vector modulation.

Lista de Figuras

Figura 1	Diagrama de blocos do sistema de propulsão do Prius, estando representados os fluxos de potência elétrica ($P_{elet.}$) e mecânica (P_{mec}) envolvidos.....	46
Figura 2	Representação simplificada da eletrônica de propulsão bidirecional em energia, utilizada pela Toyota no veículo Prius. . .	47
Figura 3	Representação do inversor de corrente trifásico. Os interruptores utilizados, bidirecionais em tensão, podem ser SGCTs, RB-IGBTs ou IGBTs e MOSFETs conectados em série com diodos.	48
Figura 4	Sistemas de propulsão veicular composto por um estágio de entrada CC-CC bidirecional em tensão e um inversor de corrente.	49
Figura 5	Representação da célula multinível em corrente série. .	51
Figura 6	CSI trifásico multiníveis, obtido a partir da célula série.	52
Figura 7	Representação da célula multinível em corrente paralela.	53
Figura 8	CSI trifásico multiníveis, obtido a partir da célula paralela.....	53
Figura 9	Estrutura de potência em estudo, composta pelo estágio de entrada CC-CC e pelo inversor trifásico cinco níveis em corrente.	60
Figura 10	Estados de comutação do estágio de entrada CC-CC - (I)-(II) ou (I)-(III): estados utilizados para a situação de tração do motor; (II)-(IV) ou (III)-(IV): estados utilizados para a regeneração de energia.	62
Figura 11	Representação idealizada em regime permanente do inversor cinco níveis em corrente.....	63
Figura 12	Curvas de ganho estático de tensão (G_v) proporcionadas pelo inversor de corrente, em função do índice de modulação (M_i) e considerando diferentes valores do fator de deslocamento (F_d). .	65
Figura 13	Representação de um estado de comutação do inversor cinco níveis em corrente.	66

Figura 14	Mapa normalizado de vetores do inversor 5 níveis em corrente, com os seus respectivos estados de comutação.	68
Figura 15	Representação simplificada dos estados de comutação 66 (a) e 81 (b), responsáveis por gerar os vetores longos 08 e 18..	69
Figura 16	Representação simplificada dos estados de comutação 64 (a) e 65 (b), responsáveis por gerar o vetor médio 07.....	70
Figura 17	Representação simplificada dos estados de comutação 16 (a), 17 (b), 21 (c) e 23 (d) responsáveis por gerar o vetor curto 01.....	71
Figura 18	Representação simplificada dos estados de comutação 18 (a), 19 (b), 20 (c) e 22 (d) responsáveis por gerar o vetor curto 01.....	72
Figura 19	Representação simplificada dos estados de comutação 01 (a) e 02 (b), responsáveis por gerar o vetor nulo.....	73
Figura 20	(a) Transformação de pulsos de dois estados (X_1, X_2, X_3) para pulsos de três estados (Y_a, Y_b, Y_c); (b) sequência de transições entre os estados de comutação, considerando a escolha ideal dos estados nulos para minimizar o número de comutações..	77
Figura 21	Diagrama de blocos para modulação do 5L-CSI, utilizando o mapeamento de pulsos da transformação <i>biologic-trilogic</i> ..	77
Figura 22	Diagrama de blocos para modulação do 5L-CSI, utilizando os sinais moduladores $i_{1,r}$ e $i_{2,r}$ (Método 2).....	78
Figura 23	Formas de onda do processo de modulação, utilizando os sinais moduladores $i_{1,r}$ e $i_{2,r}$ (Método 2) - (a), (b) sinais modulantes originais; (c), (d) indicação do sextante; (e), (f) sinais modulantes modificados, explicitando em (f) os sinais portadores utilizados; (g)-(j) pulsos de comando gerados.....	79
Figura 24	Resultados de simulação (global e localmente) do 5L-CSI, utilizando o Método 1 (transformação <i>biologic-trilogic</i>) - (a), (b) corrente de entrada (i_{in}) e nos transformadores de interfase ($i_{p,1} \dots i_{n,2}$); (c), (d) correntes em um dos interruptores (i_{SA1}), em uma das fases de saída ($i_{a,o}$) e na carga ($i_{a,m}$); (e), (f) Tensões nas bobinas dos transformadores de interfase (v_{Ti1}, v_{Ti2}); (g), (h) Tensões de linha na carga ($v_{ll,o}$) e tensão de modo comum (v_{NO}).	81

Figura 25 Resultados de simulação (global e localmente) do 5L-CSI, utilizando o Método 2 (sinal modulador modificado) - (a), (b) corrente de entrada (i_{in}) e nos transformadores de interfase ($i_{p,1} \dots i_{n,2}$); (c), (d) correntes em um dos interruptores (i_{SA1}), em uma das fases de saída ($i_{a,o}$) e na carga ($i_{a,m}$); (e), (f) Tensões nas bobinas dos transformadores de interfase (v_{Ti1} , v_{Ti2}); (g), (h) Tensões de linha na carga ($v_{l,o}$) e tensão de modo comum (v_{NO}). 82

Figura 26 Espectro harmônico em valores de pico, utilizando modulação PWM baseada no Método 1 (a) e no Método 2 (b). Corrente de saída do inversor ($\hat{I}_{a,o}$) e corrente de entrada (\hat{I}_{in}), normalizadas em relação ao valor de pico da corrente na carga ($\hat{I}_{a,m} = 8,8$ A). Tensão de linha de saída (\hat{V}_{ab}) e tensão de modo comum (\hat{V}_{NO}), normalizadas em relação ao valor de pico da tensão de linha da saída ($\hat{V}_{l,o} = 311$ V)..... 83

Figura 27 Formas de onda das correntes de saída do inversor ($i_{x,o}$) e na carga ($i_{x,m}$), representadas no sistema de coordenadas $\alpha\beta$ e normalizadas em função do valor médio da corrente de entrada (I_{in}); (a) empregando o Método 1 de modulação PWM; (b) empregando o Método 2 de modulação PWM..... 85

Figura 28 (a) Composição do vetor de referência a partir de três vetores arbitrários; (b) Representação do vetor de referência em coordenadas dq (sistema girante) ou em coordenadas $\pm\pi/6$ (sistema estático)..... 90

Figura 29 Fluxograma do algoritmo de modulação vetorial para o inversor cinco níveis em corrente..... 92

Figura 30 (a) Divisão do espaço vetorial em seis sextantes de 60° ; (b) rotação do vetor de referência para o primeiro sextante..... 93

Figura 31 Projeções do vetor de referência nas quatro possíveis regiões do primeiro sextante. Os módulos das projeções são utilizados para calcular as razões cíclicas reais e para definir os vetores mais próximos que serão utilizados para sintetizar \vec{i}^* 96

Figura 32 Representação das transições entre os vetores nas quatro regiões do primeiro sextante..... 98

Figura 33 Sequência de comutação da região II, onde as diferentes cores permitem destacar os quatro diferentes grupos de interrup-

tores, bem como enfatizar a ocorrência das comutações.	101
Figura 34 Formas de onda geradas pela sequência de estados de comutação da região II, considerando a passagem do vetor de referência pelo ângulo zero do diagrama vetorial.	102
Figura 35 Representação das tensões nos transformadores de interfase e disposição dos sensores de corrente (S_C) e de tensão (S_T) no circuito.	105
Figura 36 Procedimento computacional utilizado para determinar as tensões nos terminais dos transformadores de interfase.	105
Figura 37 Representação dos transformadores de interfase e das suas grandezas envolvidas.	108
Figura 38 Exemplo de valores médios locais de tensão no transformador de interfase T_{i1} : (a) valor médio nulo, devido a simetria nos tempos dos segmentos; (b) valor médio maior que zero, devido ao aumento δ_a no tempo do segmento 2 e redução no tempo do segmento 5.	110
Figura 39 Regiões e segmentos que serão utilizados para realizar o controle dos valores médios de corrente nos enrolamentos do transformador de interfase T_{i1} (azul) e T_{i2} (vermelho).	112
Figura 40 Representação das malhas de controle dos valores médios de corrente nos transformadores de interfase.	116
Figura 41 Diagramas de amplitude e fase no domínio da frequência, da função transferência de malha aberta do sistema de controle dos valores médios de corrente.	117
Figura 42 Resultados de simulação do controlador de valores médios de corrente nos transformadores de interfase: (a) e (b) correntes nos enrolamentos de T_{i1} e T_{i2} ; (c) e (d) valores médios das correntes de modo diferencial nos enrolamentos de T_{i1} e T_{i2} ; (e) corrente de entrada; (f) corrente em uma das fases de saída ($i_{a,o}$) e na carga ($i_{a,m}$).	118
Figura 43 Resultados de simulação (global e localmente) do 5L-CSI, utilizando a modulação vetorial proposta - (a), (b) corrente de entrada (i_{in}) e nos transformadores de interfase ($i_{p,1}$, $i_{p,2}$, $i_{n,1}$, $i_{n,2}$); (c), (d) correntes em um dos interruptores (i_{SA1}), em uma das fases de saída ($i_{a,o}$) e na carga ($i_{a,m}$); (e), (f) tensões nas bobinas.	120

nas dos transformadores de interfase (v_{Ti1} , v_{Ti2}); (g), (h) tensões de linha na carga e tensão de modo comum (v_{NO}).	121
Figura 44 Espectro harmônico em valores de pico (simulado), utilizando a modulação vetorial. (a) Corrente de saída do inversor ($\hat{I}_{a,o}$) e (b) corrente de entrada (\hat{I}_{in}), normalizadas em relação ao valor de pico da corrente na carga ($\hat{I}_{a,m} = 8,8$ A). (c) Tensão de linha de saída do conversor (\hat{V}_{ab}) e (d) tensão de modo comum (\hat{V}_{NO}), normalizadas em relação ao valor de pico da tensão de linha da saída ($\hat{V}_{l,o} = 311$ V)	123
Figura 45 Formas de onda representadas no sistema de coordenadas $\alpha\beta$ - a) Correntes de saída normalizadas em função do valor médio da corrente de entrada; b) tensões de saída de linha, normalizadas em função do seu valor de pico.	123
Figura 46 Representação do sistema que será implementado no protótipo, destacando a divisão dos blocos de circuitos entre duas placas.	125
Figura 47 Manipulações com os interruptores do 5L-CSI, visando o posicionamento dos componentes na PCI - (a) estrutura de potência do inversor; (b) e (c) exclusão dos capacitores de saída e separação dos semicondutores em dois grupos; (d) disposição final dos componentes.	126
Figura 48 Representação do protótipo da PCI INV - (a) disposição dos componentes e das trilhas de potência; (b) modelo da placa em 3D.	127
Figura 49 Representação do protótipo da PCI BUCK - (a) disposição dos componentes e das trilhas de potência; (b) modelo da placa em 3D.	130
Figura 50 Representação final do protótipo - (a) disposição dos componentes e das trilhas de potência; (b) modelo do conversor em 3D; (c) foto do conversor construído ($\rho \approx 1$ kW/dm ³).	130
Figura 51 Máquina de estados do <i>software</i> implementado no DSC.	131
Figura 52 Formas de onda experimentais (a) corrente $i_{c,o}$ na saída do inversor (canal 2) e da corrente $i_{c,m}$ na carga (canal 3); (b) tensão de entrada v_{in} (canal 1), da corrente de entrada i_{in} (canal 2) e correntes $i_{p,2}$ e $i_{n,2}$ nos transformadores de interfase (canais 3 e 4).	133

Figura 53	Formas de onda da tensão de entrada v_{in} (canal 1) e das tensões de linha v_{ab} , v_{bc} e v_{ca} (canais 3, 4 e M) - (a) visualização de diversos períodos para a realização de medições das grandezas; (b) detalhes das tensões.	134
Figura 54	Formas de onda da tensão de entrada v_{in} (canal 1), da corrente de entrada i_{in} (canal 2), da tensão no interruptor S_{A2} (canal 3) e da corrente $i_{c,m}$ em uma das fases da carga (canal 4) - (a) detalhes em baixa frequência; (b) detalhes em alta frequência.	135
Figura 55	Formas de onda da tensão de entrada v_{in} (canal 1) e das tensões v_{Ti1} e v_{Ti2} nos enrolamentos dos transformadores de interfase (canais 3, 4) - (a) visualização de diversos períodos para a realização de medições das grandezas; (b) detalhes em alta frequência.	136
Figura 56	Formas de onda da tensão de entrada v_{in} (canal 3) e da tensão de modo comum v_{NO} (canal M).	137
Figura 57	Espectro harmônico em valores de pico (experimental), utilizando modulação vetorial. (a) Corrente de saída do inversor ($\hat{I}_{a,o}$) e (b) corrente de entrada (\hat{I}_{in}), normalizadas em relação ao valor de pico da corrente na carga ($\hat{I}_{a,m} = 8,7$ A). (c) Tensão de linha de saída do conversor (\hat{V}_{ab}) e (d) tensão de modo comum (\hat{V}_{NO}), normalizadas em relação ao valor de pico da tensão de linha da saída ($\hat{V}_{l,o} = 300$ V).	137
Figura 58	(a) Eixos do sistema de referência arbitrário; (b) Eixos para a modelagem do MSIP, onde $\theta = \theta_r$ e $\omega = \omega_r$	142
Figura 59	Circuito utilizado para modelar o estágio inversor.	144
Figura 60	(a) Estágio de entrada CC-CC; (b) Circuito utilizado para modelar o estágio de entrada.	146
Figura 61	Circuito equivalente do conversor.	147
Figura 62	Representação da modulação PWM utilizada no estágio de entrada, destacando os sinais portadores defasados em 180° e o resultado proporcionado na tensão de entrada v_{in}	148
Figura 63	Modelo equivalente em regime permanente da carga vista pelo estágio de entrada.	153
Figura 64	(a) Representação do sistema que será controlado; (b)	

Diagrama de blocos da estrutura de controle.	157
Figura 65 Representação do sistema de testes considerado no projeto da estrutura de controle.	158
Figura 66 Planta a ser controlada pela malha de controle de i_{in}	163
Figura 67 Resposta em frequência de $G_{uz}(z)$, $G_{q1z}(z)$ e $G_{q2z}(z)$	163
Figura 68 Malha de controle da corrente i_{in}	165
Figura 69 (a) Lugar das raízes da malha de controle de i_{in} ; (b) diagrama de polos e zeros de malha fechada em relação à referência i_{in}^* (MF_{in*}); (c) e (d) diagrama de polos e zeros de malha fechada em relação às perturbações de v_{bat} e $\omega_{m,rpm}$ respectivamente (MF_{q1} , MF_{q2}).	165
Figura 70 Resposta da corrente de saída (a) e da razão cíclica de entrada (b) às perturbações do tipo degrau na corrente de referência (1), na velocidade da máquina (2) e na tensão da bateria (3).	166
Figura 71 Planta a ser controlada pela malha de controle de ω_r	168
Figura 72 Resposta em frequência de $G_{Iqz}(z)$ e $G_{Tmz}(z)$	169
Figura 73 Malha de controle de velocidade ω_r	170
Figura 74 (a) Diagrama de polos e zeros de malha fechada em relação à referência ω_r^* ($MF_{\omega*}$); (b) diagrama de polos e zeros de malha fechada em relação à perturbação de τ_m (MF_{Tm}).	170
Figura 75 Resposta da velocidade no motor (a) e da corrente de eixo em quadratura (b) às perturbações do tipo degrau na velocidade de referência (1) e no torque mecânico no eixo da máquina (2).	171
Figura 76 Simulação do sistema completo durante a etapa de partida do MSIP: (a) Corrente de entrada (i_{in}), nos transformadores de interfase (i_{Ti}), na saída do inversor ($i_{x,o}$) e no motor ($i_{x,m}$); (b) tensões de fase ($v_{x,o}$) na saída do inversor; (c) torque eletromagnético (τ_e) e torque mecânico (τ_m) no eixo; (d) velocidade do rotor ($\omega_{m,rpm}$).	172
Figura 77 Simulações do sistema completo em situações de perturbação: (a) degrau de -500 rpm na velocidade de referência; (b) degrau de -1 Nm no torque mecânico de carga.	173

Figura 78 Formas de onda obtidas experimentalmente com carga resistiva - tensão de entrada (v_{in}), corrente na fonte de alimentação (i_{bat}), corrente em uma das fases da carga ($i_{x,m}$) e tensão de linha de saída ($v_{ll,o}$): (a) transitório de aceleração; (b) $\Omega_r = 20$ Hz ($\Omega_{m,rpm} = 300$ rpm); (c) $\Omega_r = 40$ Hz ($\Omega_{m,rpm} = 600$ rpm). 175

Figura 79 Formas de onda obtidas experimentalmente com carga resistiva - tensão de entrada (v_{in}), corrente na fonte de alimentação (i_{bat}), corrente em uma das fases da carga ($i_{x,m}$) e tensão de linha de saída ($v_{ll,o}$): (a) $\Omega_r = 60$ Hz ($\Omega_{m,rpm} = 900$ rpm); (b) $\Omega_r = 80$ Hz ($\Omega_{m,rpm} = 1.200$ rpm); (c) $\Omega_r = 100$ Hz ($\Omega_{m,rpm} = 1.500$ rpm). 176

Figura 80 Dispositivos utilizados nos testes em bancada, sendo: (a) protótipo do sistema de acionamento (estágio de entrada CC-CC e estágio inversor 5L-CSI); (b) MSIP e GSIP acoplados. 177

Figura 81 Formas de onda obtidas experimentalmente com o MSIP - tensão de entrada (v_{in}), corrente na fonte de alimentação (i_{bat}), corrente em uma das fases da carga ($i_{x,m}$) e tensão de linha de saída ($v_{ll,o}$): (a) $\Omega_r = 20$ Hz ($\Omega_{m,rpm} = 300$ rpm); (b) $\Omega_r = 40$ Hz ($\Omega_{m,rpm} = 600$ rpm). 178

Figura 82 Formas de onda obtidas experimentalmente com o MSIP - tensão de entrada (v_{in}), corrente na fonte de alimentação (i_{bat}), corrente em uma das fases da carga ($i_{x,m}$) e tensão de linha de saída ($v_{ll,o}$): (a) $\Omega_r = 50$ Hz ($\Omega_{m,rpm} = 750$ rpm); (b) $\Omega_r = 60$ Hz ($\Omega_{m,rpm} = 900$ rpm). 179

Figura 83 (a) Sinais de seno e cosseno da posição mecânica do rotor (θ_m), fornecidos pelo resolver; (b) sinais de seno e cosseno para o sistema de referências (θ_r), calculados com as equações (4.106) e (4.107). 180

Figura 84 (a) Representação de uma embarcação de 16 pés. (b) Motor de popa para barcos (2 tempos, 25 hp), empregado um MSIP e um sistema eletrônico de acionamento. 184

Figura 85 Estrutura de potência do conversor eletrônico que será considerada no cálculo de perdas. 186

Figura 86 Formas de onda de simulação do circuito de potência (@5.500 rpm, 20,8 Nm, 12 kW): (a) correntes de entrada ($i_{in,1} + i_{in,2}$), nos transformadores de interfase ($i_{p,1}$), na saída ($i_{o,A}$) e no

motor ($i_{m,A}$); (b) tensões de linha de saída; (c) torque eletromagnético (T_e).....	187
Figura 87 (a) Comportamento da tensão de condução - v_{fd} do diodo (DSSK60-02A) e (b) da resistência de condução - $r_{ds,on}$ do MOSFET (IXFH150N17T) em função da corrente conduzida e T_j .	188
Figura 88 Formas de onda no interruptor S_{A1} dos valores médios quase instantâneos de corrente - $\langle i_{S_{A1}}(\theta_s) \rangle$ e dos valores máximos de tensão de comutação - $\hat{v}_{S_{A1}}(\theta_s)$ (@5.500 rpm, 20,8 Nm). $P_{S,out}^{Sw}$ representa os intervalos onde idealmente ocorrem perdas por comutação no estágio inversor.....	190
Figura 89 Formas de onda durante o processo de comutação: (a) tensão gerada pelo <i>driver</i> (v_{drv}), tensão e corrente de <i>gate</i> (v_{gs} e i_{gs} respectivamente); (b) tensão (v_{ds}) e corrente (i_d) no interruptor durante a comutação; (c) representação das áreas utilizadas para cálculo das energias de comutação; (d) detalhe do processo de entrada em condução do interruptor durante t_{on} , representando a energia de comutação extra ocasionada pela corrente de recuperação do diodo.....	193
Figura 90 Obtenção da célula de comutação: (a) seleção dos interruptores que serão analisados; (b) situação onde o interruptor do grupo inferior permanecerá em condução, ocorrendo a comutação dos interruptores do grupo superior; (c) reposicionamento dos componentes para facilitar a análise.....	197
Figura 91 Curvas para análise da célula de comutação: (a) sinais de comando (v_{drv}) com <i>overlap</i> ; (b) tensão (v_{sw1}) e corrente (i_{sw1}) em S_{B1} e D_{B1} ; (c) tensão (v_{sw2}) e corrente (i_{sw2}) em S_{A1} e D_{A1} .	198
Figura 92 Cálculo de perdas (a) e de rendimento elétrico (b) em função da velocidade do motor.....	200
Figura 93 Valores percentuais e absolutos da distribuição de perdas no sistema de propulsão elétrica, considerando a situação de carga máxima (@5.500 rpm, 20,8 Nm, 12 kW).....	201
Figura 94 Proposta de um sistema eletrônico de 12 kW, composto por um estágio de entrada (CC-CC) e por um estágio inversor cinco níveis em corrente (5L-CSI).....	203
Figura 95 (a) Bloco construtivo de baixa potência, baseado no 5L-CSI; (b) Conversor de maior potência gerado a partir dos blocos	

5L-CSI.	213
Figura 96 Representação do vetor de referência em coordenadas dq (sistema girante) ou em coordenadas $\pm\pi/6$ (sistema estático).	237
Figura 97 Determinação do sextante do vetor de referência, utilizando os módulos das projeções (p_a e p_b).	239
Figura 98 Exemplos de curvas de torque/velocidade de diferentes tipos de carga: (a) Compressores e esteiras, (b) Ventiladores e propulsores de embarcações; (c) Carros elétricos.	246
Figura 99 Representação planificada do estator e do rotor, destacando a sequência de bobinagem adotada e a região que será modelada posteriormente para simulação de campos eletromagnéticos.	250
Figura 100 Fluxograma do processo de otimização empregado no projeto do MSIP.	252
Figura 101 (a) Representação da seção transversal de um motor a ímãs permanentes com armadura externa; (b) Modelo de simulação do MSIP, utilizado o <i>software</i> de cálculo de campos eletromagnéticos pelo método de elementos finitos (um quarto de motor, 3.668 nós, 1.785 faces).	254
Figura 102 Resultados de simulação do MSIP, obtidos para o ponto de operação de 5.500 rpm, 20,8 Nm e 2° de posição angular do rotor: (a) densidade de fluxo magnético (valores da escala de cores em Tesla); (b) permeabilidade magnética (valores da escala de cores em relação a permeabilidade magnética do ar).	254
Figura 103 (a) Força contra-eletromotriz induzida (tensão de linha nos terminais da máquina sem carga) e (b) torque eletromagnético gerado em máxima potência, ambos para a velocidade de 5.500 rpm.	255
Figura 104 Representação espacial do MSIP de 12 kW projetado. .	256
Figura 105 Gráfico de perdas no cobre (Cu), no ferro (Fe) e rendimento elétrico para diferentes velocidades de operação.	257

Lista de Tabelas

Tabela 1	Estados de comutação do inversor de corrente proporcionados pela transformação <i>bilogic-trilogic</i> . Destaca-se os respectivos interruptores superiores e inferiores que estão em condução (●) ou bloqueados (○), pertencentes a um dos estágios inversores da Figura 11.	76
Tabela 2	Construção dos sinais moduladores $i_{1,r}$ e $i_{2,r}$ e distribuição dos sinais PWM para os interruptores.	79
Tabela 3	Especificações utilizadas para as simulações do 5L-CSI.	80
Tabela 4	Resultados de simulação do 5L-CSI, utilizando dois métodos de modulação PWM.	85
Tabela 5	Condições de comparação para determinar o sextante do vetor de referência.	94
Tabela 6	Valores equivalentes no primeiro sextante, das projeções do vetor de referência.	94
Tabela 7	Condições de comparação utilizadas para definir as razões cíclicas reais e os vetores empregados no processo de modulação no primeiro sextante.	95
Tabela 8	Sequências de estados de comutação e tensões em T_{i1} e T_{i2} , de acordo com a região de \vec{i}^* no sextante 1.	99
Tabela 9	Sequências de estados de comutação. Os segmentos destacados serão utilizados posteriormente para realizar o controle dos valores médios de corrente nos transformadores de interfase.	104
Tabela 10	Condições lógicas para implementação do controle dos valores médios de corrente.	115
Tabela 11	Agrupamento dos estados de comutação e dos tempos dos segmentos realizado no Bloco 8.	119
Tabela 12	Comparação entre os resultados de simulação do 5L-CSI, utilizando os dois métodos de modulação PWM e a modulação de espaço vetorial (SVM).	122

Tabela 13 Resultados experimentais do inversor cinco níveis em corrente, comparando com os valores obtidos por simulação.....	138
Tabela 14 Especificações do sistema de testes.....	159
Tabela 15 Valores em regime permanente das variáveis do sistema.	161
Tabela 16 Resultados experimentais com carga resistiva.	180
Tabela 17 Especificações de projeto do conversor eletrônico.....	186
Tabela 18 Resultados de simulação (@5.500 rpm, 20,8 Nm, 12 kW).	187
Tabela 19 Funções de razão cíclica ($d_{SA1}(\theta_s)$) e de valores máximos de tensão de comutação ($\hat{v}_{SA1}(\theta_s)$) para o interruptor de S_{A1} , proporcionadas pela modulação vetorial para o 5L-CSI em cada sextante (S) e região (R) de posicionamento do vetor de referência.	191
Tabela 20 Parâmetros dos semicondutores para cálculo das energias de comutação.....	195
Tabela 21 Resultados quantitativos do cálculo de perdas e rendimento.	201
Tabela 22 Condições de comparação para determinar o sextante do vetor de referência.....	239
Tabela 23 Valores equivalentes no primeiro sextante, das projeções do vetor de referência.....	241
Tabela 24 Equações simplificadas para o projeto de MSIP com bobinagem concentrada e armadura externa.....	251
Tabela 25 Especificações de projeto e restrições de otimização do MSIP.....	252
Tabela 26 Resultados do processo de otimização.....	253
Tabela 27 Parâmetros para simulação elétrica do MSIP (PSIM) e massas de partes ativas.....	256
Tabela 28 Parâmetros das lâminas de aço-silício (NOFS M250-35A), consideradas para o cálculo das perdas no ferro.....	256

Lista de Abreviaturas e Siglas

3L-CSI	Inversor Três Níveis em Corrente (<i>Three Level Current Source Inverter</i>)
5L-CSI	Inversor Cinco Níveis em Corrente (<i>Five Level Current Source Inverter</i>)
A/D	Conversão de Analógico para Digital
BEMF	Força Contra-eletromotriz (<i>Back Electromotive Force</i>)
BW	Largura de Banda (<i>Bandwidth</i>)
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CSI	Inversor de Corrente (<i>Current Source Inverter</i>)
CSCN	Comutação com corrente nula
CSVN	Comutação com tensão nula
DIMM	Módulo de Memória Dual em Linha (<i>Dual In Line Memory Module</i>)
DSC	Controlador Digital de Sinais (<i>Digital Signal Controller</i>)
EMI	Interferência Eletromagnética (<i>Electromagnetic Interference</i>)
FPGA	Arranjo de Portas Programáveis em Campo (<i>Field Programmable Gate Array</i>)
FTMA	Função de Transferência de Malha Aberta
GSIP	Gerador Síncrono a Imãs Permanentes
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada (<i>Insulated gate bipolar transistor</i>)
INV	Inversor
MCSI	Inversor Multinível em Corrente (<i>Multilevel Current Source Inverter</i>)
MDC	Máximo Divisor Comum
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor (<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>)
MSIP	Motor Síncrono a Imãs Permanentes
MVSI	Inversor Multinível em Tensão (<i>Multilevel Voltage Source Inverter</i>)
NPC	Ponto Neutro Grampeado (<i>Neutral Point Clamped</i>)

PCI	Placa de Circuito Impresso
PI	Controlador Proporcional e Integral
PID	Controlador Proporcional, Integral e Derivativo
PLD	Dispositivo Lógico Programável (<i>Programmable Logic Device</i>)
PWM	Modulação por Largura de Pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
PS-PWM	Modulação por Largura de Pulso com Portadoras com Fase Deslocada (<i>Phase Shift Pulse Width Modulation</i>)
RB-IGBT	IGBT de Bloqueio Reverso (<i>Reverse Blocking IGBT</i>)
SGCT	Tiristor de Bloqueio Simétrico Comutável por Gatilho (<i>Symmetric Gate Commutated Turn-off Thyristor</i>)
SHE	Eliminação Seletiva de Harmônicas (<i>Selective Harmonic Elimination</i>)
SiC-JFET	Transistor de Efeito de Campo de Carbeto de Silício (<i>Silicon Carbide Junction Gate Field-Effect Transistor</i>)
SVM	Modulação de Espaço Vetorial (<i>Space Vector Modulation</i>)
SV-MCSI	Modulador de espaço vetorial para o inversor multinível em corrente
THD	Distorção Harmônica Total (<i>Total Harmonic Distortion</i>)
VMQI	Valores Médios Quase-Instantâneos
VSI	Inversor de Tensão (<i>Voltage Source Inverter</i>)
ZOH	Sustentador de Ordem Zero (<i>Zero-Order Holder</i>)

Lista de Símbolos

δ_x	[-]	Varição no tempo dos segmentos ($x = a, b, c$)
δ_p	[-]	Varição no tempo dos segmentos para equilíbrio nas correntes no transformador de interfase superior
δ_n	[-]	Varição no tempo dos segmentos para equilíbrio nas correntes no transformador de interfase inferior
η_{inv}	[%]	Rendimento elétrico do estágio inversor
θ_r	[rad]	Posição angular do sistema de coordenadas de referência em relação as grandezas elétricas do rotor
θ_s	[rad]	Posição angular do vetor de referência de corrente
θ'_s	[rad]	Posição angular do vetor de referência de corrente referenciado ao primeiro sextante
λ_m	[Wb]	Valor de pico do fluxo magnético gerado pelos ímãs do rotor a vazio
ρ	$[\frac{W}{dm^3}]$	Densidade de potência
ψ_v	[rad]	Ângulo de defasagem existente entre a tensão e a corrente de saída
ω_m	$[\frac{rad}{s}]$	Frequência angular mecânica do eixo do motor
$\omega_{m(rpm)}$	[rpm]	Frequência angular mecânica do eixo do motor em rotações por minuto
ω_o	$[\frac{rad}{s}]$	Frequência da componente fundamental das correntes e tensões de saída
ω_r	$[\frac{rad}{s}]$	Frequência angular do sistema de coordenadas de referência em relação as grandezas elétricas do rotor
$\Omega_{m(rpm)}$	[rpm]	Frequência angular mecânica em regime permanente do eixo do motor em rotações por minuto
Ω_r	$[\frac{rad}{s}]$	Frequência angular em regime permanente do sistema de coordenadas de referência em relação as grandezas elétricas do rotor
B_m	$[\frac{Nm \cdot s}{rad}]$	Coefficiente de atrito viscoso do motor
C_b	[F]	Capacitor de barramento
C_{in}	[F]	Capacitor de entrada do estágio CC-CC
C_o	[F]	Capacitor de saída do inversor
$C_{o,eq}$	[F]	Capacitância equivalente de saída vista pelo está-

		gio de entrada
C_{gd}	[F]	Capacitância entre <i>gate</i> e dreno de um MOSFET
d_{in}	[-]	Razão cíclica da tensão do estágio de entrada
\vec{d}_{abc}	[-]	Vetor de razões cíclicas do estágio de inversor em variáveis reais
\vec{d}_{dq0}	[-]	Vetor de razões cíclicas do estágio de inversor em variáveis dq0
d_x	[-]	Razão cíclica dos vetores ($x = a, b, c$) do estágio inversor em variáveis reais
d_x'	[-]	Razão cíclica referenciada ao primeiro sextante ($x = a, b, c$) do 5L-CSI em variáveis reais
d_x	[-]	Razão cíclica da corrente ($x = d, q$) do 5L-CSI em variáveis dq0
$d_{SA,1}$	[-]	Razão cíclica instantânea da corrente no interruptor S_{A1} do estágio de saída
D_{in}	[-]	Valor em regime permanente da razão cíclica da tensão do estágio de entrada
$D_{Sm,n}$	[-]	Valor em regime permanente da razão cíclica da corrente um interruptor controlado do estágio de entrada
$D_{Dm,n}$	[-]	Valor em regime permanente da razão cíclica da corrente em um diodo do estágio de entrada
E_n	[-]	Estado de comutação
$E_{on,S}$	[J]	Energia de entrada em condução de um interruptor controlado
$E_{off,S}$	[J]	Energia de bloqueio de um interruptor controlado
$E_{off,D}$	[J]	Energia de bloqueio de um diodo
$f_{sw,out}$	[Hz]	Frequência de comutação do estágio de saída (5L-CSI)
$f_{sw,in}$	[Hz]	Frequência de comutação do estágio de entrada (CC-CC)
f_a	[Hz]	Frequência de amostragem dos conversores A/D
f_t	[Hz]	Frequência do sinal portador
f_m	[Hz]	Frequência do sinal modulador
f_o	[Hz]	Frequência da componente fundamental das correntes e tensões de saída
F_d	[-]	Fator de deslocamento
G_v	[-]	Ganho estático de tensão

\vec{i}^*	[A]	Vetor de referência de corrente
i_{cm}	[A]	Corrente de modo comum nos transformadores de interfase
i_{dm}	[A]	Corrente de modo diferencial nos transformadores de interfase
$i_{x,m}$	[A]	Corrente da fase x ($x = a, b, c$) no motor
$i_{x,o}$	[A]	Corrente da fase x ($x = a, b, c$) na saída do inversor
$i_{p,x}$	[A]	Corrente na bobina x ($x = 1, 2$) do transformador de interfase superior
$i_{n,x}$	[A]	Corrente na bobina x ($x = 1, 2$) do transformador de interfase inferior
$i_{d,m}$	[A]	Corrente de eixo direto no motor
$i_{q,m}$	[A]	Corrente de eixo em quadratura no motor
$i_{d,t}$	[A]	Corrente de eixo direto no inversor
$i_{q,t}$	[A]	Corrente de eixo em quadratura no inversor
$i_{d,t}^*$	[A]	Corrente de referência de eixo direto no inversor
$i_{q,t}^*$	[A]	Corrente de referência de eixo em quadratura no inversor
$\bar{i}_{d,t}$	[-]	Corrente normalizada de eixo direto no inversor
$\bar{i}_{q,t}$	[-]	Corrente normalizada de eixo em quadratura no inversor
i_{in}	[A]	Corrente do estágio de entrada
i_{fd}	[A]	Corrente de um diodo em condução
i_{rr}	[A]	Corrente de recuperação reversa de um diodo
$i_{g,on}$	[A]	Corrente de <i>gate</i> de um interruptor durante a sua entrada em condução
$i_{g,off}$	[A]	Corrente de <i>gate</i> de um interruptor durante o seu bloqueio
i_d	[A]	Corrente conduzida pelo dreno de um interruptor
$i_{d,on}$	[A]	Corrente de dreno de um interruptor durante a sua entrada em condução
$i_{d,off}$	[A]	Corrente de dreno de um interruptor durante o seu bloqueio
$i_{SA,1}$	[A]	Corrente no interruptor S_{A1} do estágio de saída
I_{in}	[A]	Valor médio da corrente do estágio de entrada
$\hat{I}_{x,m}$	[V]	Valor de pico da corrente de fase fundamental x

		$(x = a, b, c)$ no motor
$\hat{I}_{x,o}$	[V]	Valor de pico da corrente de fase fundamental x ($x = a, b, c$) na saída do inversor
I_m	[A]	Valor eficaz da corrente de fase no motor
\vec{I}_k	[A]	Vetor de corrente
$\bar{I}_{\alpha,o}$	[-]	Componente normalizada de corrente no eixo alfa
$\bar{I}_{\beta,o}$	[-]	Componente normalizada de corrente no eixo beta
$I_{Sm,n}$	[A]	Valor médio de corrente em um interruptor controlado do estágio de entrada
$I_{Dm,n}$	[A]	Valor médio de corrente em um diodo do estágio de entrada
J_m	[kgm ²]	Momento de inércia do rotor do motor
K_M	[-]	Fator de acoplamento magnético entre as bobinas do transformador de interfase
$K_{v,m}$	$[\frac{V}{krpm}]$	Constante de pico de linha da BEMF do motor a vazio
$K_{v,eq}$	$[\frac{V}{rpm}]$	Constante da tensão de saída do circuito equivalente
l_T	[-]	Comprimento normalizado dos lados do triângulo que formam cada região de modulação
L_P	[H]	Indutância própria do transformador de interfase
L_M	[H]	Indutância mútua do transformador de interfase
$L_{d,m}$	[H]	Indutância de eixo direto do motor
$L_{q,m}$	[H]	Indutância de eixo em quadratura do motor
$L_{s,m}$	[H]	Indutância síncrona do motor
L_{in}	[H]	Indutância do estágio de entrada
$L_{in,eq}$	[H]	Indutância equivalente do estágio de entrada
$L_{o,eq}$	[H]	Indutância equivalente de saída vista pelo estágio de entrada
M_i	[-]	Índice de modulação
N_p	[-]	Número de pares de polos do motor
N_s	[-]	Número de <i>slots</i> do motor
p_x	[-]	Projeções normalizadas reais ($x = a, b$) do vetor de referência
p'_x	[-]	Projeções normalizadas no primeiro sextante ($x = a, b$) do vetor de referência
P_{Rm}	[W]	Potência dissipada nas resistências do estator do motor

$P_{Ro,eq}$	[W]	Potência dissipada no resistor de saída do circuito equivalente
P_{Cu}	[W]	Perdas no cobre do motor
P_{Fe}	[W]	Perdas no ferro do motor
$P_{o,inv}$	[W]	Potência de saída do estágio inversor
$P_{o,m}$	[W]	Potência mecânica no eixo do motor
$P_{S,in}^{Cd}$	[W]	Perdas por condução nos interruptores controlados do estágio de entrada
$P_{D,in}^{Cd}$	[W]	Perdas por condução nos diodos do estágio de entrada
$P_{S,out}^{Cd}$	[W]	Perdas por condução nos interruptores controlados do estágio de saída
$P_{D,out}^{Cd}$	[W]	Perdas por condução nos diodos do estágio de saída
$P_{S,in}^{Sw}$	[W]	Perdas por comutação nos interruptores controlados do estágio de entrada
$P_{S,out}^{Sw}$	[W]	Perdas por comutação nos interruptores controlados do estágio de saída
P_{loss}^{in}	[W]	Perdas total no estágio de entrada
P_{loss}^{out}	[W]	Perdas total no estágio de saída
P_{loss}^{tot}	[W]	Perdas elétricas totais no sistema de propulsão
Q_{rr}	[C]	Carga de recuperação reversa de um diodo
R_m	[Ω]	Resistência de fase do motor
R_g	[Ω]	Resistência de <i>gate</i> dos interruptores
$R_{in,eq}$	[Ω]	Resistência equivalente do estágio de entrada
$R_{o,eq}$	[Ω]	Resistência equivalente de saída vista pelo estágio de entrada
R	[-]	Região do vetor de referência
$R_{ds,on}$	[Ω]	Resistência de condução entre dreno e <i>source</i>
$R_{th,hs}$	[$\frac{^{\circ}C}{W}$]	Resistência térmica do dissipador
s_{xy}	[-]	Função de comutação do interruptor
S_{pp}	[-]	Número de <i>slots</i> por polo e por fase
S_{xy}	[-]	Identificação do interruptor
S	[-]	Sextante do vetor de referência
Seg_k	[-]	Segmento de modulação de índice k
S_C	[-]	Sensor de corrente
S_T	[-]	Sensor de tensão

t_x	[s]	Tempo de amostragem dos vetores ($t = a, b, c$)
t_{on}	[s]	Tempo de entrada em condução do interruptor durante a sua comutação
t_{off}	[s]	Tempo de bloqueio do interruptor durante a sua comutação
t_{ri}	[s]	Tempo de subida da corrente de um interruptor durante a sua comutação
t_{fi}	[s]	Tempo de descida da corrente de um interruptor durante a sua comutação
t_{fu}	[s]	Tempo de descida da tensão no interruptor durante a sua comutação
T_m	[Nm]	Torque mecânico produzido pela carga no motor
T_e	[Nm]	Torque eletromagnético produzido pelo motor
T_{sw}	[s]	Período de comutação
T_s	[s]	Período de amostragem dos vetores
T_a	[s]	Período de amostragem dos conversores A/D
T_i	[-]	Transformador de interfase
T_j	[°C]	Temperatura de junção de um componente
T_{amb}	[°C]	Temperatura do ambiente de operação do conversor
$v_{x,o}$	[V]	Tensão da fase x ($x = a, b, c$) na saída do inversor ou no motor
v_{bat}	[V]	Tensão da bateria
v_{in}	[V]	Tensão do estágio de entrada
v_{21}	[V]	Tensão no transformador de interfase superior
v_{34}	[V]	Tensão no transformador de interfase inferior
v_{Ti}	[V]	Tensão no transformador de interfase
v_{NO}	[V]	Tensão de modo comum
$v_{\vec{abc}}$	[-]	Vetor das tensões de fase de saída do estágio de inversor em variáveis reais
$v_{\vec{dq}0}$	[-]	Vetor das tensões de fase de saída do estágio de inversor em variáveis dq0
$v_{o,eq}$	[V]	Tensão de saída do circuito equivalente
v_{gs}	[V]	Tensão entre <i>gate</i> e <i>source</i> de um MOSFET
$v_{gs,grp}$	[V]	Tensão de grampeamento entre <i>gate</i> e <i>source</i> de um MOSFET, durante a comutação
\hat{v}_{SA1}	[V]	Valor instantâneo máximo da tensão de comutação

		no interruptor S_{A1}
v_{fd}	[V]	Tensão de condução direta de um diodo
v_{ds}	[V]	Tensão entre dreno e <i>source</i> de um MOSFET
$\hat{V}_{x,o}$	[V]	Valor de pico da tensão de fase fundamental x ($x = a, b, c$) na saída do inversor ou no motor
$\hat{V}_{ll,o}$	[V]	Valor de pico da tensão de linha fundamental na saída do inversor ou no motor
$V_{ll,o}^{ef}$	[V]	Valor eficaz da tensão de linha na saída do inversor ou no motor
V_{bat}	[V]	Valor médio da tensão da bateria
V_{in}	[V]	Valor médio da tensão do estágio de entrada
$V_{m,cc}$	[V]	Valor médio do sinal modulante do estágio de entrada
$\hat{V}_{c,cc}$	[V]	Valor de pico do sinal portador do modulador do estágio de entrada
$V_{drv,on}$	[V]	Tensão gerada pelo circuito de comando na ativação de um interruptor controlado
$V_{drv,off}$	[V]	Tensão gerada pelo circuito de comando no bloqueio de um interruptor controlado
x	[-]	Valor instantâneo de uma variável x qualquer
\bar{x}	[-]	Valor normalizado instantâneo de uma variável x qualquer
$\langle x \rangle$	[-]	Valor médio quase instantâneo de uma variável x qualquer
\hat{x}	[-]	Valor instantâneo de uma variável x qualquer sem sua componente contínua
\vec{x}_x	[-]	Vetor de variáveis
\vec{x}_x'	[-]	Vetor de variáveis transposto
$\dot{\vec{x}}_x$	[-]	Vetor de derivadas de variáveis
X	[-]	Valor médio de uma variável x qualquer em regime permanente
\bar{X}	[-]	Valor normalizado de uma variável x qualquer em regime permanente
\hat{X}	[-]	Valor de pico de uma variável x qualquer
X_{xx}^{ef}	[-]	Valor eficaz de uma variável x qualquer

Sumário

1	Introdução	41
1.1	Acionamento Elétrico em Sistemas de Transporte	42
1.1.1	Potenciais Benéficos e Limitações da Propulsão Elétrica	43
1.1.2	Eletrônica para Propulsão	45
1.2	Inversores de Corrente	47
1.3	Inversores Multiníveis em Corrente	50
1.4	Proposta da Tese	54
1.4.1	Problema avaliado	54
1.4.2	Hipóteses	55
1.4.3	Objetivos	56
1.4.4	Organização da tese	56
2	Inversor Cinco Níveis em Corrente (5L-CSI)	59
2.1	Estrutura de Potência	60
2.1.1	Fonte de corrente de entrada	60
2.1.2	Estágio de entrada CC-CC	61
2.1.3	Análise estática do estágio inversor	62
2.1.4	Restrições dos estados de comutação do 5L-CSI	64
2.2	Representação vetorial	66
2.3	Classificação dos Vetores	68
2.3.1	Vetores longos	69
2.3.2	Vetores médios	69
2.3.3	Vetores curtos	70
2.3.4	Vetor nulo	73
2.3.5	Observações	73
2.4	Técnicas de Modulação	74
2.4.1	Método 1 - Transformação <i>bilogic-trilogic</i>	75
2.4.2	Método 2 - Sinal modulador modificado	77
2.4.3	Simulações	78
2.4.4	Interpretação vetorial	82
2.4.5	Conclusões	84
3	Proposta de Modulação Vetorial para o 5L-CSI	87
3.1	Objetivos	88
3.2	Algoritmo da Técnica SVM	89

3.3	Normalização e transformação de coordenadas - Bloco 1 . . .	91
3.4	Determinação do sextante de \vec{i}^* - Bloco 2	93
3.5	Determinação das projeções equivalentes - Bloco 3	94
3.6	Determinação da região de \vec{i}^* e das razões cíclica reais - Bloco 4.	95
3.7	Sequências de estados de comutação - Bloco 5	97
3.7.1	Restrição de tensão média nula nos transformadores de interfase	97
3.7.2	Restrição da frequência de comutação e de operação dos elementos passivos	100
3.8	Determinação das tensões em T_{i1} e T_{i2} - Bloco 6.	103
3.9	Equilíbrio dos valores médios de corrente - Bloco 7.	106
3.9.1	Estudo do transformador de interfase	107
3.9.2	Variação dos valores médios de v_{21} e v_{34}	109
3.9.3	Atuação no equilíbrio dos valores médios de corrente . . .	114
3.9.4	Exemplo de projeto do sistema de controle	115
3.10	Agrupamento dos estados de comutação e dos tempos dos segmentos - Bloco 8.	119
3.11	Geração dos pulsos de comando - Bloco 9	119
3.12	Simulações	120
3.13	Atividades Experimentais	122
3.13.1	<i>Hardware</i>	124
3.13.2	PCI INV	124
3.13.3	PCI CC-CC	128
3.13.4	Integração	129
3.13.5	<i>Software</i>	129
3.14	Resultados	132
3.15	Conclusões	138
4	Modelagem Dinâmica e Controle de um Sistema de Acionamento	141
4.1	Modelagem do MSIP	142
4.2	Modelagem do Estágio Inversor	144
4.3	Modelagem do Estágio de Entrada	146
4.3.1	Modulador	147
4.4	Transformação para o Sistema de Referências $dq\theta$	148
4.5	Linearização e Representação dos Modelos em Espaço de Estados	150
4.6	Modelo de Carga para o Estágio de Entrada	151
4.6.1	Determinação dos Parâmetros Equivalentes	151
4.6.2	Linearização e Representação em Espaço de Estados	155

4.7	Visão Geral do Sistema de Controle	156
4.7.1	Especificações do Sistema	156
4.7.2	Determinação das Correntes de Referência	158
4.7.3	Definição do Ponto de Operação	160
4.8	Malha de Controle da Corrente de Entrada	160
4.9	Malha de Controle de Velocidade do MSIP	167
4.10	Simulação do Sistema Completo	170
4.11	Resultados Experimentais	174
4.11.1	Testes com carga resistiva	174
4.11.2	Testes com o MSIP	177
4.12	Conclusões	180
5	Estudo de Perdas Elétricas	183
5.1	Aplicação em Embarcações Elétricas	184
5.2	Perdas no MSIP	185
5.3	Perdas no Conversor	185
5.3.1	Cálculo de perdas por condução	188
5.3.2	Cálculo de perdas por comutação	191
5.4	Resultados estimados	199
5.4.1	Avaliação de densidade de potência	202
5.5	Conclusões	204
6	Considerações Finais	207
6.1	Estrutura de Potência	208
6.2	Modulação	209
6.3	Modelagem Dinâmica e Controle	210
6.4	Perdas e Rendimento	211
6.5	Outras Aplicações	213
	Referências Bibliográficas	215
	Apêndice A – Estados de Comutação e Vetores	234
	Apêndice B – Equações para a Modulação de Espaço Vetorial	237
	Apêndice C – Projeto de Motores a Imãs Permanentes	245
	Anexo A – Lista de Publicações	261

1 Introdução

Devido à velocidade surpreendente de geração de novas tecnologias, alcançadas pelo homem nas últimas décadas, aliada à crescente demanda de produção de bens de consumo, a sociedade tem demonstrado uma grande preocupação com o meio ambiente e com a influência da atividade humana no clima e no aquecimento global.

Por sua vez, a necessidade dos países de expandirem as suas economias, dentro de um cenário onde a matriz de geração energética é limitada, tem proporcionado cada vez mais destaque à área de Eletrônica de Potência, visando aumentar o rendimento e a qualidade dos processos de conversão de energia elétrica.

Graças aos avanços obtidos nos últimos anos na área de eletrônica de potência, hoje é possível desenvolver conversores estáticos compactos e robustos, capazes acionarem os motores elétricos embarcados nos meios de transporte. Assim, os tradicionais motores a combustão podem ser substituídos por sistemas elétricos de propulsão, seja em aplicações de algumas centenas de watts em carrinhos de golf ou de algumas dezenas de megawatts em navios ou submarinos.

Neste capítulo introdutório, apresenta-se uma contextualização sobre o uso de sistemas de acionamento elétrico nos meios de transporte, assunto este que motivou o desenvolvimento deste trabalho. Partindo então das pesquisas e demais publicações existentes, será apresentada a proposta da tese, visando o estudo do inversor multinível em corrente, no acionamento de motores em sistemas de propulsão embarcados.

1.1 Acionamento Elétrico em Sistemas de Transporte

Até meados da década de 80, a emissão de poluentes era basicamente atribuída à atividade industrial, sendo que as ações governamentais visavam especificamente o controle destas fontes. Porém, o rápido aumento da frota veicular e de embarcações, passou a ter uma contribuição significativa na degradação da qualidade do ar e das águas. Os países passaram então a adotar leis mais restritivas para a emissão de poluentes, com o intuito de preservar os habitats naturais e assegurar a qualidade de vida nos grandes centros urbanos [1]. Tomando como exemplo o crescimento da frota brasileira de automóveis, constata-se que nos últimos 10 anos, a quantidade de veículos praticamente dobrou, saltando de 19 milhões em 2000 para 36 milhões em 2010 [2]. Com isso, o aumento do consumo de combustíveis é evidente, implicando também na crescente emissão de poluentes na atmosfera.

A fim de compensar efeitos similares nos Estados Unidos, uma ação significativa ocorreu em 1990, quando diversos estados americanos passaram a adotar as determinações da *California Air Resources Board* (CARB). O CARB é um órgão governamental dos EUA, responsável pelo monitoramento da qualidade do ar na Califórnia, e que define os limites de emissão de gases poluentes na atmosfera, decorrentes do uso de motores a combustão nos meios de transporte. Assim, ficou estabelecido que 2% dos veículos vendidos a partir de 1998 deveriam ter emissão zero de poluentes, sendo que deveria ser atingido um percentual de 10% em 2003 [3–5]. Posteriormente, a *U.S. Environmental Protection Agency* (EPA) [6], traçou um plano progressivo de regulamentações (compreendendo o período de 1998 a 2006), visando reduzir em 75% os níveis de poluição gerados pelos mais de 10 milhões de motores a combustão, presentes em pequenas embarcações nos EUA [7]. Baseado nestas restrições, os tradicionais motores de popa de dois tempos estão sendo proibidos de serem comercializados, pelo fato de não atenderem os limites de poluição impostos pela legislação vigente.

Diante deste cenário, e considerando a instabilidade do preço do petróleo no mercado internacional nos próximos 20 anos, diversas nações têm buscado desenvolver sistemas de propulsão elétricos, visando obter soluções limpas, eficientes, confiáveis e que diminuam a dependência dos combustíveis fósseis nos meios de transporte [8–10]. Assim, a utilização de dispositivos eletrônicos e motores elétricos como unidades de propulsão em automóveis, ônibus, caminhões, barcos de recreação e navios, mostra-se como uma forte tendência tecnológica, capaz de propiciar uma evolução significativa nos meios de transporte atuais.

1.1.1 Potenciais Benefícios e Limitações da Propulsão Elétrica

O principal argumento, em favor do uso de eletricidade para reduzir o impacto dos meios de transporte na natureza, diz respeito ao processo completo de conversão de energia potencial em energia cinética. Segundo estudos [3, 11], é mais eficiente e menos poluente converter petróleo em energia elétrica e, posteriormente utilizá-la em motores elétricos para deslocamento de veículos, do que utilizar a mesma quantidade de combustível diretamente em motores a combustão. Isto deve-se ao fato de que os motores a combustão apresentam um ponto ótimo de operação, o qual maximiza o rendimento e reduz a emissão de gases poluentes. Esta situação de operação então pode ser fixada para a geração contínua de energia elétrica, mas dificilmente é encontrada nas aplicações normais dos motores presentes em automóveis, ônibus e caminhões, devido às inúmeras variações de torque e de velocidade aos quais são submetidos.

Assim, enquanto automóveis tradicionais proporcionam, durante toda a cadeia de conversão de energia, a emissão de aproximadamente 300 g de CO₂ por quilômetro percorrido, veículos híbridos, carregados a partir da rede elétrica, poderiam gerar apenas 200 g. A justificativa seria ainda mais evidente se a geração de eletricidade não fosse proveniente de combustíveis fósseis, mas sim, de usinas nucleares, hidroelétricas ou a partir de fontes renováveis como eólica e solar, proporcionando uma geração de CO₂ inferior a 100 g/km [11].

Além disso, conforme estudo apresentado em [1], destaca-se que, o uso de sistemas elétricos de propulsão resultaria em uma significativa diminuição nas despesas com transporte, tendo em vista o custo reduzido da energia elétrica frente a combustíveis como gasolina e diesel. Considerando também, as poucas partes mecânicas móveis existentes nos motores elétricos, aliada à flexibilidade de variação de torque e de velocidade sem a necessidade de aparatos mecânicos para tal finalidade, seria possível reduzir os custos associados à manutenção do sistema de propulsão. Os níveis de vibração e de ruído acústico, que colaboram com a poluição sonora nos grandes centros urbanos, também seriam reduzidos. Os sistemas elétricos ainda usufruem da frenagem regenerativa, possibilitando que parte da energia cinética dos veículos seja recuperada e armazenada em baterias, ao invés de simplesmente ser convertida em calor durante frenagens.

Entretanto, atualmente é unânime a opinião de que a disseminação dos sistemas elétricos de propulsão está limitada principalmente à redução dos custos envolvidos, o que depende da evolução tecnológica

das unidades de armazenamento de energia (baterias) e da parte eletroeletrônica (motor+eletrônica) [3, 10]. No caso das baterias, estima-se que até 2015 a capacidade de armazenamento e a quantidade de produção de baterias de íons de lítio apresentem custos aceitáveis para a sua utilização na maior parte dos automóveis com tração elétrica [12]. Esta informação de certa forma é reforçada pelos 1,5 bilhões de dólares investidos pelo governo americano em mais de 20 empresas para o desenvolvimento de novas tecnologias para armazenamento de energia veicular [13]. Ainda, segundo estudos do departamento americano de energia [9], é necessário que os custos de produção associados a parte eletroeletrônica atinjam um patamar de US\$8,00/kW até 2020, para que seja possível viabilizar a comercialização em larga escala de veículos eficientes.

A utilização da propulsão elétrica também vem sendo difundida nos diversos setores da indústria marítima, e está se estabelecendo como uma das melhores e mais atrativas opções para promover a redução dos custos operacionais. Inicialmente adotada em projetos de quebra-gelos e navios especializados, a propulsão elétrica tem conquistado novos mercados, já sendo padrão nos modernos navios comerciais de cruzeiro [14].

Em navios com propulsão tradicional, a velocidade do motor é que define a rotação da hélice. Consequentemente, dependendo do perfil de operação do navio, o motor pode não operar na faixa de rendimento ótimo, normalmente associada às altas velocidades. Isto significa desperdício de combustível e excessivo desgaste mecânico. Com o uso da propulsão elétrica, este problema é eliminado, e o motor primário pode operar no ponto de melhor rendimento independente da velocidade de rotação da hélice. Em virtude da extinção da conexão mecânica entre motor primário (que gera potência através da queima de combustível) e o eixo propulsor, não existe mais relação direta entre a velocidade do eixo do motor primário e a rotação da hélice. Modernos sistemas de armazenamento de energia e sofisticados algoritmos de controle acentuam esta vantagem da propulsão elétrica, garantindo que o motor primário não sofra grandes variações no perfil de funcionamento, independente de alterações na demanda de energia do sistema. Isto se traduz em economia de combustível e redução de emissões poluentes, além da diminuição dos desgastes e consequente decréscimo nos custos de manutenção [15].

Os equipamentos da propulsão elétrica também são modulares, não precisam ser posicionados próximos uns aos outros e não produzem tanta vibração e ruído quanto os equipamentos mecânicos, fator que limita a instalação próxima a compartimentos habitados, por exemplo.

Como resultado desta flexibilização, torna-se desnecessário concentrar equipamentos em áreas específicas, sendo possível espalhar os compartimentos de máquinas pela embarcação, com um aproveitamento otimizado do espaço disponível a bordo. Na embarcação com propulsão elétrica, não são necessários motores auxiliares, pois toda a energia demandada pela embarcação será gerada pelos motores principais. Esta diminuição na quantidade de motores também provoca redução de custos e economia de espaço. Outra funcionalidade possível com a propulsão elétrica, é o uso do motor submerso junto com a hélice, possibilitando giros em ângulos de até 360° facilitando as manobras de atracamento.

1.1.2 Eletrônica para Propulsão

O exemplo pioneiro da aplicação de propulsão elétrica em larga escala em veículos de passeio, e que tem servido como base para as pesquisas, diz respeito ao veículo Prius, fabricado pela montadora japonesa Toyota e que já vendeu mais de 2 milhões de unidades em todo o mundo. O Prius é um veículo híbrido, ou seja, possui um sistema que compartilha a tarefa de propulsão entre um motor a combustão e um motor elétrico, cada qual operando de tal forma a explorar o máximo de rendimento de cada máquina. Além disso, apresenta frenagem regenerativa, sendo responsável pela maior parte da energia armazenada nas baterias. Posteriormente esta energia é reutilizada pelo veículo nas situações de partida, aceleração e operação em média velocidade, condições estas em que o motor a combustão apresenta baixo rendimento [16]. Na Figura 1 é exibido um diagrama de blocos do sistema de propulsão do Prius, onde é importante destacar que o motor a combustão, o gerador e o motor elétrico são montados fisicamente em uma mesma estrutura, estando acoplados por meio de engrenagens. O mesmo vale para os blocos que representam os conversores estáticos, os quais estão concentrados em uma única caixa de proteção, compartilhando o mesmo sistema de refrigeração.

Os blocos destacados na Figura 1 estão representados na Figura 2, onde observa-se a presença de duas estruturas tradicionais na eletrônica de potência: o conversor CC-CC bidirecional em corrente e o inversor de tensão trifásico de 2 níveis (VSI). A função do conversor CC-CC consiste em elevar a tensão da bateria de 200 V para 500 V, além de apresentar a característica de bidirecionalidade em energia, permitindo o fluxo de energia da bateria para o motor (durante as eta-

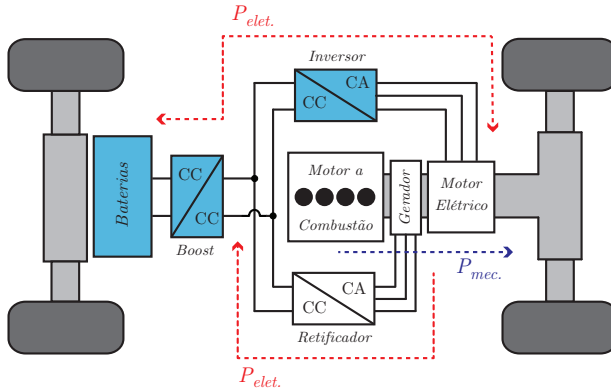


Figura 1 – Diagrama de blocos do sistema de propulsão do Prius, estando representados os fluxos de potência elétrica ($P_{elet.}$) e mecânica ($P_{mec.}$) envolvidos.

pas de tração) ou no sentido inverso (durante a frenagem regenerativa). O barramento de 500 V é então utilizado para alimentar o VSI, o qual irá acionar um motor de ímãs permanentes [16, 17].

Entretanto, apesar do VSI ser uma estrutura largamente empregada em aplicações industriais, a sua utilização na propulsão veicular tem sido questionada [17], pois apresenta características conflitantes com os interesses de evolução e redução de custos do sistema eletrônico. O VSI é uma topologia que tem a possibilidade de curto-circuito de braço, fato este que compromete a confiabilidade da estrutura, além de ser uma fonte geradora de interferência eletromagnética, devido à característica pulsada da tensão de saída [18]. Apresenta também perdas de comutação significativas, pois as comutações ocorrem sempre com o valor da tensão de barramento.

Porém, o ponto efetivamente crítico do VSI para aplicações veiculares, deve-se ao capacitor de barramento (C_b), necessário para absorver a corrente em alta frequência gerada pelo processo de inversão, que sofre uma redução considerável da vida útil com a elevação da temperatura. Assim, na área automotiva, onde se considera uma temperatura ambiente de 70°C, a baixa confiabilidade dos capacitores eletrolíticos tem forçado a utilização de capacitores de filme polimérico, os quais são mais caros e correspondem a 23% do custo e peso da eletrônica de propulsão [8, 17, 18].

Para o motor elétrico, o VSI possui também características in-

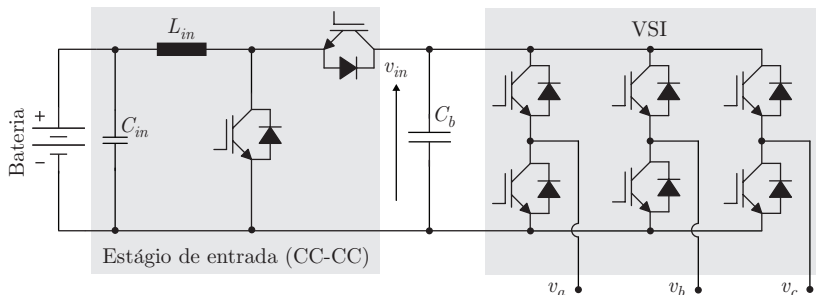


Figura 2 – Representação simplificada da eletrônica de propulsão bidirecional em energia, utilizada pela Toyota no veículo Prius.

desejáveis, pois a tensão de saída pulsada apresenta valores de dv/dt elevados, que afetam o isolamento da máquina, além da degradação dos mancais devido à circulação de correntes de modo comum [17–20]. A tensão pulsada está relacionada também com a geração de perdas adicionais no ferro e no cobre, sobretudo nos atuais motores a imã permanente que apresentam baixa indutância. As tensões pulsadas ocasionam maiores ondulações nas correntes de fase, e conseqüentemente de torque, para uma mesma frequência de comutação do inversor [21].

1.2 Inversores de Corrente

O inversor trifásico de corrente (CSI), representado genericamente na Figura 3, aparece como uma alternativa ao inversor de tensão desde a década de 70 [22, 23], sendo utilizado em aplicações de média tensão e altas potências (1-20 MW), empregando atualmente SGCTs como interruptores controlados.

Nesta área de aplicação, a fonte de corrente de entrada (I_{in}) do CSI é obtida por meio de retificadores de corrente controlados, conectados à rede elétrica, apresentando indutores como elementos armazenadores de energia, estando dispostos em série com o estágio inversor. A presença de uma impedância em série proporciona então maior confiabilidade ao CSI, pois em uma situação de curto-circuito dos interruptores, a taxa de elevação da corrente é limitada, assegurando tempo suficiente para atuação do sistema de proteção. Além disso, a existência do retificador de corrente torna o sistema bidirecional em energia, sendo possível, em situações de frenagem, devolver para a rede elétrica

a energia que estava armazenada no motor [19, 24].

Ao contrário do VSI, que utiliza capacitores de barramento conectados à tensão contínua, no CSI são necessários capacitores para tensão alternada (C_o), conectados aos terminais de saída do inversor. A princípio, os capacitores são necessários para assegurar um caminho de circulação das correntes do motor e evitar sobretensões nos interruptores devido à abertura de circuitos indutivos. No entanto, ao mesmo tempo, os capacitores operam como filtros para as componentes de corrente em alta frequência, proporcionando tensões e correntes para o motor com reduzido conteúdo harmônico [24].

Diversos trabalhos têm sido apresentados, realizando estudos comparativos entre VSIs e CSIs [25–28], com o intuito de destacar as vantagens e desvantagens de cada estrutura em diferentes aplicações.

Para potências da ordem de 10-100 kW, apesar de uma provável limitação de rendimento do CSI, um estudo apresentado em [19], que aborda a influência de VSIs e CSIs em motores de indução de baixa potência, mostra semelhanças no rendimento total do sistema (motor+inversor) quando os dois tipos de estruturas inversoras são comparadas. De fato, é apontado que o CSI apresenta um rendimento inferior ao VSI, porém, a qualidade das tensões provenientes do CSI implica não apenas em reduzido desgaste do isolamento, mas também em menores perdas no motor. Além disso, as medições realizadas mostraram que para modulações convencionais, as tensões de modo comum geradas pelo CSI serão constituídas por componentes de baixa frequência, ge-

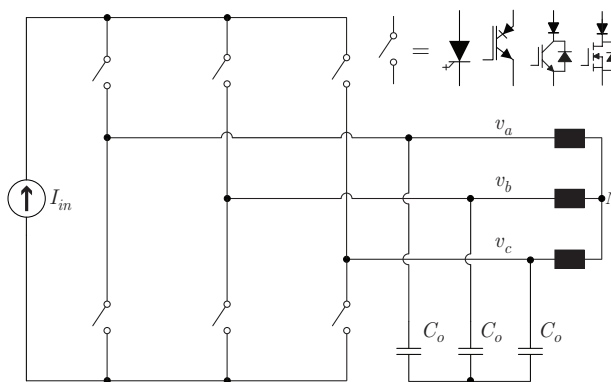


Figura 3 – Representação do inversor de corrente trifásico. Os interruptores utilizados, bidirecionais em tensão, podem ser SGCTs, RB-IGBTs ou IGBTs e MOSFETs conectados em série com diodos.

rando menores valores de correntes de modo comum. Dessa forma, o CSI fica caracterizado como uma estrutura menos agressiva aos mancais da máquina do que o VSI.

Entretanto, o CSI necessita de interruptores bidirecionais em tensão, sendo estes geralmente compostos pela associação em série de um IGBT ou MOSFET com um diodo. A presença de dois elementos semicondutores em série ressalta a deficiência do CSI com as perdas de condução, as quais poderão ser reduzidas no futuro com o desenvolvimento de novos IGBTs de bloqueio reverso (RB-IGBT).

Os dois tipos de inversores apresentam também ganhos estáticos distintos, referindo-se à relação entre a tensão de alimentação e o pico da tensão de fase de saída. Dessa forma, o VSI apresenta uma característica abaixadora de tensão, sendo as tensões de saída menores que a tensão de alimentação. Já o CSI apresenta comportamento dual, com tensões de saídas maiores que a tensão de entrada.

Esta característica elevadora de tensão do CSI é explorada nas pesquisas divulgadas em [17, 18, 29, 30], sugerindo substituir o sistema elétrico de propulsão apresentado na Figura 2, por um sistema que possui um estágio de entrada bidirecional em tensão, seguido por um CSI (Figura 4). Neste conceito, o estágio de entrada apresenta uma operação em alta frequência durante a partida e em situações de carga leve no motor, controlando o valor da fonte de corrente de entrada mediante a variação do valor médio da tensão v_{in} (a qual será menor que a tensão

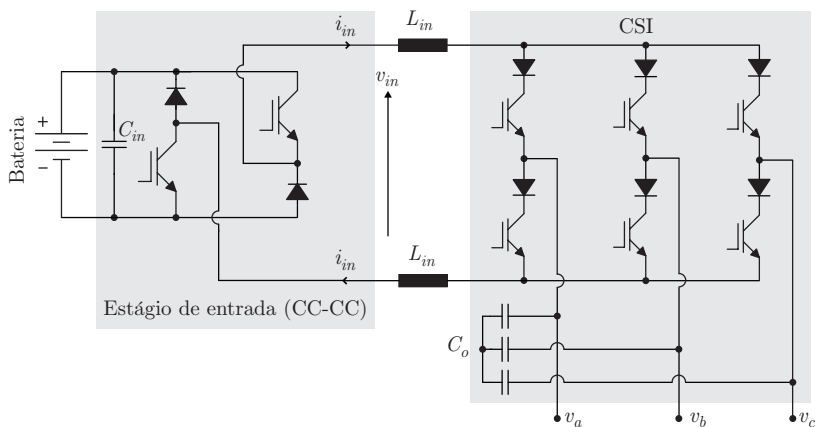


Figura 4 – Sistemas de propulsão veicular composto por um estágio de entrada CC-CC bidirecional em tensão e um inversor de corrente.

da bateria). Em regime permanente, os interruptores controlados do conversor de entrada mantêm-se estaticamente em condução e v_{in} idealmente assume o valor da tensão da bateria. Com isso, o CSI torna-se responsável por elevar a tensão do motor aos níveis necessários, através da variação do índice de modulação [31]. Como vantagens, os autores citam a considerável redução da quantidade de capacitores (sendo o capacitor de barramento do VSI substituído por capacitores de filtragem menores no CSI), e a possibilidade da elevação da temperatura de operação para 105°C [9]. Relata-se também o aumento da confiabilidade do sistema de propulsão e a extensão da faixa de operação em potência constante do motor, permitindo que este opere com maior velocidade.

É importante observar também que, comparando-se os sistemas de propulsão apresentados, observa-se que os componentes semicondutores que compõem o estágio de entrada da Figura 4, estarão submetidos ao valor da tensão da bateria, enquanto que os interruptores do estágio de entrada da Figura 2 deverão suportar a tensão de barramento, que será maior.

1.3 Inversores Multiníveis em Corrente

Atualmente, têm sido grande os esforços realizados pela comunidade científica no desenvolvimento de conversores multiníveis. Estas estruturas têm o objetivo de aumentar a capacidade de potência e a qualidade das formas de onda de saída dos conversores atuais, empregando os mesmos interruptores de potência disponíveis no mercado.

Focando preferencialmente em aplicações industriais para o acionamento de máquinas, os conversores multiníveis se beneficiam da associação de interruptores com menor capacidade de tensão e/ou de corrente (os quais apresentam menores perdas de comutação e condução), ao mesmo tempo em que reduzem o conteúdo harmônico e as tensões de modo comum das formas de onda de saída, favorecendo com isso o desempenho e a vida útil dos motores.

Considerando os produtos comerciais existentes, os inversores multiníveis em tensão (MVSI - *Multilevel Voltage Source Inverter*) aparecem em primeiro plano [24], destacando-se as estruturas trifásicas com neutro grampeado (NPC - *Neutral Point Clamped*) [32, 33], formadas a partir de módulos de ponte-H em cascata (CHB - *Cascaded H-Bridge*) [34–36], ou empregando capacitores flutuantes (FC - *Flying Capacitor*) [37–39].

Entretanto, desde meados da década de 80 são propostas topo-

logias inversoras multiníveis em corrente (MCSI - *Multilevel Current Source Inverter*) [40, 41], explorando a possibilidade de associação paralela de semicondutores para elevar a capacidade de processamento de energia, além de incrementar a confiabilidade do conversor pela substituição dos capacitores eletrolíticos por indutores.

Dentre as diversas estruturas MCSI citadas na literatura, as principais delas podem ser geradas utilizando unidades básicas chamadas de *células multiníveis em corrente* [42, 43]. O processo detalhado de concepção das estruturas é visto em [44], consistindo essencialmente em identificar as células de comutação de um inversor de corrente monofásico e substituí-las por células de n estágios, dando origem a estruturas monofásicas multiníveis em corrente. Adicionado um braço extra a cada estágio da estrutura monofásica, obtém-se a sua correspondente estrutura trifásica.

Na Figura 5 é apresentada a *célula multinível em corrente série* [45], a qual pode ser interpretada como uma entidade dual ao braço inversor da topologia MVSI *Flying Capacitor* [46]. Nesta figura, os diodos e transistores foram considerados um elemento único, formando um interruptor unidirecional em corrente e bidirecional em tensão. Deve-se lembrar também que, os dois interruptores conectados ao mesmo ponto de um indutor são complementares, assegurando um caminho único para circulação da corrente. Observa-se que a célula série de n estágios apresenta $(n - 1)$ indutores, $(2n)$ interruptores e é capaz de gerar correntes com $(2n + 1)$ níveis.

O estudo do inversor de corrente monofásico, baseado na célula

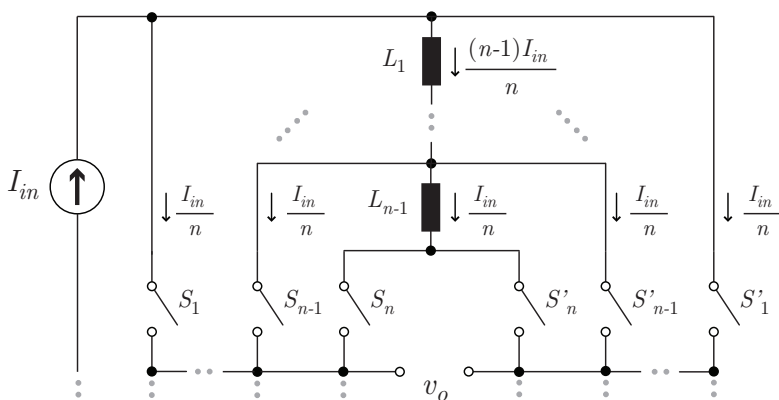


Figura 5 – Representação da célula multinível em corrente série.

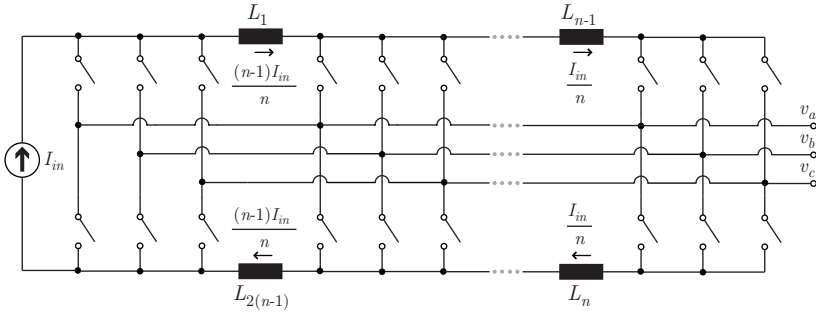


Figura 6 – CSI trifásico multiníveis, obtido a partir da célula série.

multinível série, foi apresentado primeiramente em [42]. Neste trabalho é proposta também a generalização da estrutura trifásica para n níveis, conforme a Figura 6. Contudo, uma análise mais detalhada desta estrutura trifásica foi realizada em [47], utilizando a modulação PS-PWM em conjunto com uma transformação *bilogic-trilogic*. Com isso, foi possível implementar um inversor trifásico de 2 estágios, proporcionando 5 níveis de corrente. Posteriormente em [48], são apresentados maiores detalhes quanto ao método de balanço de corrente entre os estágios.

Uma outra abordagem de estudo da mesma estrutura cinco níveis, faz uso da interpretação vetorial para comparar a estrutura MCSI com a estrutura MVSI *Flying Capacitor* de 3 níveis [49, 50]. Assim, os autores propõem mapear os vetores de uma estrutura à outra, visando aproveitar o conhecimento existente da modulação PWM para inversores de tensão em inversores de corrente. É apontado também o uso de estados de comutação redundantes para auxiliar no equilíbrio das correntes entre os estágios. Contudo, relata-se que as estruturas MCSI do tipo série utilizam indutores com especificações diferentes para cada estágio, representando uma desvantagem para a sua industrialização.

Estruturas MCSI também são obtidas a partir da *célula multinível em corrente paralela*, sugerida em [44] e deduzida por [46] como uma entidade dual ao braço inversor da topologia multinível em tensão NPC. Pela Figura 7, observa-se que a célula paralela de n estágios possui n indutores, $2n$ interruptores e é capaz de gerar correntes com $(2n + 1)$ níveis. Conforme visto em [44], a célula em paralelo é utilizada para compor a estrutura trifásica de n níveis apresentada na Figura 8. Essa construção topológica é identificada nos primeiros trabalhos que visavam gerar correntes de saída multiníveis [41]. Devido a característica associativa de inversores em paralelo, tal estrutura eram denominada

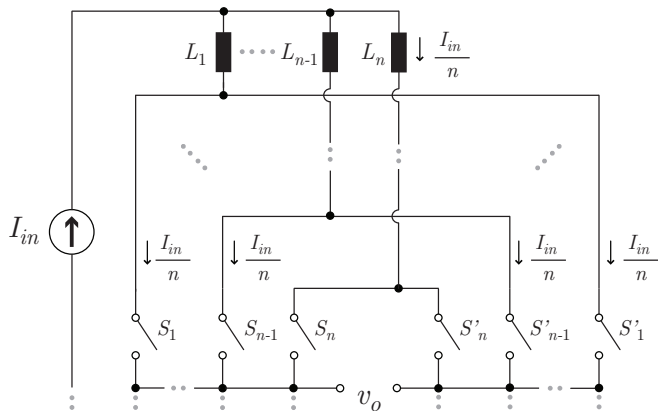


Figura 7 – Representação da célula multinível em corrente paralela.

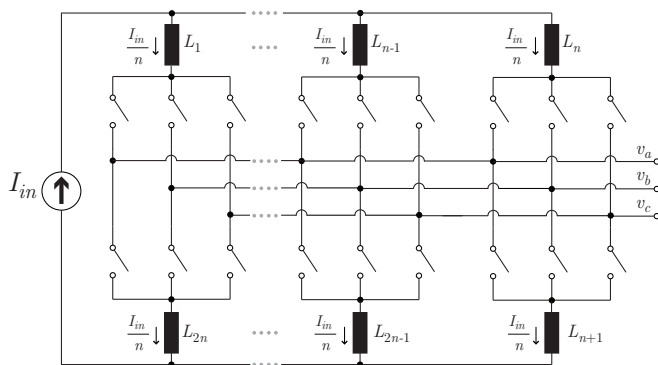


Figura 8 – CSI trifásico multiníveis, obtido a partir da célula paralela.

na época como inversor de múltiplas fontes de corrente [51].

No trabalho apresentado em [52], é mostrada uma representação vetorial para um conversor cinco níveis em corrente, representação esta que é utilizada como ferramenta para diminuir o conteúdo harmônico gerado por uma modulação do tipo doze pulsos. A mesma estrutura de potência é utilizada em [53], empregando modulação PWM.

Posteriormente, uma estrutura com três estágios (sete níveis) comutando em baixa frequência é apresentada em [54], sendo anos mais tarde acionada em alta frequência mediante o uso da transformação *biologic-trilogic* de um modulador PS-PWM [55]. É importante citar que a estrutura paralela em questão também tem sido utilizada como

retificador trifásico de corrente, beneficiando-se dos múltiplos níveis para reduzir o conteúdo harmônico injetado na rede elétrica [44, 56].

Na literatura ainda podem ser encontradas outras topologias trifásicas MCSI, formadas a partir de três inversores monofásicos [57, 58]. Contudo, tais estruturas apresentam pouco interesse prático, pois utilizam no mínimo três fontes de corrente isoladas, necessitam da conexão de um terminal de neutro (o que permite a circulação de correntes de modo comum) e apresentam tensões de saída com elevada distorção harmônica, proveniente da ondulação de baixa frequência existente nas correntes de entrada.

1.4 Proposta da Tese

1.4.1 Problema avaliado

Mediante a revisão bibliográfica realizada, constata-se que as pesquisas sobre os sistemas de acionamento elétrico, apresentam um grande interesse no meio científico. Isto porque as inovações tecnológicas geradas nessa área possuem potenciais aplicações na indústria e nos meios de transporte, representando soluções com impacto direto na qualidade de vida da sociedade. Porém, a nível nacional, observa-se que é insignificante o número de publicações relacionadas ao tema, sobretudo com relação à eletrônica de potência embarcada, a qual é indispensável em qualquer aplicação voltada para veículos elétricos. Assim, considerando a capacidade técnica local no campo da eletrônica de potência e os inúmeros desafios existentes para se utilizar eletricidade nos meios de transporte, acredita-se que é pertinente a proposta deste trabalho, referente ao estudo de inversores para acionamento elétrico.

Levando-se em conta a necessidade de originalidade da tese, e sabendo que as atuais soluções são baseadas em inversores de tensão, intui-se que uma investigação acerca de inversores de corrente representa uma opção interessante a ser avaliada. Este interesse é reforçado principalmente pelas poucas publicações existentes, quanto ao uso do CSI em aplicações de baixa potência e baixa tensão, além dos diversos argumentos positivos apresentados na seção 1.2.

Outro ponto de importante indagação, diz respeito à forma de viabilizar o aumento da densidade de potência da eletrônica de acionamento, sem comprometer o seu rendimento. De acordo com o estudo apresentado em [59], o aumento da densidade de potência de conversores estáticos está intimamente ligada à possibilidade de redução do

volume, relacionado aos dissipadores e aos elementos passivos (indutores e capacitores). Estes resultados podem ser obtidos pela associação paralela de estruturas, que operam defasadamente no tempo umas das outras (modo intercalado de operação). Com isso, obtêm-se não apenas a redução da resistência térmica dos interruptores (favorecendo a transferência de calor e a diminuição dos sistemas de resfriamento), como também abre-se caminho para se elevar a frequência de operação dos elementos passivos (e conseqüente redução dos seus volumes e pesos), sem aumentar a frequência de comutação.

A reflexão a respeito do uso de conversores operando em paralelo, remete à Figura 8, onde é evidente que a estrutura MCSI apresentada consiste basicamente na associação paralela de inversores de corrente, os quais supostamente poderiam apresentar uma característica de operação intercalada. A princípio, poderia se concluir que tal associação paralela implica em um número maior de indutores, comparado à estrutura vista na Figura 6. Porém, conforme análise apresentada em [44], a quantidade de núcleos e espiras, necessárias para se confeccionar os componentes magnéticos, será a mesma nas duas estruturas, se os indutores dispostos em paralelo estiverem acoplados no mesmo núcleo. Além disso, se os respectivos indutores estiverem inversamente acoplados, o fluxo médio no interior do núcleo será nulo, o que implica na redução da quantidade de material magnético necessário.

Apesar de serem diversas as publicações levantadas sobre MCSI, observou-se que as questões referentes à operação intercalada de inversores de corrente, e uso concomitante de indutores acoplados, não têm sido exploradas na literatura. Na verdade, a maior parte dos trabalhos apresenta um interesse quase que exclusivo em adaptar as modulações de inversores de tensão para obter multiníveis em corrente, não demonstrando nenhum compromisso com a redução dos elementos passivos e aumento da densidade de potência das estruturas MCSI.

1.4.2 Hipóteses

Assim, baseado no que foi exposto até o momento, levantam-se as seguintes hipóteses a serem investigadas:

1. Através de uma técnica de modulação adequada, a associação paralela de CSIs opera como um inversor multinível em corrente, com a frequência dos elementos passivos maior que a frequência de comutação dos interruptores controlados;

2. A associação paralela de inversores permite diminuir e equilibrar a corrente nos interruptores, possibilitando o uso de componentes com melhores características de condução e/ou comutação, reduzindo as perdas e melhorando o rendimento;
3. A característica de ganho de tensão do CSI viabilizaria, em sistema de propulsão elétrica com baterias de baixa tensão, o uso de motores com tensão de alimentação elevada, que apresentam um rendimento melhor que os motores de baixa tensão.

1.4.3 Objetivos

1. Propor uma estratégia de modulação vetorial para um inversor de corrente trifásico, tornando este apto a operar com múltiplos níveis em corrente e com a frequência dos elementos passivos maior que a frequência de comutação;
2. Reduzir o volume necessário de elementos magnéticos, comparado aos resultados existentes na literatura pertinentes a inversores de corrente;
3. Obter um modelo matemático orientado ao controle do inversor de corrente em estudo, o qual será útil para a implementação um sistema de controle de velocidade e de torque de um motor elétrico;
4. Estudar sobre o projeto e funcionamento de motores a imãs permanentes, buscando obter uma visão geral de um sistema de acionamento elétrico;
5. Avaliar, através de um estudo de perdas elétricas, a viabilidade do uso de um MCSI em sistemas de propulsão elétrica de baixa potência (<100 kW) e de baixa tensão (<120 V);

1.4.4 Organização da tese

O estudo sobre os inversores multiníveis em corrente será realizado com relação a estrutura cinco níveis (5L-CSI), apresentada no Capítulo 2. Neste capítulo, será abordado o estágio CC-CC, necessário para controlar a fonte de corrente de entrada, bem como a configuração adotada para os elementos magnéticos. Posteriormente, o 5L-CSI

será analisado com base no conceito de espaço vetorial para conversores estáticos, buscando caracterizar os vetores e estados de comutação disponíveis para esta estrutura. As técnicas de modulação relevantes também serão avaliadas, utilizando simulações numéricas.

No Capítulo 3, a representação vetorial do 5L-CSI será usada para propor um algoritmo de modulação de espaço vetorial, empregando transformações de coordenadas e o sequenciamento dos estados de comutação disponíveis. Este algoritmo será simulado, e parte dele implementado em um controlador digital de sinais (DSC), a fim de obter resultados experimentais em um protótipo de 2,2 kW.

O sistema de acionamento, composto pelo estágio de entrada CC-CC, pelo 5L-CSI e por um motor síncrono a ímãs permanentes (MSIP), será modelado no Capítulo 4. A partir dos conceitos de valores médios quase instantâneos e da transformação de sistema de coordenadas, serão determinadas as funções de transferência para o projeto das malhas de controle de corrente e de velocidade da máquina. Posteriormente, os resultados experimentais do controle da corrente de entrada serão obtidos no protótipo do conversor. Testes iniciais, e as dificuldades encontradas para o acionamento de um MSIP de 1 kW, também serão apresentadas neste capítulo.

O estudo das perdas de um 5L-CSI de maior potência (12 kW), será mostrado no Capítulo 5. Para isso, será considerada uma aplicação de propulsão elétrica, para um barco de pequeno porte, o qual seria alimentado com um banco de baterias de baixa tensão (96 V). Os métodos necessários para o cálculo das perdas por condução e por comutação nos interruptores serão discutidos e empregados posteriormente para estimar as curvas de rendimento do sistema, em função da velocidade do motor.

Por fim, serão apresentadas as conclusões finais no Capítulo 6, buscando resumir todo o conhecimento adquirido neste trabalho, além de propor novos questionamentos e ideias para trabalhos futuros. Algumas deduções de equações do algoritmo de modulação vetorial, e um estudo sobre o projeto de MSIP com bobinagem concentrada, serão apresentados nos apêndices subsequentes.

2 Inversor Cinco Níveis em Corrente (5L-CSI)

Neste capítulo será abordada a estrutura de potência que é o foco deste trabalho, sendo composta por um estágio de entrada CC-CC e por um inversor trifásico cinco níveis em corrente (5L-CSI). O estudo do estágio inversor será feito com base em uma análise vetorial da estrutura, onde serão apresentadas restrições e alguns exemplos de estados de comutação do 5L-CSI. As técnicas de modulação encontradas na literatura também serão descritas, dando ênfase para a simulação e comparação entre dois métodos de modulação do tipo PWM.

2.1 Estrutura de Potência

Na Figura 9 apresenta-se a estrutura de potência avaliada neste trabalho, sendo composta por um estágio de entrada CC-CC, seguido pelo inversor trifásico cinco níveis em corrente. A estrutura do inversor é oriunda da célula multinível em corrente paralela, apresentada na Seção 1.3. Esta topologia foi escolhida devido à característica de associação paralela de inversores três níveis em corrente (3L-CSI), visando posteriormente explorar um possível modo de operação intercalado entre eles. Os interruptores de potência empregados no 5L-CSI devem obrigatoriamente serem interruptores bidirecionais em tensão, tal como IGBTs com capacidade de bloqueio reverso (RB-IGBT) ou obtidos através de associação em série de um diodo com um MOSFET ou IGBT comum.

2.1.1 Fonte de corrente de entrada

A característica de fonte de corrente de entrada (i_{in}) é proporcionada pelo indutor acoplado L_{in} , estando os enrolamentos simetricamente distribuídos no circuito, porém montados em um mesmo núcleo

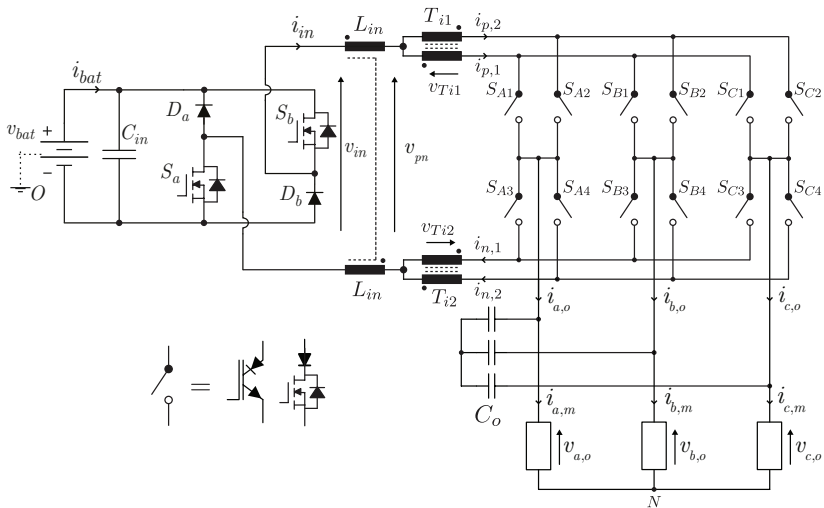


Figura 9 – Estrutura de potência em estudo, composta pelo estágio de entrada CC-CC e pelo inversor trifásico cinco níveis em corrente.

com acoplamento magnético direto.

Por sua vez, a divisão da fonte de corrente será realizada pelos indutores inversamente acoplados, os quais passam a ser denominados como transformadores de interfase (T_i), apresentando um fluxo magnético médio nulo no interior do núcleo. Segundo [60], o transformador de interfase é um autotransformador, ou um conjunto de indutores mutuamente acoplados, que possibilita a operação paralela de dois ou mais grupos de comutação deslocados em fase, através do acoplamento magnético entre os enrolamentos colocados em um mesmo núcleo.

É importante destacar que a ideia de separar os indutores em componentes com acoplamento direto ou inverso vem sendo proposta como uma alternativa para se diminuir o volume e perdas nos elementos magnéticos [61], pois permite otimizar ambas as características através da escolha de materiais magnéticos adequados para cada finalidade. Neste caso, os núcleos de pó de ferro ou de material amorfo são utilizados com acoplamento direto, onde existe o armazenamento de energia, e os núcleos de ferrite ou de material nanocristalino são empregados para acoplamento inverso, onde há fluxo direto de energia.

2.1.2 Estágio de entrada CC-CC

Para controlar o fluxo de potência e proporcionar que o circuito inversor seja bidirecional em energia, será utilizado o estágio de entrada CC-CC visto na Figura 9. Neste caso os interruptores S_a e S_b são representados por MOSFETS, pois são os componentes com menores perdas por condução para a aplicação em questão, que envolve valores da tensão de bateria da ordem de 96-200 V (valores relacionados à tensões de alimentação de sistemas de propulsão para veículos de pequeno porte).

O estágio de entrada apresenta quatro estados de comutação, mostrados na Figura 10. Considerando que a carga do inversor seja um motor, em situações de baixa velocidade, quando a força contraeletromotriz induzida (BEMF) apresenta um valor inferior à tensão da bateria, o estágio de entrada opera entre os estados I-II ou I-III durante a tração da máquina. Dessa forma, controla-se a razão cíclica dos interruptores S_a e S_b , o que resulta na variação do valor médio da tensão v_{in} e no controle do valor médio da corrente de entrada. Na ocorrência de frenagem dinâmica, o estágio de entrada opera entre os estados II-IV e III-IV, invertendo a polaridade da tensão v_{in} , permitindo que a energia da máquina seja regenerada para a bateria sem que o sentido de i_{in} seja alterado. Em situações de alta velocidade da máquina,

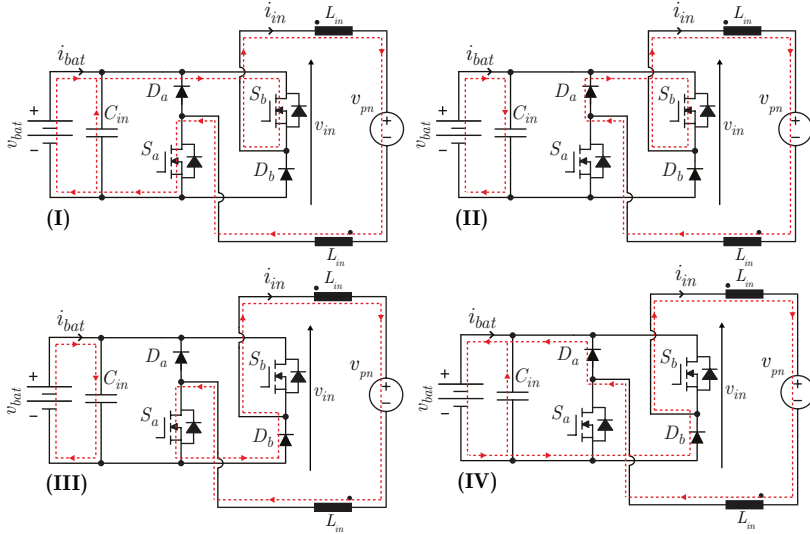


Figura 10 – Estados de comutação do estágio de entrada CC-CC - (I)-(II) ou (I)-(III): estados utilizados para a situação de tração do motor; (II)-(IV) ou (III)-(IV): estados utilizados para a regeneração de energia.

quando a BEMF é superior à tensão da bateria, S_a e S_b mantêm-se em condução (estado I) para a tração do motor, ou bloqueados (estado IV) para a regeneração de energia. Nesta situação, o controle do fluxo de potência é feito através da variação do índice de modulação do estágio inversor [31, 62]. O método de modulação e controle do estágio de entrada será apresentado posteriormente na Seção 4.

2.1.3 Análise estática do estágio inversor

A estrutura de potência vista na Figura 9 pode ser simplificada, se for considerado que, em regime permanente, os interruptores S_a e S_b estarão sempre conduzindo e que a corrente de entrada apresenta reduzida ondulação, dividindo-se igualmente pelas bobinas dos transformadores de interfase. Dessa forma, a fonte de tensão de entrada e os elementos magnéticos passam a ser representados por fontes de corrente, conforme exibido na Figura 11.

No caso das tensões e correntes de saída do inversor, estas são variáveis no tempo e constituídas por componentes de alta e baixa

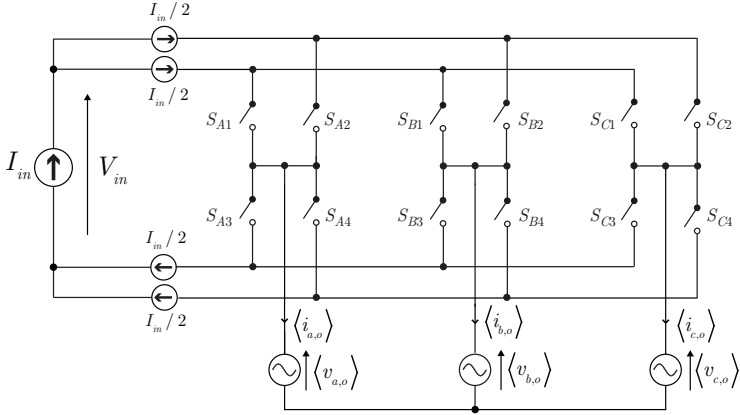


Figura 11 – Representação idealizada em regime permanente do inversor cinco níveis em corrente.

frequência. Porém, assumindo que as componentes de alta frequência da corrente de saída circulam pelos capacitores de filtragem, as tensões e as correntes na carga passam a ser representadas por fontes senoidais.

Assim, utilizando os valores de pico da tensão e da corrente de fase ($\hat{V}_{x,o}$ e $\hat{I}_{x,o}$ respectivamente), as grandezas de saída do inversor são definidas nas equações (2.1)-(2.3), com base nas suas componentes fundamentais de frequência (ω_o).

$$\langle i_{a,o} \rangle = \hat{I}_{x,o} \cos(\omega_o t); \quad \langle v_{a,o} \rangle = \hat{V}_{x,o} \cos(\omega_o t + \psi_v) \quad (2.1)$$

$$\langle i_{b,o} \rangle = \hat{I}_{x,o} \cos\left(\omega_o t - \frac{2\pi}{3}\right); \quad \langle v_{b,o} \rangle = \hat{V}_{x,o} \cos\left(\omega_o t - \frac{2\pi}{3} + \psi_v\right) \quad (2.2)$$

$$\langle i_{c,o} \rangle = \hat{I}_{x,o} \cos\left(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}\right); \quad \langle v_{c,o} \rangle = \hat{V}_{x,o} \cos\left(\omega_o t + \frac{2\pi}{3} + \psi_v\right) \quad (2.3)$$

Definindo em (2.4) o fator de deslocamento (F_d) a partir do ângulo de defasagem existente entre a tensão e a corrente de saída (ψ_v)

$$F_d = \cos(\psi_v), \quad (2.4)$$

e considerando um sistema trifásico equilibrado, onde toda a potência ativa de entrada é entregue à saída, tem-se que

$$V_{in} I_{in} = 3 \left(\frac{\hat{V}_{x,o}}{\sqrt{2}} \right) \left(\frac{\hat{I}_{x,o}}{\sqrt{2}} \right) F_d. \quad (2.5)$$

Por sua vez, reescrevendo (2.5) a partir do valor eficaz da tensão de linha ($V_{ll,o}^{ef}$) apresentado em (2.6), obtém-se a expressão (2.7).

$$V_{ll,o}^{ef} = \frac{\sqrt{3}\hat{V}_{x,o}}{\sqrt{2}} \quad (2.6)$$

$$\frac{V_{in}}{V_{ll,o}^{ef}} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{\hat{I}_{x,o}}{I_{in}} F_d. \quad (2.7)$$

Definindo-se então o índice de modulação (M_i) segundo (2.8)

$$M_i = \frac{\hat{I}_{x,o}}{I_{in}} \quad 0 \leq M_i \leq 1, \quad (2.8)$$

e substituindo-o na equação (2.7), obtém-se (2.9), que representa o ganho de tensão (G_v) proporcionado pelo inversor de corrente, operando no modo de condução contínua.

$$G_v = \frac{V_{ll,o}^{ef}}{V_{in}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{1}{M_i F_d} \quad (2.9)$$

Utilizando (2.9), apresenta-se na Figura 12 o comportamento do ganho de tensão do conversor, para diferentes valores de índice de modulação e do fator de deslocamento. Observa-se que a estrutura apresenta um ganho mínimo, o qual cresce na medida em que se reduz o índice de modulação. Isto caracteriza o inversor de corrente como um conversor elevador de tensão, capaz de apresentar um valor eficaz da tensão de saída maior que a tensão de alimentação. É importante ressaltar que o valor de F_d depende dos valores dos capacitores de saída empregados e do ponto de operação e parâmetros da carga.

2.1.4 Restrições dos estados de comutação do 5L-CSI

Diferentemente das restrições encontradas nos inversores de tensão, onde os interruptores comutam de maneira complementar para evitar a ocorrência de curto-circuito na fonte de tensão de entrada, nos inversores de corrente a condução simultânea por interruptores de mesma fase é necessária e faz parte da operação normal do conversor, correspondendo à etapa de acumulação de energia nos indutores de entrada.

Entretanto, no 5L-CSI é necessário garantir que sempre exista

um caminho para a circulação das correntes, evitando a ocorrência de sobretensões nos interruptores, ocasionadas pela abertura de circuitos indutivos. Assumindo então que os interruptores do circuito são divididos em quatro grupos com um interruptor em cada fase, estes podem ser identificados da forma S_{fg} , onde $f = \{A, B, C\}$ corresponde ao identificador de fase e $g = \{1 \dots 4\}$ ao identificador de grupo.

Definem-se então funções de comutação (s_{fg}) para cada interruptor controlado como sendo:

$$s_{fg} = \begin{cases} 1 & \text{se } S_{fg} \text{ está conduzindo} \\ 0 & \text{se } S_{fg} \text{ está bloqueado} \end{cases} \quad (2.10)$$

Assim, para que as restrições descritas anteriormente sejam atendidas, é necessário que para todos os grupos a expressão 2.11 seja válida em qualquer instante de tempo.

$$\sum_f s_{fg} = 1 \quad \text{onde } s_{fg} \in \{0, 1\}, f \in \{A, B, C\}, g \in \{1, 2, 3, 4\} \quad (2.11)$$

Dessa forma, cada estado de comutação apresentará sempre quatro interruptores em condução, garantindo a existência de dois únicos

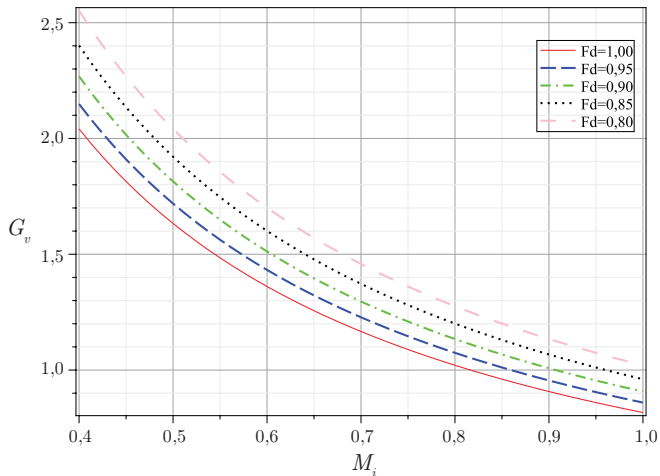


Figura 12 – Curvas de ganho estático de tensão (G_v) proporcionadas pelo inversor de corrente, em função do índice de modulação (M_i) e considerando diferentes valores do fator de deslocamento (F_d).

caminhos para as fontes de corrente com valor igual a $I_{in}/2$.

2.2 Representação vetorial

Considerando as restrições apresentadas para os estados de comutação, o 5L-CSI possui oitenta e um estados de comutação válidos (E_n), os quais estão descritos no Apêndice A. Estes estados de comutação são representados segundo a forma (2.12), indicando qual interruptor de cada fase encontra-se em condução nos quatro possíveis grupos.

$$E_n = [f_1, f_2, f_3, f_4] \quad \text{onde} \quad f_{1..4} \in \{A, B, C\}, n \in \{01, 02, \dots, 81\} \quad (2.12)$$

Tomando arbitrariamente como exemplo o estado de comutação 19, representado por (2.13), obtém-se o circuito mostrado na Figura 13, estando as grandezas representadas na sua forma instantânea. Observa-se que a fase a apresenta um valor de corrente $i_{a,o} = +\overline{I_{in}}/2$, a fase b apresenta $i_{b,o} = 0$ (devido ao curto-circuito formado pelos interruptores S_{B2} e S_{B3}) e pela fase b circula uma corrente $i_{c,o} = -\overline{I_{in}}/2$.

$$E_{19} = [A, B, B, C] \quad (2.13)$$

Contudo, a interpretação sobre o funcionamento do conversor pode ser realizada através de uma caracterização vetorial da estrutura, sendo interessante transformar o sistema trifásico para um sistema de

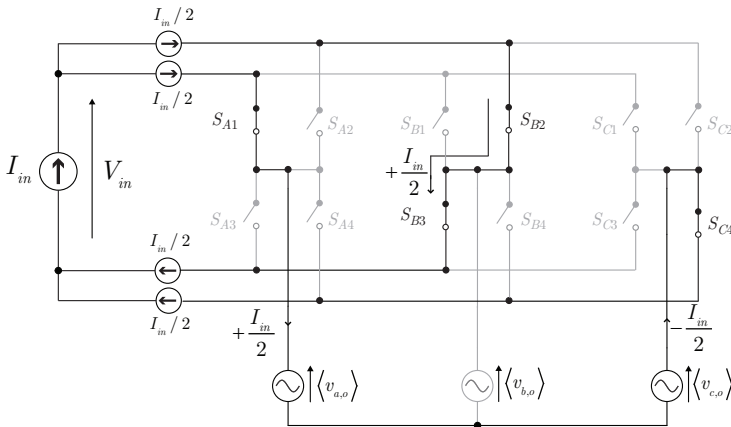


Figura 13 – Representação de um estado de comutação do inversor cinco níveis em corrente.

referência estacionário de duas variáveis. Utilizando então a transformação $\alpha\beta$ definida em [24] e reescrita em (2.14), obtêm-se um vetor de corrente (\vec{i}_o), representado em um sistema estacionário de coordenadas.

$$\vec{i}_o = \frac{2}{3} \left[i_{o,A}(t)e^{j0} + i_{o,B}(t)e^{+j\frac{2\pi}{3}} + i_{o,C}(t)e^{+j\frac{4\pi}{3}} \right] = i_{\alpha,o} + j i_{\beta,o} \quad (2.14)$$

No caso do estado de comutação tomado como exemplo, os valores das correntes de saída originam o vetor \vec{I}_{01} no plano $\alpha\beta$.

$$\begin{aligned} \vec{I}_{01} &= \frac{2}{3} \left(\frac{I_{in}}{2} e^{j0} + 0 e^{+j\frac{2\pi}{3}} - \frac{I_{in}}{2} e^{+j\frac{4\pi}{3}} \right) \\ &= \frac{2}{3} \left(\frac{I_{in}}{2} e^{j0} - \frac{I_{in}}{2} e^{+j\frac{4\pi}{3}} \right) \\ &= \frac{\sqrt{3}}{3} I_{in} e^{+j\frac{\pi}{6}} \end{aligned} \quad (2.15)$$

Lembrando que $e^{j\theta} = \cos(\theta) + j \sin(\theta)$, o vetor pode ser reescrito em coordenadas retangulares como sendo

$$\vec{I}_{01} = \frac{1}{2} I_{in} + j \frac{\sqrt{3}}{6} I_{in}. \quad (2.16)$$

Aplicando o mesmo procedimento a todos os estados de comutação possíveis, obtêm-se dezenove vetores distintos, os quais serão normalizados em função de I_{in} e definidos conforme a expressão (2.17). Utilizando todos os vetores possíveis, obtêm-se o diagrama vetorial apresentado na Figura 14.

$$\vec{I}_k = \bar{I}_{\alpha,o} + j \bar{I}_{\beta,o} \quad \text{onde } k \in \{00, 01, \dots, 18\} \quad (2.17)$$

Na Figura 14 também são apresentados os estados de comutação que formam cada vetor, sendo que o vetor 00 apresenta o maior número de estados de comutação redundantes, redundância esta que diminui quanto maior for a magnitude do vetor. Observa-se também que a estrutura MCSI estudada possui um mapa de vetores semelhante ao de um inversor de tensão de três níveis, quando gerado a partir das tensões de linha de saída.

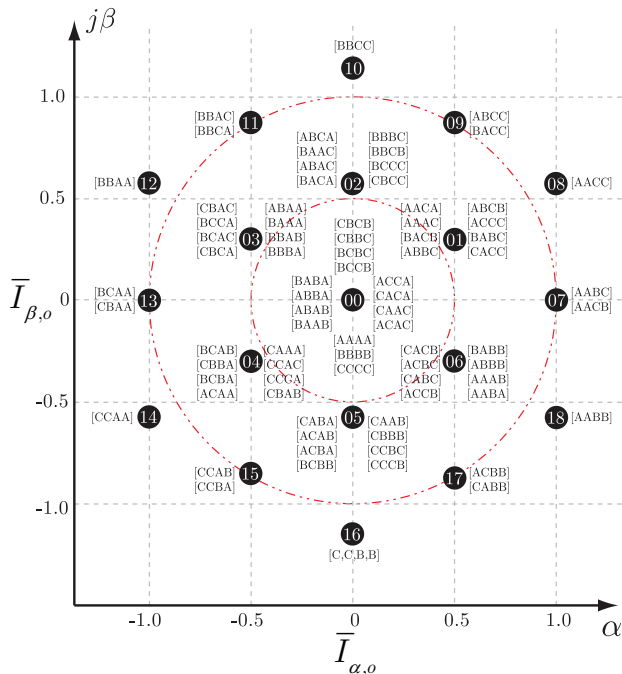


Figura 14 – Mapa normalizado de vetores do inversor 5 níveis em corrente, com os seus respectivos estados de comutação.

2.3 Classificação dos Vetores

Os vetores do 5L-CSI podem ser classificados, de acordo com a sua magnitude no diagrama vetorial, em vetores longos, médios, curtos ou nulo [24], apresentando influências distintas quanto às ondulações e equilíbrio das correntes de entrada. Sabendo que um determinado vetor pode ser gerado por diferentes estados de comutação, serão apresentados alguns circuitos simplificados, empregando os elementos magnéticos e as tensões instantâneas aos quais estarão submetidos, visando caracterizar a influência que os estados de comutação apresentam no funcionamento da estrutura. Neste caso, será considerado que os transformadores de interfase apresentam acoplamento magnético unitário e enrolamentos com o mesmo número de espiras, proporcionando tensões iguais em cada bobina de T_{i1} ou T_{i2} . Será adotado também que as tensões envolvidas mantêm-se constantes na ocorrência de cada estado

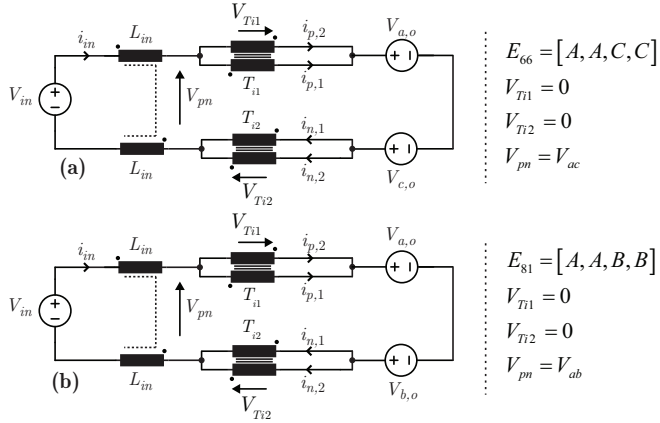


Figura 15 – Representação simplificada dos estados de comutação 66 (a) e 81 (b), responsáveis por gerar os vetores longos 08 e 18.

de comutação, implicando na variação da corrente de entrada e nas bobinas dos transformadores de interfase.

2.3.1 Vetores longos

Correspondem aos vetores de número 08, 10, 12, 14, 16 e 18 da Figura 14, sendo gerados por apenas um único estado de comutação e proporcionando os máximos e mínimos valores das correntes de saída.

Na Figura 15 são apresentados os estados de comutação 66 e 81, os quais dão origem aos vetores 08 e 18 respectivamente. Observa-se que para estes estados de comutação (assim como para os demais estados geradores de vetores longos) os transformadores de interfase são submetidos a tensões nulas, o que implica na inexistência de derivadas de corrente (na indutância magnetizante) geradas por estes vetores, não sendo capazes de interferir no equilíbrio das correntes nos transformadores de interfase.

2.3.2 Vetores médios

Correspondem aos vetores de número 07, 09, 11, 13, 15 e 17 da Figura 14, sendo cada um gerado por dois estados de comutação distintos. Observa-se que o módulo normalizado dos vetores médios é

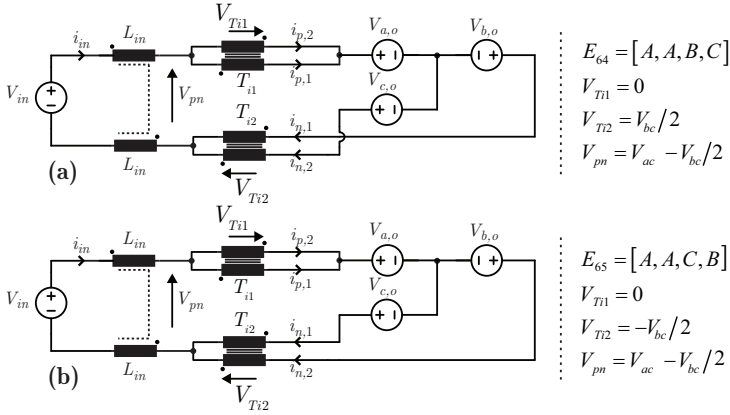


Figura 16 – Representação simplificada dos estados de comutação 64 (a) e 65 (b), responsáveis por gerar o vetor médio 07.

igual a 1, sendo estes vetores responsáveis por delimitar o máximo raio de trajetória circular inscrita no mapa vetorial.

Analisando a Figura 16, onde estão representados os estados de comutação que originam o vetor 07, constata-se que os enrolamentos de T_{i1} são submetidos a tensões nulas, enquanto que os de T_{i2} estão expostos a um determinado valor de tensão no estado 64 (Figura 16(a)) e a um valor complementar no estado 65 (Figura 16(b)). Dessa forma, é possível concluir que o vetor 07 é capaz de interferir no equilíbrio das correntes do transformador de interfase T_{i2} sem afetar T_{i1} , gerando derivadas positivas ou negativas de corrente nas bobinas de T_{i2} , dependendo da polaridade da tensão ou do estado de comutação escolhido. O comportamento descrito para o vetor 07 é visto também nos vetores médios 11 e 15. No caso dos vetores 09, 13 e 17 ocorre o contrário, sendo T_{i2} submetido a uma tensão nula, enquanto que T_{i1} apresenta valores positivos ou negativos de tensão.

2.3.3 Vetores curtos

Correspondem aos vetores 01 à 06 da Figura 14, sendo cada um gerado por oito estados de comutação distintos. Nas figuras 17 e 18 são apresentados os estados geradores do vetor 01, os quais serão tomados como exemplo, refletindo as situações topológicas que ocorrem nos outros estados de comutação que geram os demais vetores curtos.

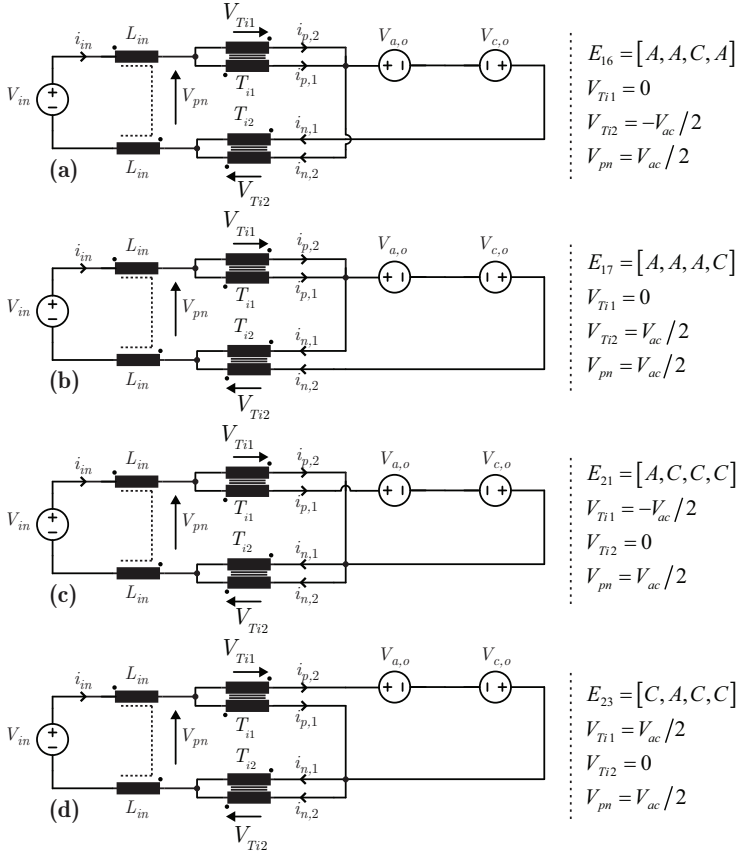


Figura 17 – Representação simplificada dos estados de comutação 16 (a), 17 (b), 21 (c) e 23 (d) responsáveis por gerar o vetor curto 01.

Dentre os estados de comutação possíveis, quatro deles apresentam características semelhantes aos dos vetores médios, conforme é visto na Figura 17. Observa-se que para os estados 16 e 17 (Figuras 17(a) e 17(b)) os enrolamentos de T_{i1} são submetidos a tensões nulas, enquanto os de T_{i2} apresentam tensões complementares entre os dois estados. No caso das Figuras 17c e 17d, onde estão representados os estados 21 e 23, ocorre o inverso, com presença de tensão em T_{i1} e não em T_{i2} . Dessa forma, a ocorrência de derivadas de corrente e consequente atuação no equilíbrio dos valores médios pode ser feita de maneira independente para cada transformador de interfase.

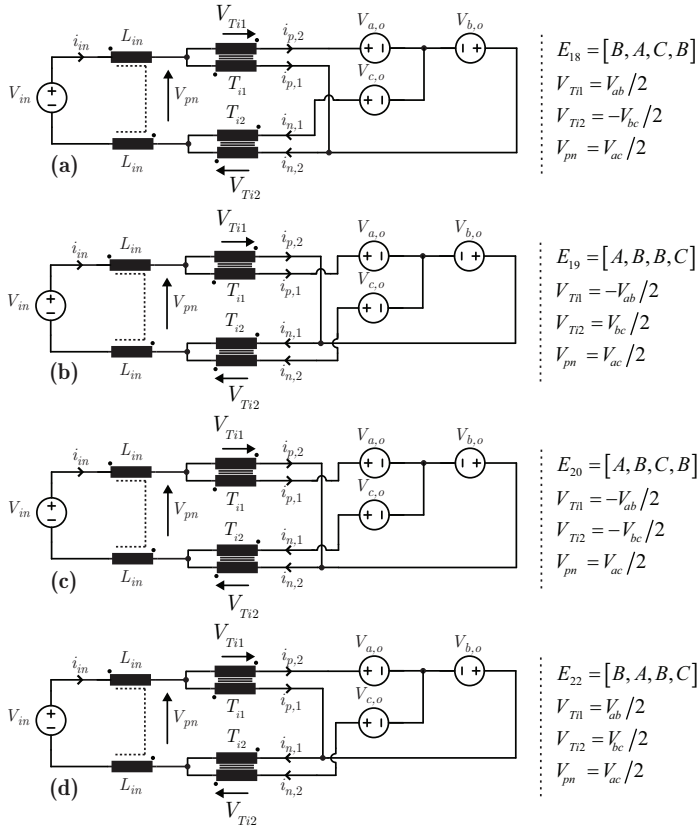


Figura 18 – Representação simplificada dos estados de comutação 18 (a), 19 (b), 20 (c) e 22 (d) responsáveis por gerar o vetor curto 01.

Por outro lado, nos estados 18, 19, 20 e 22 da Figura 18 ocorrem quatro possíveis combinações de tensões aplicadas aos transformadores de interfase, sendo estas tensões complementares entre os estados 18 e 19 (Figuras 18(a) e 18(b)) ou entre os estados 20 e 22 (Figuras 18(c) e 18(d)). Com isso, é possível interagir simultaneamente com as correntes em T_{i1} e T_{i2} , além de possibilitar que o valor médio em regime permanente das tensões nos transformadores de interfase sejam nulos, evitando que uma determinada modulação pudesse levá-los à saturação.

2.3.4 Vetor nulo

Corresponde ao vetor 00 da Figura 14, implicando apenas na acumulação de energia no indutor de entrada, não existindo circulação de corrente pela carga.

O vetor nulo pode ser gerado por quinze estados de comutação distintos, onde três estados proporcionam tensão nula nos dois transformadores de interfase (conforme o estado de comutação 01 visto na Figura 19(a)). Os demais ocasionam diversos valores possíveis de tensão, tomando como exemplo o estado 02, exibido na Figura 19(b).

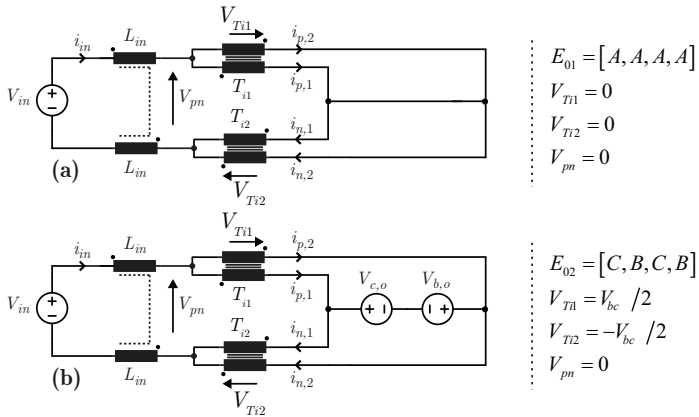


Figura 19 – Representação simplificada dos estados de comutação 01 (a) e 02 (b), responsáveis por gerar o vetor nulo.

2.3.5 Observações

Apesar de terem sido discutidos apenas alguns estados de comutação, as características topológicas de conexões entre os transformadores de interfase e as tensões de saída irão se repetir nos demais estados de comutação, onde, apesar de envolverem tensões de linha distintas, apresentarão valores instantâneos iguais a cada 120° , devido à simetria do sistema trifásico.

Contudo, a ação dos estados de comutação na busca por equilíbrio dos valores médios de corrente está atrelada às polaridades das tensões aplicadas aos transformadores de interfase, as quais variam no tempo (devido à característica alternada da tensão de saída) e depen-

dem do fator de deslocamento da carga. Dessa forma, é necessário conhecer a polaridade da tensão de saída para saber se o estado de comutação utilizado implicará no aumento ou na redução da corrente em uma determinada bobina de T_{i1} ou T_{i2} [47–49].

Outra constatação interessante é que o valor da tensão V_{pn} , entre os indutores de entrada e os transformadores de interfase, sempre será o mesmo para um determinado vetor, independente do estado de comutação utilizado. Assim, sabendo que a ondulação de L_{in} está ligada à diferença de tensão entre V_{in} e V_{pn} , é possível obter ondulações de corrente de entrada semelhantes, envolvendo diferentes estados de comutação, que hipoteticamente poderiam ser escolhidos de tal forma a minimizar o número de comutações dos interruptores.

2.4 Técnicas de Modulação

As principais técnicas de modulação identificadas na literatura, para conversores 3L-CSI, 5L-CSI ou para retificadores multiníveis em corrente, podem ser reunidas em quatro grupos:

1. Modulação de eliminação seletiva de harmônicas (SHE): visa a eliminação de harmônicas de baixa frequência nas correntes de saída do CSI, através do cálculo dos ângulos de comutação dos interruptores [63]. É empregada em conversores de média tensão e altas potências, que operam com baixa frequência de comutação [24, 64]. Esta técnica não será abordada neste trabalho.
2. Modulação por controle de carga: método de modulação sem sinal portador, proposto inicialmente em [65], e baseado no princípio dual da modulação para VSI por controle direto de fluxo ou de torque eletromagnético [66, 67]. Para o CSI, a variável de controle é a integral da corrente comutada, ou seja, a variação da carga acumulada nos capacitores de saída do inversor. Por sua vez, as componentes d e q da carga acumulada, servem de entradas para dois comparadores por histerese. Os resultados destes comparadores definem os estados de comutação que devem ser utilizados, buscando manter a variação da carga dentro de uma região de erro aceitável e suficiente para seguir a trajetória circular do vetor de referência de corrente de saída do conversor [68]. Uma aplicação desta modulação em retificadores multiníveis em corrente é vista em [56]. O fato deste tipo de modulação empregar estados de comutação sem sequências pré-definidas, resulta em frequências de

comutação variáveis, dificultando o uso desta técnica para explorar o modo de operação intercalado para o 5L-CSI. Dessa forma, esse método de modulação não será abordado neste trabalho.

3. Modulação de espaço vetorial: modulação baseada na utilização direta e ordenada dos vetores do conversor. Os tempos de atuação dos vetores são calculados para seguir a trajetória circular do vetor de referência. Já os estados de comutação, que geram estes vetores, são escolhidos para atender a necessidades específicas (diminuição da tensão de modo comum, equilíbrio dos valores médios de corrente, modo de operação intercalada). Essa técnica de modulação será abordada em maiores detalhes na Seção 3.
4. Modulação PWM baseada em portadoras: busca aproveitar os mecanismos tradicionais de geração de pulsos de comando utilizados nos inversores de tensão, os quais são obtidos pela comparação entre um sinal modulante de baixa frequência com um sinal portador de alta frequência. Contudo, é necessário que os pulsos gerados sejam adaptados para o inversor de corrente, visando atender às restrições dos estados de comutação apresentados na Seção 2.1.4. As primeiras implementações de modulações por largura de pulso para CSI empregavam sinais modulantes trapezoidais, visando aplicações de altas potências [51, 69]. Atualmente, dois métodos tem sido utilizados para a geração de pulsos PWM para inversores de corrente em alta frequência, sendo apresentados a seguir.

2.4.1 Método 1 - Transformação *bilogic-trilogic*

A transformação *bilogic-trilogic* foi proposta inicialmente em [70] como uma alternativa para viabilizar a modulação de um retificador de corrente trifásico, sendo que resultados semelhantes podem ser obtidos mediante o uso do circuito combinacional apresentado em [71]. Posteriormente, diversos trabalhos relacionados a inversores de corrente têm utilizado esse tipo de transformação como ferramenta para aproveitar o uso de modulações para VSIs em CSIs [47, 48, 55, 72].

A ideia da transformação é exemplificada na Figura 20(a) e consiste em converter as sequências de pulsos de dois estados (*bilogic*), que comandam o interruptor superior ($X_n = +1$) ou o interruptor inferior ($X_n = -1$) de cada braço de um VSI, para pulsos com três estados (*tri-*

logic), onde o interruptor superior pode estar em condução ($Y_n = +1$), ou o interruptor inferior ($Y_n = -1$) ou os dois interruptores de um mesmo braço inversor estarão em condução ou bloqueados ($Y_n = 0$), situação esta que não ocorre nos inversores de tensão.

O mapeamento dos pulsos de dois estados para pulsos de três estados é obtido por meio da relação apresentada em (2.18), dando origem a sete possíveis situações vistas na Tabela 1. Observa-se que a situação onde $Y_{a,b,c}=0$ (vetor nulo) está relacionada a três estados de comutação distintos (D, E, F), sendo que a escolha de qual destes estados é o mais adequado para ser utilizado depende do estado de comutação anterior, visando minimizar o número de comutações necessárias. Esta restrição é atendida se for respeitada a sequência de transições da Figura 20(b).

$$\begin{bmatrix} Y_a(t) \\ Y_b(t) \\ Y_c(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(t) \\ X_2(t) \\ X_3(t) \end{bmatrix} \quad \text{onde} \quad \begin{array}{l} X_{1,2,3} \in \{-1, 1\} \\ Y_{a,b,c} \in \{-1, 0, 1\} \end{array} \quad (2.18)$$

Tabela 1 – Estados de comutação do inversor de corrente proporcionados pela transformação *bilogic-trilogic*. Destaca-se os respectivos interruptores superiores e inferiores que estão em condução (●) ou bloqueados (○), pertencentes a um dos estágios inversores da Figura 11.

<i>Bilogic</i>			<i>Trilogic</i>			<i>Super.</i>			<i>Infer.</i>			<i>Estados</i>		
X_1	X_2	X_3	Y_a	Y_b	Y_c	S_{A1}	S_{B1}	S_{C1}	S_{A3}	S_{B3}	S_{C3}			
+1	+1	-1	0	+1	-1	○	●	○	○	○	●	1		
+1	-1	+1	+1	-1	0	●	○	○	○	●	○	2		
+1	-1	-1	+1	0	-1	●	○	○	○	○	●	3		
-1	+1	+1	-1	0	+1	○	○	●	●	○	○	4		
-1	+1	-1	-1	+1	0	○	●	○	●	○	○	5		
-1	-1	+1	0	-1	+1	○	○	●	○	●	○	6		
+1	+1	+1	0	0	0	●	○	○	●	○	○	0 / D		
						○	●	○	○	●	○	○	○	0 / E
						○	○	●	○	○	○	●	○	0 / F

No caso da utilização desta técnica na modulação do 5L-CSI, são necessários dois sinais portadores defasados em 180° (cf. Figura 21), com o intuito de obter um modo intercalado de operação para o inversor. Os blocos de mapeamento de pulsos, indicados na Figura 21, correspondem à implementação da Tabela 1.

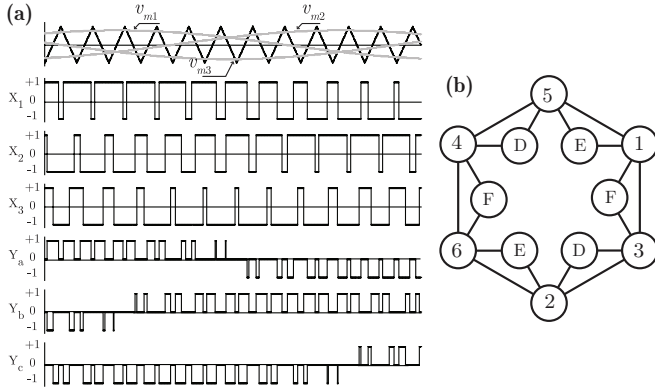


Figura 20 – (a) Transformação de pulsos de dois estados (X_1, X_2, X_3) para pulsos de três estados (Y_a, Y_b, Y_c); (b) sequência de transições entre os estados de comutação, considerando a escolha ideal dos estados nulos para minimizar o número de comutações.

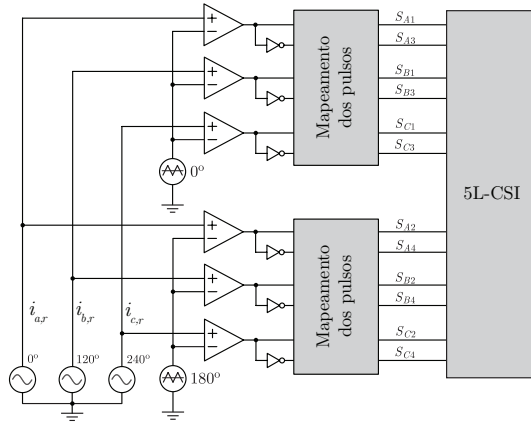


Figura 21 – Diagrama de blocos para modulação do 5L-CSI, utilizando o mapeamento de pulsos da transformação *bilogic-trilogic*.

2.4.2 Método 2 - Sinal modulador modificado

Outra forma de realizar a modulação do 5L-CSI é modificar o sinal modulador utilizado no processo de comparação com o sinal portador. Essa técnica tem sido empregada em retificadores tipo buck [73,74]

mas pode também ser utilizada em inversores de corrente.

Na Figura 22 apresenta-se o diagrama de blocos desta técnica de modulação, onde, a partir de sinais de referência de corrente senoidais, são gerados os sinais moduladores $i_{1,r}$ e $i_{2,r}$. Baseado na identificação dos sextantes (S), e nos módulos dos sinais de referência, os sinais $i_{1,r}$ e $i_{2,r}$ são formados, conforme descrito na Tabela 2. Estes sinais são posteriormente comparados com dois sinais portadores do tipo “dente de serra”, defasados em 180° , originando os sinais PWM $P_{1,a} \dots P_{4,b}$. Por sua vez, os pulsos PWM são direcionados para cada interruptor do 5L-CSI de acordo com o sextante, seguindo a distribuição da Tabela 2. Os interruptores que não recebem pulsos mantêm-se bloqueados.

Algumas formas de onda envolvidas neste processo de modulação estão representadas na Figura 23. É importante informar que a lógica de comparação dos sinais $i_{1,r}$ e $i_{2,r}$ com o sinal portador, pode ser realizada de diferentes maneiras, gerando diferentes tipos de sequências PWM. As formas de onda apresentadas na Figura 23 são baseadas na primeira lógica de comparação proposta em [74].

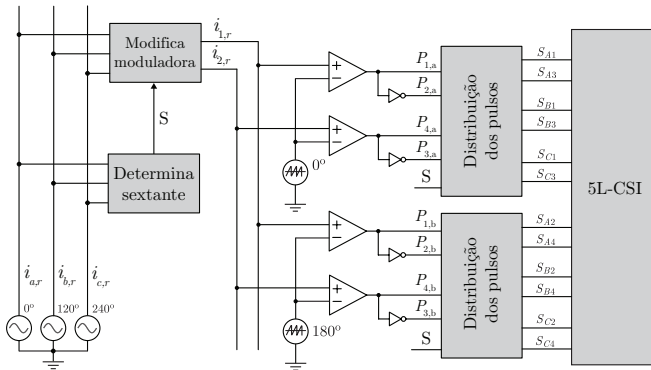


Figura 22 – Diagrama de blocos para modulação do 5L-CSI, utilizando os sinais moduladores $i_{1,r}$ e $i_{2,r}$ (Método 2).

2.4.3 Simulações

Para analisar os resultados proporcionados pelas duas técnicas de modulação PWM, serão realizadas algumas simulações considerando as especificações apresentadas na Tabela 3. O intuito destas especificações é viabilizar posteriormente a construção de um protótipo para validar

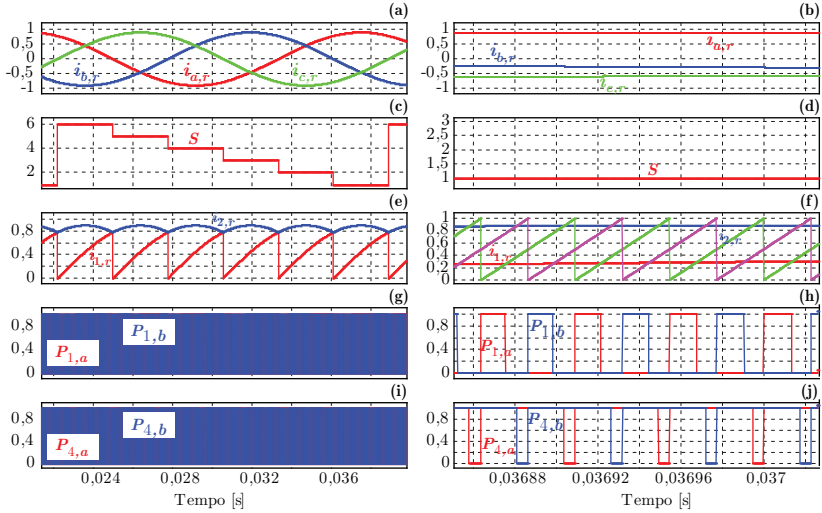


Figura 23 – Formas de onda do processo de modulação, utilizando os sinais moduladores $i_{1,r}$ e $i_{2,r}$ (Método 2) - (a), (b) sinais modulantes originais; (c), (d) indicação do sextante; (e), (f) sinais modulantes modificados, explicitando em (f) os sinais portadores utilizados; (g)-(j) pulsos de comando gerados.

Tabela 2 – Construção dos sinais moduladores $i_{1,r}$ e $i_{2,r}$ e distribuição dos sinais PWM para os interruptores.

S	Moduladora		Distribuição dos pulsos							
	$i_{1,r}$	$i_{2,r}$	$P_{1,a}$	$P_{2,a}$	$P_{3,a}$	$P_{4,a}$	$P_{1,b}$	$P_{2,b}$	$P_{3,b}$	$P_{4,b}$
1	$ i_{b,r} $	$ i_{a,r} $	S_{B3}	S_{C3}	S_{C1}	S_{A1}	S_{B4}	S_{C4}	S_{C2}	S_{A2}
2	$ i_{a,r} $	$ i_{c,r} $	S_{A1}	S_{B1}	S_{B3}	S_{C3}	S_{A2}	S_{B2}	S_{B4}	S_{C4}
3	$ i_{c,r} $	$ i_{b,r} $	S_{C3}	S_{A3}	S_{A1}	S_{B1}	S_{C4}	S_{A4}	S_{A2}	S_{B2}
4	$ i_{b,r} $	$ i_{a,r} $	S_{B1}	S_{C1}	S_{C3}	S_{A3}	S_{B2}	S_{C2}	S_{C4}	S_{A4}
5	$ i_{a,r} $	$ i_{c,r} $	S_{A3}	S_{B3}	S_{B1}	S_{C1}	S_{A4}	S_{B4}	S_{B2}	S_{C2}
6	$ i_{c,r} $	$ i_{b,r} $	S_{C1}	S_{A1}	S_{A3}	S_{B3}	S_{C2}	S_{A2}	S_{A4}	S_{B4}

experimentalmente a estratégia de modulação que será proposta no capítulo seguinte. Será considerado que os interruptores do estágio de entrada encontra-se em condução permanente, ou seja, o estágio de entrada CC-CC não apresenta comutação em alta frequência e o valor médio da tensão v_{in} é igual ao valor de v_{bat} .

Tabela 3 – Especificações utilizadas para as simulações do 5L-CSI.

<i>Parâmetro</i>	<i>Valor</i>
Tensão da bateria (V_{bat})	200 V
Indutor de entrada (L_{in})	125 μ H
Transformadores de interfase (T_i)	3,0 mH
Valor eficaz da tensão de linha na carga ($V_{ll,o}^{ef}$)	220 V
Rendimento do inversor (η_{inv})	96%
Índice de modulação (M_i)	0,72
Frequência do sinal portador (f_t)	20,16 kHz
Frequência do sinal modulador (f_m)	60 Hz
Fator de deslocamento na carga (F_d)	1,0
Potência de saída do inversor ($P_{o,inv}$)	2,2 kW
Capacitores de saída do inversor (C_o)	10 μ F

Na Figura 24 apresentam-se os resultados de simulação obtidos em regime permanente, considerado o Método 1 (transformação *bilogic-trilogic* com moduladoras senoidais) e a estrutura de modulação apresentada na Figura 21. Observa-se na Figura 24(a) o equilíbrio adequado das correntes nas bobinas dos transformadores de interfase, tendo em vista que não são consideradas variações paramétricas das resistências nos interruptores ou nos condutores. Dessa forma, na Figura 24(c) percebe-se os cinco níveis da corrente de saída ($i_{a,o}$). Tomando como referência a corrente i_{SA1} da Figura 24(c), os interruptores apresentam intervalos de condução ou bloqueio constantes, além de instantes em que apresentam comutações.

Analisando nas figuras 24(d) e 24(f) os detalhes em alta frequência das correntes, observa-se que apesar dos pulsos de corrente de i_{SA1} serem assimétricos, é possível concluir que tanto i_{in} quanto $i_{a,o}$ possuem um período de ondulação igual ao período de comutação (T_{sw}). Além disso, T_{sw} representa a metade do período do sinal portador, ou seja, o uso da modulação PWM com a transformação *bilogic-trilogic* duplica a frequência de comutação dos interruptores se comparado ao processo tradicional de modulação para VSIs. Verifica-se também a ocorrência alternada de pulsos de tensão nos transformadores de interfase, conforme a Figura 24(e), sendo que na Figura 24(f) fica evidente que o valor médio de tensão aplicado em um período de comutação é nulo. Conforme esperado, na Figura 24(g) observa-se que a atuação dos capacitores de saída como filtros proporciona tensões de saída praticamente senoidais, porém, existe a presença de uma tensão de modo

comum (v_{NO}) significativa entre o terminal neutro da carga e o ponto médio da tensão de bateria.

Considerando o Método 2 e a estrutura de modulação vista na Figura 22, são apresentadas na Figura 25 as formas de onda obtidas. Observa-se na Figura 25(c) a melhor distribuição dos cinco níveis da corrente $i_{a,o}$ (quando comparado à Figura 24(c)), não existindo o retorno da corrente pulsada ao nível zero, na região de pico de $i_{a,m}$. Analisando as figuras 25(b) e 25(d), constata-se que na ocorrência de um período da corrente no interruptor (i_{SA1}) ocorrem dois períodos de ondulação em i_{in} e dois períodos da corrente pulsada em $i_{a,o}$. Portanto, este método de modulação viabiliza o modo de operação intercalado para o 5L-CSI, proporcionando que a frequência de operação dos elementos passivos seja o dobro da frequência de comutação. Comparada à Figura 24(g), a tensão de modo comum gerada pelo Método 2 é significativamente menor, conforme é observado na Figura 25(g). Na Tabela 4 apresenta-se uma comparação quantitativa de algumas grandezas, para

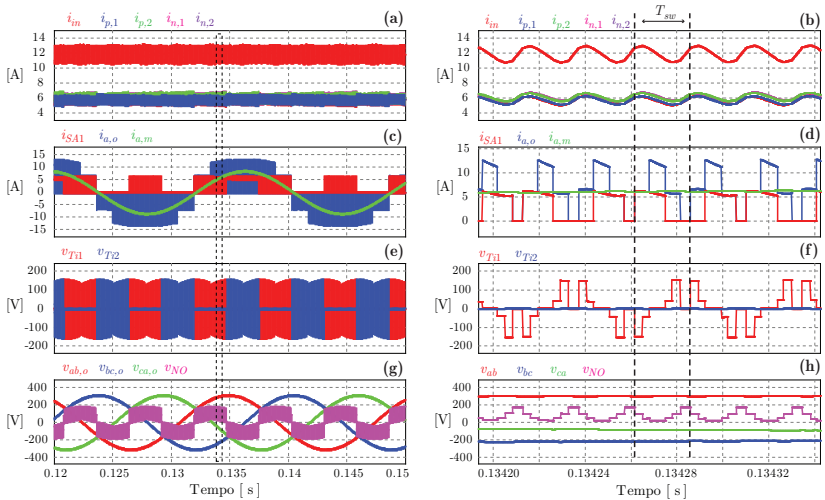


Figura 24 – Resultados de simulação (global e localmente) do 5L-CSI, utilizando o Método 1 (transformação *biologic-trilogic*) - (a), (b) corrente de entrada (i_{in}) e nos transformadores de interfase ($i_{p,1} \dots i_{n,2}$); (c), (d) correntes em um dos interruptores (i_{SA1}), em uma das fases de saída ($i_{a,o}$) e na carga ($i_{a,m}$); (e), (f) Tensões nas bobinas dos transformadores de interfase (v_{Ti1} , v_{Ti2}); (g), (h) Tensões de linha na carga ($v_{li,o}$) e tensão de modo comum (v_{NO}).

os dois métodos de modulação simulados.

Na Figura 26 são apresentados os espectros harmônicos normalizados de algumas grandezas do inversor. As principais componentes harmônicas estão concentradas em valores de frequência que correspondem a múltiplos do dobro da frequência do sinal portador ($2f_t$). Nos espectros de $\hat{I}_{a,o}$ das figuras 26(a) e 26(b), observa-se que o Método 2 proporciona um espalhamento espectral das componentes harmônicas do sinal, reduzindo o valor de pico nas frequências múltiplas de $2f_t$, quando comparado ao Método 1.

2.4.4 Interpretação vetorial

Mediante a transformação de coordenadas definida na equação 2.14, encontram-se as componentes normalizadas das correntes de saída do inversor no plano $\alpha\beta$, considerando o Método 1 e o Método 2 de

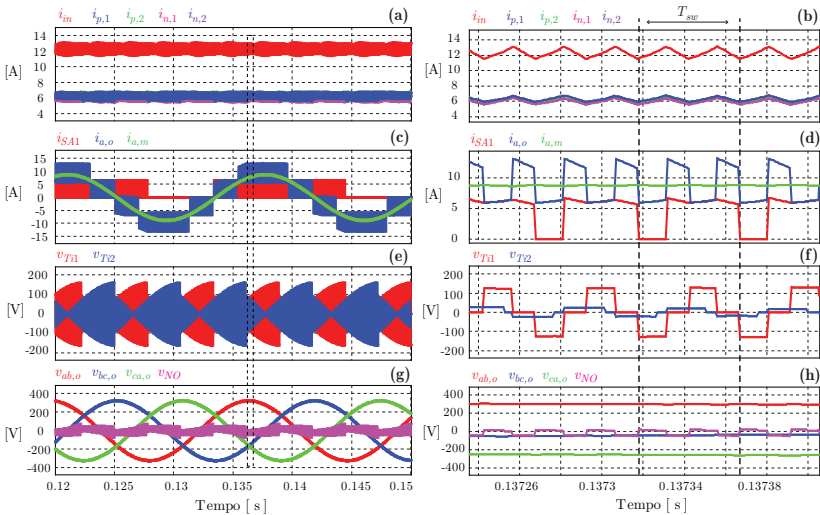


Figura 25 – Resultados de simulação (global e localmente) do 5L-CSI, utilizando o Método 2 (sinal modulador modificado) - (a), (b) corrente de entrada (i_{in}) e nos transformadores de interfase ($i_{p,1} \dots i_{p,2}$); (c), (d) correntes em um dos interruptores (i_{SA1}), em uma das fases de saída ($i_{a,o}$) e na carga ($i_{a,m}$); (e), (f) Tensões nas bobinas dos transformadores de interfase (v_{T1} , v_{T2}); (g), (h) Tensões de linha na carga ($v_{U,o}$) e tensão de modo comum (v_{NO}).

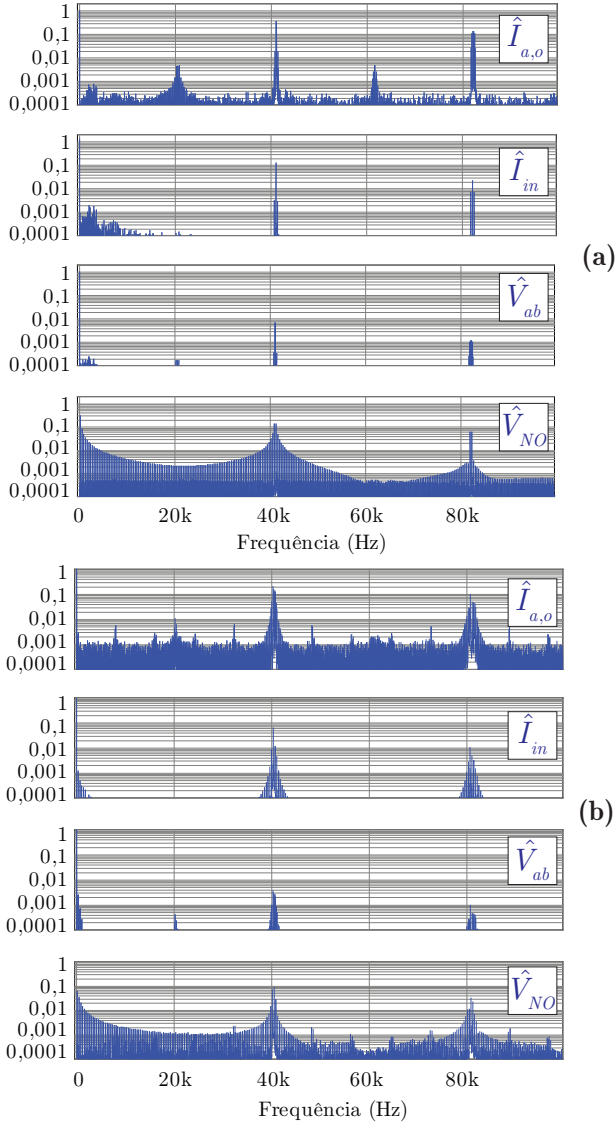


Figura 26 – Espectro harmônico em valores de pico, utilizando modulação PWM baseada no Método 1 (a) e no Método 2 (b). Corrente de saída do inversor ($\hat{I}_{a,o}$) e corrente de entrada (\hat{I}_{in}), normalizadas em relação ao valor de pico da corrente na carga ($\hat{I}_{a,m} = 8, 8 \text{ A}$). Tensão de linha de saída (\hat{V}_{ab}) e tensão de modo comum (\hat{V}_{NO}), normalizadas em relação ao valor de pico da tensão de linha da saída ($\hat{V}_{u,o} = 311 \text{ V}$).

modulações PWM para o 5L-CSI (conforme as figuras 27(a) e 27(b) respectivamente).

Observa-se que na Figura 27 os vetores de corrente são identificados conforme a representação vetorial exibida anteriormente na Figura 14. A modulação por sua vez, origina estes vetores durante um determinado intervalo de tempo, e na sequência exemplificada pelas setas tracejadas existentes, criando um vetor resultante de corrente que descreve uma trajetória circular no plano $\alpha\beta$. Tal vetor resultante corresponde às correntes de carga após a transformação de coordenadas. Por sua vez, as trajetórias circulares, correspondem ao perfil de ondulação das grandezas de saída, estando associadas à distorção harmônica do sinal disponibilizado à carga.

Apesar do Método 1 de modulação propiciar os resultados esperados para a estrutura 5L-CSI em estudo (corrente de saída com cinco níveis, níveis médios nulos de fluxo nos trafos e tensões senoidais na carga), observa-se na Figura 27(a) que são utilizados quatro vetores para gerar o vetor resultante (ex.: \vec{I}_{00} , \vec{I}_{01} , \vec{I}_{07} e \vec{I}_{08}), sendo que pela teoria de modulação vetorial seriam necessários apenas três vetores [24]. O vetor excedente neste caso é o vetor nulo (\vec{I}_{00}), o qual é o mais distante da trajetória e acaba por afetar negativamente a operação do conversor, estando relacionado à distorção harmônica da tensão de saída, às correntes nos capacitores de filtragem, à tensão de modo comum e à ondulação da corrente de entrada. Por outro lado, o Método 2 proporciona um melhor funcionamento para a estrutura, envolvendo apenas os três vetores mais próximos da trajetória circular do vetor resultante, justificando os melhores resultados na Tabela 4.

2.4.5 Conclusões

A estrutura de potência apresentada proporciona formas de tensão e de corrente de saída praticamente senoidais, podendo favorecer a diminuição da EMI, apesar disso não ter sido avaliado experimentalmente. Além disso, baseado na proposta apresentada em [62], o conjunto conversor CC-CC mais o 5L-CSI poderiam operar também como carregador de baterias, quando os terminais de saída fossem desconectados da carga e conectados à rede elétrica.

Através da redução do índice de modulação, o 5L-CSI proporciona tensões de saída maiores que a tensão de entrada. Esta característica é interessante para estender a faixa de velocidade de operação de motores elétricos, caso valores de tensão da alimentação do conversor

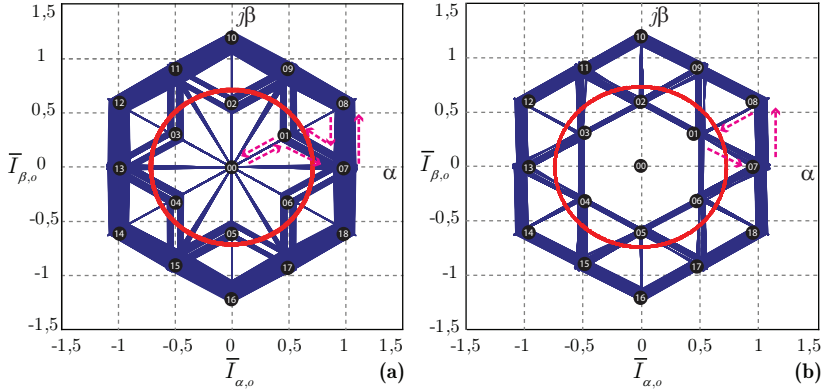


Figura 27 – Formas de onda das correntes de saída do inversor ($i_{x,o}$) e na carga ($i_{x,m}$), representadas no sistema de coordenadas $\alpha\beta$ e normalizadas em função do valor médio da corrente de entrada (I_{in}); (a) empregando o Método 1 de modulação PWM; (b) empregando o Método 2 de modulação PWM.

Tabela 4 – Resultados de simulação do 5L-CSI, utilizando dois métodos de modulação PWM.

Parâmetro	Método 1	Método 2
Frequência da ondulação de i_{in}	40,32 kHz	40,32 kHz
Ondulação pico-a-pico de i_{in}	2,2 A	1,35 A
Frequência da tensão v_{Ti1} e v_{Ti2}	20,16 kHz	20,16 kHz
Frequência de comutação de S_{A1}	40,32 kHz	20,16 kHz
Valor eficaz de i_{SA1}	3,4 A	3,4 A
Frequência dos pulsos de $i_{a,o}$	40,32 kHz	40,32 kHz
Valor eficaz de $i_{a,o}$	7,2 A	6,8 A
Valor eficaz de $i_{a,m}$	6,0 A	6,2 A
Valor eficaz da corrente em C_o	3,9 A	2,6 A
THD de $i_{a,o}$	63,4%	41,3%
THD de $i_{a,m}$	1,0%	0,75%
Valor eficaz de v_{NO} - baixa frequência (180 Hz)	70,3 V	14,0 V
Valor eficaz de v_{NO} - alta frequência (40,32 kHz)	30,8 V	29,1 V
Valor eficaz de v_{NO} - total	93,2 V	37,6 V

sejam relativamente baixas [31, 75]. Contudo, a redução do índice de modulação implica em aumentar o tempo de condução dos interruptores, elevando as perdas por condução no estágio inversor. Observou-se também que o uso de estados de comutação distintos para gerar

um mesmo vetor pode ser útil para o equilíbrio dos valores médios de corrente nos transformadores de interfase. Dependendo da técnica de modulação empregada, pode ser explorado o modo intercalado de operação para o conversor, permitindo a redução das ondulações nas correntes de entrada, nas tensões de saída e no valor eficaz das correntes nos capacitores de filtragem.

3 Proposta de Modulação Vetorial para o 5L-CSI

A modulação de espaço vetorial (SVM - *Space Vector Modulation*) foi proposta na metade dos anos 80, apresentando significativas vantagens no acionamento de motores a partir de inversores de tensão, sobretudo com relação à redução do conteúdo harmônico das correntes de saída, quando comparada com as modulações PWM naturalmente ou regularmente amostradas [76–78]. O principal benefício da SVM está associado à liberdade de atuar diretamente nos vetores e estados de comutação do conversor, abrindo a possibilidade de se realizar diferentes tipos de otimizações, seja no número de comutações dos interruptores, na ondulação e frequência de operação dos elementos passivos ou no conteúdo harmônico das correntes e das tensões de saída. Permite também utilizar todo o barramento de tensão ou de corrente do conversor (seja um VSI ou CSI respectivamente).

Apesar de ser habitual o uso de transformações $\alpha\beta$ ou dq em conversores estáticos, com o intuito de se implementar o controle vetorial de velocidade ou de torque de motores elétricos, é importante salientar que ao final, o comando dos interruptores acaba sendo realizado por meio de modulações PWM tradicionais (regularmente amostradas), tendo em vista a existência de *hardwares* dedicados para tal finalidade nos atuais controladores digitais de sinais (DSC). Assim, apresenta-se neste capítulo uma proposta de técnica de modulação de espaço vetorial para o inversor cinco níveis em corrente, visando comparar o seu desempenho com as técnicas de modulação PWM vistas anteriormente.

3.1 Objetivos

Em se tratando de inversores de corrente, aproveitar os periféricos de um DSC para a implementação vetorial torna-se um processo mais complexo, pois além da modificação do sinal modulante é necessário realizar a transformação dos pulsos de comando, visando atender às restrições dos estados de comutação apresentadas na Seção 2.1.4. Tomando como exemplo o trabalho apresentado em [49], o qual utiliza uma estrutura MCSI de cinco níveis do tipo série (Figura 6), foi proposto aproveitar uma modulação vetorial específica (CSVPWM - *Centered Space Vector Modulation*), otimizada para a redução do conteúdo harmônico de uma estrutura multiníveis em tensão do tipo *Flying Capacitor*, onde os estados de comutação gerados pelo modulador são mapeados para o MCSI através de um *hardware* adicional, implementado em lógica programável (FPGA). Neste caso, apesar da estratégia de modulação vetorial para o MVSI ter sido aproveitada, a necessidade de um circuito adicional é inevitável, aumentando o custo do sistema, além dos resultados apresentados não fazerem menção quanto a frequência de operação dos elementos passivos ou a densidade de potência obtida.

Contudo, apesar de exigir um maior esforço computacional do DSC na execução dos algoritmos de cálculo, o uso dos conceitos de modulação vetorial em inversores multiníveis em corrente torna-se algo pertinente e desafiador, proporcionando conceber estratégias de modulação específicas para tais estruturas. No caso da estrutura MCSI em estudo, a modulação vetorial permite não apenas evitar o uso de um *hardware* adicional, como também garantir o uso adequado dos vetores e dos estados de comutação [79, 80].

Considerando então as melhorias que podem ser efetuadas frente aos resultados de simulação vistos na Seção 2.4.3 e nas características de paralelismo existentes na estrutura MCSI em questão, apontam-se as seguintes funcionalidades desejáveis para a modulação vetorial que será desenvolvida:

1. Utilizar apenas os três vetores mais próximos da trajetória circular do vetor resultante, visando gerar correntes e tensões de saída com baixo conteúdo harmônico;
2. Garantir que a tensão média nos transformadores de interfase seja nula dentro de um período de amostragem dos vetores, evitando a existência de valores médios de tensão que possam saturá-los;
3. Proporcionar que a frequência de operação do indutor de entrada

e dos capacitores de saída seja o dobro da frequência de comutação dos interruptores controlados, reduzindo os elementos passivos sem aumentar as perdas de comutação;

4. Aproveitar as características dos estados de comutação para atuar no equilíbrio dos valores médios de corrente nas bobinas dos transformadores de interfase.

3.2 Algoritmo da Técnica SVM

O objetivo primordial da modulação vetorial consiste em sintetizar um vetor de referência a partir da amostragem dos vetores estáticos do conversor, entendendo-se como “amostragem” o tempo ao qual o conversor permanecerá em um determinado estado de comutação que origina o vetor de interesse. Torna-se então necessário calcular o tempo de amostragem de cada vetor estático, sendo que a soma dos tempos de amostragem de todos os vetores define o período de amostragem (T_s).

Uma forma interessante para se interpretar e calcular o tempo de amostragem dos vetores é apresentada em [81], onde utiliza-se a projeção de vetores para realizar a modulação de inversores multiníveis em tensão do tipo NPC. Analisando a Figura 28(a), se três vetores quaisquer forem dispostos no plano $\alpha\beta$, é possível formar uma região triangular com vértices abc , sendo que o vetor de referência \vec{i}^* será definido segundo (3.1), onde \vec{p}_a e \vec{p}_b são as projeções de \vec{i}^* nos lados do triângulo. Porém, \vec{p}_a e \vec{p}_b podem ser representados pelas equações (3.2) e (3.3), onde p_a e p_b são os módulos das projeções, \hat{p}_a e \hat{p}_b são vetores unitários que indicam a direção e sentido das projeções e $\|\vec{i}_a - \vec{i}_c\|$ e $\|\vec{i}_b - \vec{i}_c\|$ são a norma ou comprimentos l_a e l_b dos lados do triângulo, respectivamente.

$$\vec{i}^* = \vec{i}_c + \vec{p}_a + \vec{p}_b \quad (3.1)$$

$$\vec{p}_a = p_a \hat{p}_a = p_a \frac{(\vec{i}_a - \vec{i}_c)}{\|\vec{i}_a - \vec{i}_c\|} = p_a \frac{(\vec{i}_a - \vec{i}_c)}{l_a} \quad (3.2)$$

$$\vec{p}_b = p_b \hat{p}_b = p_b \frac{(\vec{i}_b - \vec{i}_c)}{\|\vec{i}_b - \vec{i}_c\|} = p_b \frac{(\vec{i}_b - \vec{i}_c)}{l_b} \quad (3.3)$$

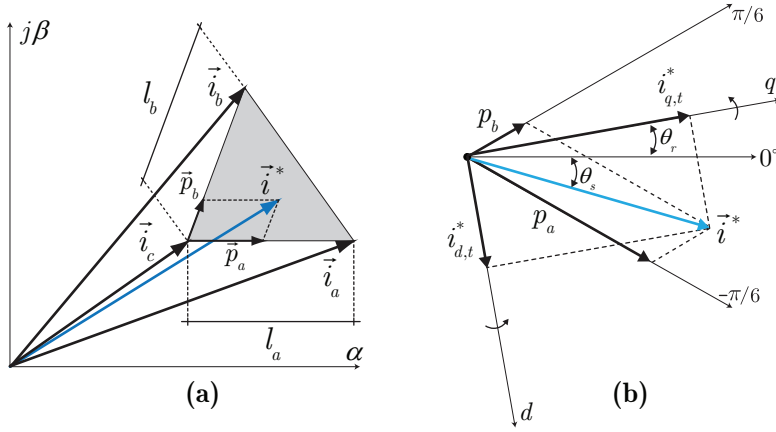


Figura 28 – (a) Composição do vetor de referência a partir de três vetores arbitrários; (b) Representação do vetor de referência em coordenadas dq (sistema girante) ou em coordenadas $\pm\pi/6$ (sistema estático).

Assim, substituindo (3.2) e (3.3) em (3.1), tem-se que:

$$\begin{aligned}
 \vec{i}^* &= \vec{i}_c + p_a \frac{(\vec{i}_a - \vec{i}_c)}{l_a} + p_b \frac{(\vec{i}_b - \vec{i}_c)}{l_b} \\
 &= \vec{i}_c + \frac{p_a \vec{i}_a}{l_a} - \frac{p_a \vec{i}_c}{l_a} + \frac{p_b \vec{i}_b}{l_b} - \frac{p_b \vec{i}_c}{l_b} \\
 &= \frac{p_a}{l_a} \vec{i}_a + \frac{p_b}{l_b} \vec{i}_b + \left(1 - \frac{p_a}{l_a} - \frac{p_b}{l_b}\right) \vec{i}_c. \quad (3.4)
 \end{aligned}$$

Por sua vez, definindo as razões cíclicas genéricas de cada vetor como sendo

$$d_a = \frac{p_a}{l_a} \quad d_b = \frac{p_b}{l_b} \quad d_c = 1 - d_a - d_b, \quad (3.5)$$

e multiplicando esses valores por um determinado período de amostragem T_s , determinam-se os tempos de amostragem dos vetores.

Baseado neste cálculo vetorial, na Figura 29 é apresentada uma visão geral do algoritmo de modulação, mostrando as variáveis de entrada e de saída de cada bloco. Os blocos do algoritmo de modulação serão descritos nas seções seguintes, sendo responsáveis por executar determinadas operações lógicas e/ou aritméticas que viabilizem, ao fi-

nal da execução do algoritmo, os sinais de comando s_{fg} para os interruptores de potência da Figura 11. Além disso, são apresentadas as conexões existentes entre cada bloco, sendo que a direção das setas indica o sentido do fluxo de informações.

3.3 Normalização e transformação de coordenadas - Bloco 1

Os atuais sistemas de controle vetorial para motores elétricos ou para injeção de energia na rede elétrica funcionam a partir de variáveis de controle de corrente em eixo direto ($i_{d,t}^*$) e em quadratura ($i_{q,t}^*$). Estas correntes são obtidas através das transformações de Park, considerando um sistema de referências bidimensional e ortogonal, que rotaciona em função de um determinado valor de referência angular (θ_r). A partir dos sinais $i_{d,t}^*$ e $i_{q,t}^*$ obtém-se um vetor de referência (\vec{i}^*), o qual é uma abstração matemática que representa as correntes sinusoidais de saída do inversor trifásico.

Devido a característica do espaço vetorial do inversor cinco níveis em corrente apresentado na Figura 14, a pesquisa mostrou que a implementação do processo de modulação poderia ser simplificado se as variáveis de controle $i_{d,t}^*$ e $i_{q,t}^*$ fossem mapeadas para um novo sistema de coordenadas bidimensional, porém com referencial estático e eixos dispostos com inclinação de $\pm \frac{\pi}{6}$ radianos (± 30 graus) em relação ao eixo α (0 graus) do diagrama vetorial da Figura 14. Essa mudança de sistema de referências fica mais evidente através da Figura 28(b), onde observa-se que um mesmo vetor de referência \vec{i}^* pode ser obtido em dois sistemas de coordenadas distintos.

Para efetuar a transformação de coordenadas, primeiramente é necessário normalizar os valores de $i_{d,t}^*$ e $i_{q,t}^*$, visando obter valores numéricos compatíveis com o diagrama vetorial da Figura 14. Os valores normalizados $\bar{i}_{d,t}$ e $\bar{i}_{q,t}$ são obtidos através das expressões apresentadas em (3.6), onde M_i corresponde ao índice de modulação especificado para a operação do inversor cinco níveis em corrente ($0 < M_i < 1$).

$$i_{in}^* = \frac{\sqrt{(i_{d,t}^*)^2 + (i_{q,t}^*)^2}}{M_i} \quad \bar{i}_{d,t} = \frac{i_{d,t}^*}{i_{in}^*} \quad \bar{i}_{q,t} = \frac{i_{q,t}^*}{i_{in}^*} \quad (3.6)$$

A transformação de coordenadas é então realizada no Bloco 1, o qual executa a operação algébrica vista em (3.7), representada na forma matricial. Como resultado, obtém-se as projeções p_a e p_b no

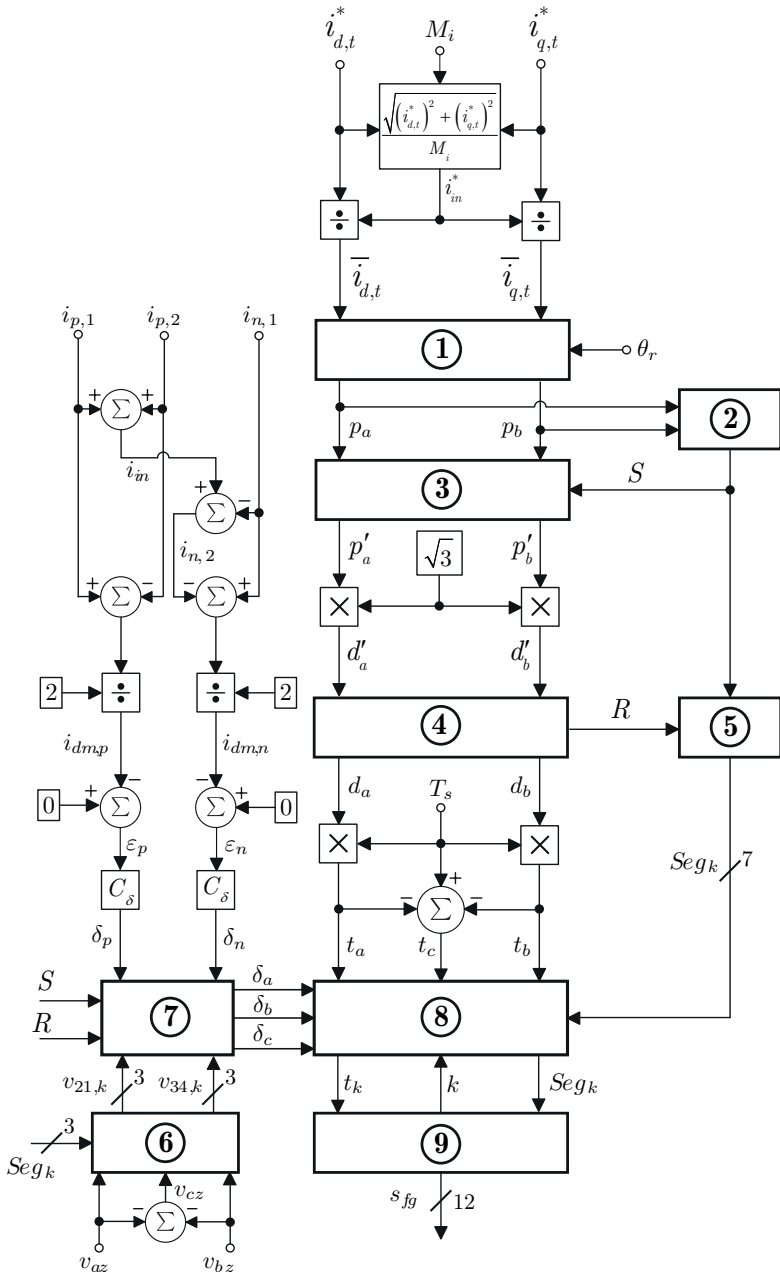


Figura 29 – Fluxograma do algoritmo de modulação vetorial para o inversor cinco níveis em corrente.

sistema de coordenadas estático $\pm \frac{\pi}{6}$, a partir das variáveis no sistema de coordenadas girante em função de θ_r . A dedução da matriz de transformação \mathbf{T} é apresentada no Apêndice B.

$$\begin{bmatrix} p_a \\ p_b \end{bmatrix} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} \vec{i}_{q,t} \\ \vec{i}_{d,t} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$\mathbf{T} = \frac{2\sqrt{3}}{3} \begin{bmatrix} -\sin(\theta_r - \frac{\pi}{6}) & \cos(\theta_r - \frac{\pi}{6}) \\ \sin(\theta_r + \frac{\pi}{6}) & -\cos(\theta_r + \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix}. \quad (3.8)$$

3.4 Determinação do sextante de \vec{i}^* - Bloco 2

O espaço vetorial apresentado na Figura 14 é dividido em seis sextantes de 60° , conforme visto na Figura 30(a). Cada sextante contém seis vetores, os quais serão utilizados para sintetizar o vetor de referência \vec{i}^* . Para saber quais vetores devem ser utilizados, é necessário conhecer o sextante real (S) em que o vetor de referência se encontra. A determinação do sextante do vetor de referência é realizada pelo Bloco 2, a partir da avaliação dos valores das projeções p_a e p_b em relação às condições lógicas de comparação apresentadas na Tabela 5.

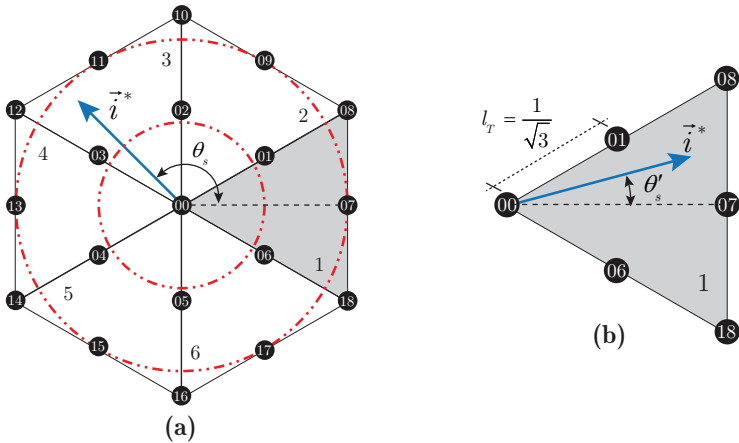


Figura 30 – (a) Divisão do espaço vetorial em seis sextantes de 60° ; (b) rotação do vetor de referência para o primeiro sextante.

Tabela 5 – Condições de comparação para determinar o sextante do vetor de referência.

Condições		Sextante (S)
$p_a \geq 0$	e $p_b \geq 0$	1
$p_a < 0$	e $p_b \geq 0$ e $p_a + p_b \geq 0$	2
$p_a < 0$	e $p_b \geq 0$ e $p_a + p_b < 0$	3
$p_a < 0$	e $p_b < 0$	4
$p_a \geq 0$	e $p_b < 0$ e $p_a + p_b < 0$	5
$p_a \geq 0$	e $p_b < 0$ e $p_a + p_b \geq 0$	6

3.5 Determinação das projeções equivalentes - Bloco 3

Devido à simetria do espaço vetorial do inversor cinco níveis em corrente e conhecido o sextante S do vetor de referência, todos os cálculos do processo de modulação podem ser realizados com relação ao primeiro sextante, reduzindo o esforço computacional necessário. Assim, o vetor de referência deve ser rotacionado para o primeiro sextante, conforme representado pela Figura 30(b).

A rotação do vetor de referência para o primeiro sextante implica na determinação das projeções equivalentes p'_a e p'_b , funcionalidade esta que é realizada pelo Bloco 3. O Bloco 3 consiste num conjunto de seis atribuições, definindo o valor das projeções equivalentes p'_a e p'_b a partir das projeções originais p_a e p_b e do valor do sextante S . O conjunto de atribuições matemáticas do Bloco 3 é deduzido no Apêndice B e está

Tabela 6 – Valores equivalentes no primeiro sextante, das projeções do vetor de referência.

Sextante (S)	Projeções equivalentes	
1	$p'_a = p_a$	$p'_b = p_b$
2	$p'_a = p_a + p_b$	$p'_b = -p_a$
3	$p'_a = p_b$	$p'_b = -p_a - p_b$
4	$p'_a = -p_a$	$p'_b = -p_b$
5	$p'_a = -p_a - p_b$	$p'_b = p_a$
6	$p'_a = -p_b$	$p'_b = p_a + p_b$

apresentado na Tabela 6.

A partir das projeções equivalentes p'_a e p'_b são calculadas as razões cíclicas equivalentes d'_a e d'_b , de acordo com as expressões matemáticas em (3.9).

$$d'_a = \frac{p'_a}{l_T} = \frac{p'_a}{1/\sqrt{3}} = \sqrt{3}p'_a \quad d'_b = \frac{p'_b}{l_T} = \frac{p'_b}{1/\sqrt{3}} = \sqrt{3}p'_b \quad (3.9)$$

3.6 Determinação da região de \vec{i}^* e das razões cíclica reais - Bloco 4

Cada sextante apresentado na Figura 30(b) será subdividido em quatro regiões triangulares menores, compostas por apenas três vetores. A partir da amostragem destes três vetores será possível sintetizar o vetor de referência para cada período de amostragem.

Baseado no primeiro sextante, utilizam-se as razões cíclicas equi-

Tabela 7 – Condições de comparação utilizadas para definir as razões cíclicas reais e os vetores empregados no processo de modulação no primeiro sextante.

Região (R)	Condições	Vetores	Razões cíclicas reais
I	$d'_a \leq 1$ e	$\vec{I}_a = \vec{I}_{06}$	$d_a = d'_a$
	$d'_b \leq 1$ e	$\vec{I}_b = \vec{I}_{01}$	$d_b = d'_b$
	$d'_a + d'_b \leq 1$	$\vec{I}_c = \vec{I}_{00}$	$d_c = 1 - d_a - d_b$
II	$d'_a \leq 1$ e	$\vec{I}_a = \vec{I}_{01}$	$d_a = 1 - d'_a$
	$d'_b \leq 1$ e	$\vec{I}_b = \vec{I}_{06}$	$d_b = 1 - d'_b$
	$d'_a + d'_b > 1$	$\vec{I}_c = \vec{I}_{07}$	$d_c = 1 - d_a - d_b$
III	$d'_a > 1$	$\vec{I}_a = \vec{I}_{18}$	$d_a = d'_a - 1$
		$\vec{I}_b = \vec{I}_{07}$	$d_b = d'_b$
		$\vec{I}_c = \vec{I}_{06}$	$d_c = 1 - d_a - d_b$
IV	$d'_b > 1$	$\vec{I}_a = \vec{I}_{07}$	$d_a = d'_a$
		$\vec{I}_b = \vec{I}_{08}$	$d_b = d'_b - 1$
		$\vec{I}_c = \vec{I}_{01}$	$d_c = 1 - d_a - d_b$

valentes d'_a e d'_b para determinar em que região (R) o vetor de referência está posicionado, compreendendo uma das quatro possíveis situações apresentadas na Figura 31. O processo de determinação da região do vetor de referência será realizado pelo Bloco 4, o qual apresenta um conjunto de quatro condições lógicas de comparação, conforme a Tabela 7. O Bloco 4 realiza também a atribuição dos valores das razões cíclicas reais d_a e d_b .

Utilizando d_a e d_b e as equações matemáticas apresentadas em (3.10), calculam-se os tempos t_a , t_b e t_c para a amostragem dos três vetores de cada região. Para as equações vistas (3.10), a constante T_s corresponde ao período de amostragem especificado para a operação do inversor cinco níveis em corrente, o qual será o mesmo período de tempo de comutação (T_{sw}) dos interruptores de potência.

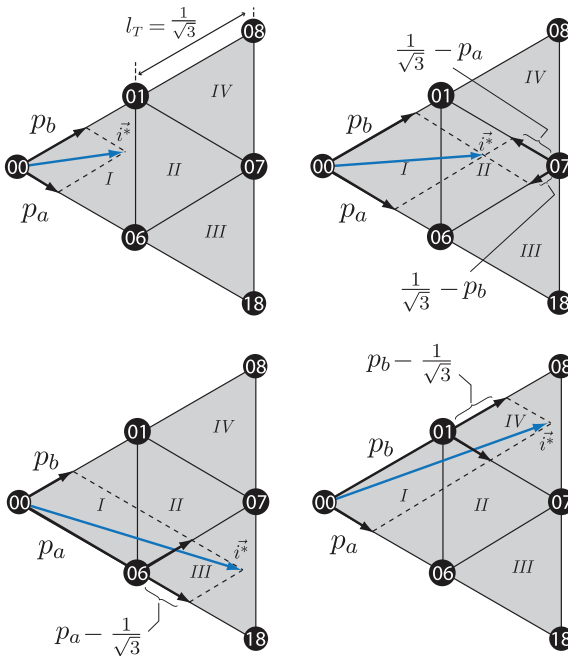


Figura 31 – Projeções do vetor de referência nas quatro possíveis regiões do primeiro sextante. Os módulos das projeções são utilizados para calcular as razões cíclicas reais e para definir os vetores mais próximos que serão utilizados para sintetizar \vec{i}^* .

$$t_a = T_s d_a \quad t_b = T_s d_b \quad t_c = T_s - t_a - t_b \quad (3.10)$$

3.7 Sequências de estados de comutação - Bloco 5

Após serem calculadas as razões cíclicas e os tempos de amostragem para cada vetor, é necessário definir quais os estados de comutação e a sequência em que estes serão ordenados para gerar os vetores de interesse. Sabendo que sempre são necessários três vetores para sintetizar o vetor de referência, e da existência de diversos estados de comutação redundantes para cada vetor, é possível concluir que são inúmeras as possibilidades existentes de sequenciamento dos estados de comutação. Contudo, devido às funcionalidades apresentadas no início desta seção, desejadas para a modulação que está sendo proposta, restringem-se as possibilidades de estados de comutação e de sequenciamento que podem ser utilizadas.

3.7.1 Restrição de tensão média nula nos transformadores de interfase

Inicialmente, como é necessário garantir que a cada período de comutação o valor médio das tensões nos transformadores de interfase seja nulo, é interessante dividir o período de amostragem em segmentos, da mesma forma como é feito em modulações vetoriais para MVSI do tipo NPC [24, 81], que visam tornar nulo o valor médio de corrente no ponto médio do barramento CC, buscando manter as tensões nos capacitores equilibradas. Assim, será arbitrada uma divisão do período de amostragem T_s em 7 segmentos, sendo que os tempos de amostragem de cada vetor serão distribuídos dentro destes intervalos.

Baseado então no que foi apresentado na Seção 2.3, com relação às características dos vetores do 5L-CSI, é importante lembrar que, com exceção dos vetores longos, os demais vetores podem ocasionar valores de tensão não nulos nos transformadores de interfase, sendo que estes valores podem ser positivos ou negativos, dependendo do estado de comutação escolhido. Desta forma, os segmentos correspondentes a um mesmo vetor deverão conter estados de comutação que ocasionem valores de tensão complementares nos transformadores de interfase, buscando com isso um valor médio de tensão nulo ao final de um período de amostragem.

Para compreender melhor o que está sendo exposto, apresentase na Figura 32 a forma proposta para realizar as transições entre os vetores, adotada para as quatro regiões do primeiro sextante, e na Tabela 8, a segmentação e os estados de comutação sugeridos para cada região. Observa-se, por exemplo, que na região I o vetor \vec{I}_{06} é amostrado duas vezes (segmentos 2 e 5), com a metade do tempo t_a inicialmente calculado. No primeiro intervalo (segmento 2) é utilizado o estado de comutação E_{57} que ocasiona os valores de tensão $V_{ca}/2$ e $V_{bc}/2$ em T_{i1} e T_{i2} respectivamente. Posteriormente, no segmento 5 é utilizado o estado E_{56} , que ocasiona respectivamente as tensões complementares $V_{ac}/2$ e $V_{cb}/2$ em T_{i1} e T_{i2} . Assumindo que as tensões envolvidas não variam em um período de amostragem, pois o valor de T_s é muito menor que o período fundamental da tensão de saída, e sabendo que os tempos dos segmentos 2 e 5 são iguais, obtém-se um valor médio nulo nos transformadores de interfase, ocasionado pelo vetor \vec{I}_{06} . O mesmo é válido para os outros dois vetores, distribuídos nos outros cinco segmentos utilizados na região I, bem como nas outras regiões, conforme pode ser comprovado pela observação do restante da Tabela 8. Nota-se também que as tensões aplicadas aos transformadores de interfase podem ser obtidas a partir da representação dos estados de comutação, onde as duas primeiras letras da esquerda para a direita indicam a tensão $-V_{T_{i1}}$ e as duas letras seguintes indicam $V_{T_{i2}}$.

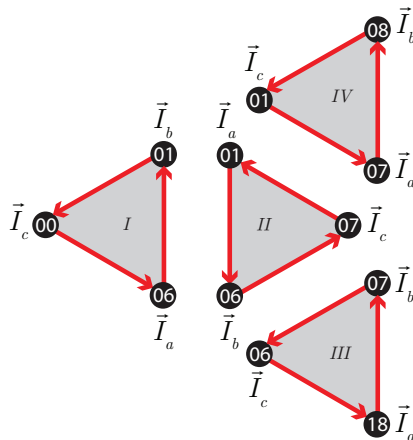


Figura 32 – Representação das transições entre os vetores nas quatro regiões do primeiro sextante.

Tabela 8 – Sequências de estados de comutação e tensões em T_{i1} e T_{i2} , de acordo com a região de i^* no sextante 1.

Região I							
$Segn$	1	2	3	4	5	6	7
Tempo	$t_c/4$	$t_a/2$	$t_b/2$	$t_c/2$	$t_a/2$	$t_b/2$	$t_c/4$
Vetor	\vec{I}_{00}	\vec{I}_{06}	\vec{I}_{01}	\vec{I}_{00}	\vec{I}_{06}	\vec{I}_{01}	\vec{I}_{00}
Estado	$E_{04}[BCBC]$	$E_{57}[ACBC]$	$E_{20}[ABCB]$	$E_{02}[CBCB]$	$E_{56}[CACB]$	$E_{22}[BABC]$	$E_{04}[BCBC]$
V_{Ti1}	$V_{cb}/2$	$V_{ca}/2$	$V_{ba}/2$	$V_{bc}/2$	$V_{ac}/2$	$V_{ab}/2$	$V_{cb}/2$
V_{Ti2}	$V_{bc}/2$	$V_{bc}/2$	$V_{cb}/2$	$V_{cb}/2$	$V_{cb}/2$	$V_{bc}/2$	$V_{bc}/2$
Região II							
$Segn$	1	2	3	4	5	6	7
Tempo	$t_c/4$	$t_a/2$	$t_b/2$	$t_c/2$	$t_a/2$	$t_b/2$	$t_c/4$
Vetor	\vec{I}_{07}	\vec{I}_{01}	\vec{I}_{06}	\vec{I}_{07}	\vec{I}_{01}	\vec{I}_{06}	\vec{I}_{07}
Estado	$E_{65}[AACB]$	$E_{20}[ABCB]$	$E_{57}[ACBC]$	$E_{64}[AABC]$	$E_{22}[BABC]$	$E_{56}[CACB]$	$E_{65}[AACB]$
V_{Ti1}	0	$V_{ba}/2$	$V_{ca}/2$	0	$V_{ab}/2$	$V_{ac}/2$	0
V_{Ti2}	$V_{cb}/2$	$V_{cb}/2$	$V_{bc}/2$	$V_{bc}/2$	$V_{bc}/2$	$V_{cb}/2$	$V_{cb}/2$
Região III							
$Segn$	1	2	3	4	5	6	7
Tempo	$t_c/4$	$t_a/2$	$t_b/2$	$t_c/2$	$t_a/2$	$t_b/2$	$t_c/4$
Vetor	\vec{I}_{06}	\vec{I}_{18}	\vec{I}_{07}	\vec{I}_{06}	\vec{I}_{18}	\vec{I}_{07}	\vec{I}_{06}
Estado	$E_{57}[ACBC]$	$E_{81}[AABB]$	$E_{65}[AACB]$	$E_{56}[CACB]$	$E_{81}[AABB]$	$E_{64}[AABC]$	$E_{57}[ACBC]$
V_{Ti1}	$V_{ca}/2$	0	0	$V_{ac}/2$	0	0	$V_{ca}/2$
V_{Ti2}	$V_{bc}/2$	0	$V_{cb}/2$	$V_{cb}/2$	0	$V_{bc}/2$	$V_{bc}/2$
Região IV							
$Segn$	1	2	3	4	5	6	7
Tempo	$t_c/4$	$t_a/2$	$t_b/2$	$t_c/2$	$t_a/2$	$t_b/2$	$t_c/4$
Vetor	\vec{I}_{01}	\vec{I}_{07}	\vec{I}_{08}	\vec{I}_{01}	\vec{I}_{07}	\vec{I}_{08}	\vec{I}_{01}
Estado	$E_{20}[ABCB]$	$E_{65}[AACB]$	$E_{66}[AACC]$	$E_{22}[BABC]$	$E_{64}[AABC]$	$E_{66}[AACC]$	$E_{20}[ABCB]$
V_{Ti1}	$V_{ba}/2$	0	0	$V_{ab}/2$	0	0	$V_{ba}/2$
V_{Ti2}	$V_{cb}/2$	$V_{cb}/2$	0	$V_{bc}/2$	$V_{bc}/2$	0	$V_{cb}/2$

3.7.2 Restrição da frequência de comutação e de operação dos elementos passivos

Por sua vez, o sentido das transições entre os vetores, apresentado na Figura 32, foi a maneira encontrada para viabilizar que as correntes de entrada e de saída do 5L-CSI possuam uma componente de alta frequência que seja o dobro da frequência de comutação dos interruptores, possibilitando reduzir o indutor de entrada e os capacitores de saída sem aumentar as perdas por comutação.

Para facilitar a compreensão da explicação que virá a seguir, é necessário citar a forma adotada para representar os estados de comutação, apresentada na Seção 2.2. Observando a equação (3.11), relembra-se que os interruptores controlados do 5L-CSI são divididos em quatro grupos, com um interruptor em cada fase de saída do inversor, sendo que as letras dentro dos colchetes indicam qual interruptor de cada grupo está em condução durante o estado de comutação.

$$E_n = [f_1, f_2, f_3, f_4] \quad \text{onde} \quad f_{1..4} \in \{A, B, C\}, n \in \{01, 02, \dots, 81\} \quad (3.11)$$

Analisando então a Figura 33, onde como exemplo é utilizada a sequência de comutação da região II (extraída da Tabela 8), observa-se que o sentido adotado para a transição dos vetores ($\vec{I}_{07}-\vec{I}_{01}-\vec{I}_{06}-\vec{I}_{07}-\vec{I}_{01}-\vec{I}_{06}-\vec{I}_{07}$) permite que os estados de comutação sejam ordenados de tal forma que os interruptores de cada grupo estejam sujeitos a apenas uma entrada em condução e um bloqueio em cada período de amostragem. Isto é observado pela troca das letras associadas à cada grupo de interruptores, destacadas com diferentes cores na Figura 33, onde uma determinada letra está envolvida em no máximo duas substituições, representando os instantes de entrada em condução ou de bloqueio do respectivo interruptor, garantindo a existência de apenas um período de comutação (T_{sw}) em um período de amostragem (T_s).

Ao mesmo tempo, observa-se que a sequência de comutação apresentada na Figura 33 nada mais é do que a repetição de uma sequência de comutação menor ($\vec{I}_{07}-\vec{I}_{01}-\vec{I}_{06}-\vec{I}_{07}$), correspondendo a dois ciclos de transição dos vetores da região II. Com isso, o efeito gerado pelos vetores nas correntes de entrada e de saída aparece duplicado em um período de amostragem. Este fato fica mais evidente se for observada a Figura 34, onde apresentam-se todos os pulsos de comando e o comportamento das grandezas de interesse, considerando como exemplo a sequência de comutação para a região II no instante de cruzamento do vetor de referência pelo ângulo zero.

Inicialmente percebe-se que, apesar das assimetrias nos pulsos

\bar{I}_{07}	\bar{I}_{01}	\bar{I}_{06}	\bar{I}_{07}	\bar{I}_{01}	\bar{I}_{06}	\bar{I}_{07}
E_{65}	E_{20}	E_{57}	E_{64}	E_{22}	E_{56}	E_{65}
[A A C B]	[A B C B]	[A C B C]	[A A B C]	[B A B C]	[C A C B]	[A A C B]
A A A	A A A	A A A	A A A	A A A	B B B	C C C
A A A	A A A	A A A	A A A	A A A	A A A	A A A
C C	C C	C C	B B	B B	B B	B B
B B	B B	B C	C C	C C	C C	C B

Figura 33 – Sequência de comutação da região II, onde as diferentes cores permitem destacar os quatro diferentes grupos de interruptores, bem como enfatizar a ocorrência das comutações.

de comando, todos os interruptores apresentam apenas um período de comutação dentro do período de amostragem, reforçando o que já havia sido discutido com base na Figura 33. Por simplicidade, assumindo que uma das tensões de linha de saída está cruzando por zero ($\langle v_{bc} \rangle$), e as demais ($\langle v_{ab} \rangle$ e $\langle v_{ca} \rangle$) apresentam respectivamente valores médios instantâneos positivo e negativo (mas de mesmo módulo), obtém-se a representação da forma de onda das tensões nos transformadores de interfase (v_{Ti1} e v_{Ti2}) sendo que, devido aos estados de comutação utilizados, v_{Ti1} apresenta um formato alternado e com valor médio nulo. No caso de v_{Ti2} , o seu valor será sempre nulo, pois nesta sequência de comutação o transformador de interfase T_{i2} está sempre submetido à tensão de linha $\langle v_{bc} \rangle$ ou $\langle v_{cb} \rangle$.

A partir das tensões de linha de saída encontra-se a representação da tensão v_{pn} , aplicada pelos transformadores de interfase ao indutor de entrada. Dentro de cada segmento encontram-se inscritas as expressões que definem o valor desta tensão (as quais foram apresentadas anteriormente nos exemplos dos estados de comutação vistos na Seção 2.3). Utilizando a tensão v_{pn} obtém-se a forma de onda da corrente de entrada (i_{in}), ficando evidente a existência de dois períodos de ondulação dentro do período de amostragem.

Conhecida a forma de onda da corrente de entrada, e assumindo a sua divisão equilibrada nos transformadores de interfase, obtém-se a representação das três correntes de saída do inversor ($i_{x,o}$), as quais compõem em cada segmento, os vetores que estão sendo utilizados. Analisando estas formas de onda, observa-se também a existência de dois períodos de corrente comutada, cuja amplitude pode variar entre algum dos cinco possíveis níveis de corrente ($+I_{in}$, $+I_{in}/2$, 0 , $-I_{in}/2$ e $-I_{in}$). Posteriormente estas correntes serão filtradas pelos capacitores

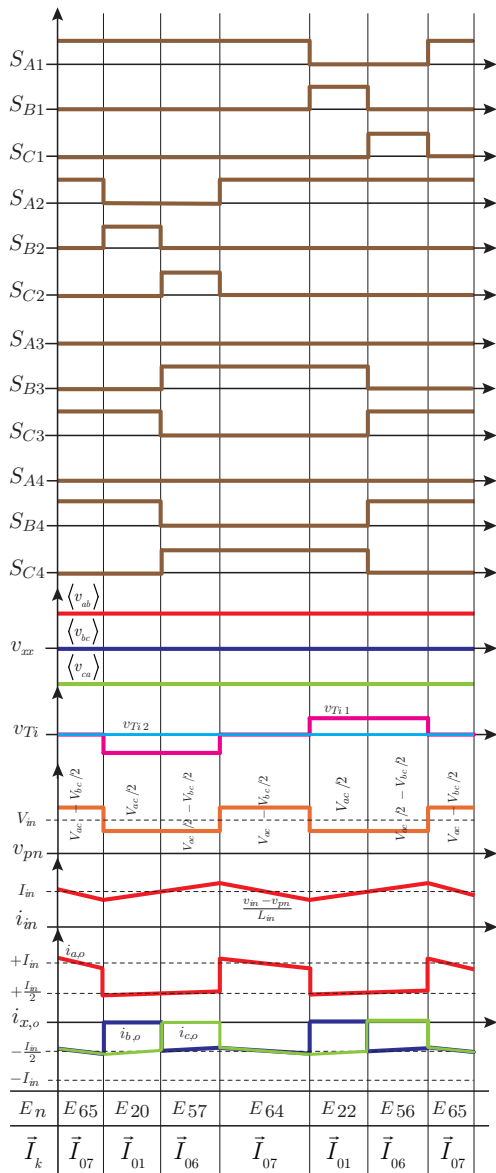


Figura 34 – Formas de onda geradas pela seqüência de estados de comutação da região II, considerando a passagem do vetor de referência pelo ângulo zero do diagrama vetorial.

res de saída, disponibilizando à carga correntes idealmente isentas de ondulações.

Assim, verifica-se que a escolha e sequenciamento, propostos para os estados de comutação, permitem atingir os objetivos desejados para a modulação vetorial em questão, sendo possível manter nulo o valor médio das tensões nos transformadores de interfase e dobrar a frequência de operação dos elementos passivos sem elevar a frequência de comutação. É importante salientar que o exemplo da Figura 34 trata de uma situação pontual, escolhida para facilitar a interpretação das ideias propostas para sequenciamento dos estados de comutação. De acordo com a região e o ângulo do vetor de referência, as formas de onda das tensões e das correntes apresentarão diferentes ondulações, estando sobretudo dependentes das tensões de linha de saída. Contudo, as restrições impostas para a modulação sempre serão mantidas e, apesar de até então haverem sido apresentadas apenas sequências de comutação referentes ao primeiro sextante, os critérios utilizados para o sequenciamento são aplicados nos demais sextantes.

Com isso, a partir do sextante (S) e da região (R) do vetor de referência, serão localizadas no Bloco 5 as sequências de estados de comutação pré-definidas, conforme apresentado na Tabela 9, onde são vistas todas as sequências de comutação necessárias para sintetizar o vetor de referência em qualquer ponto da região linear no diagrama vetorial. Cada sequência de comutação será composta por sete segmentos, sendo cada segmento identificado pela variável Seg_k , onde $k = 1 \dots 7$. Por sua vez, cada segmento contém um estado de comutação, representado de acordo com (3.11), o que define quais interruptores de potência do estágio inversor entrarão em condução.

3.8 Determinação das tensões em T_{i1} e T_{i2} - Bloco 6

As tensões nos transformadores de interfase $T_{i,1}$ e $T_{i,2}$ são definidas na Figura 35 como sendo v_{21} e v_{34} respectivamente. As tensões v_{21} e v_{34} são utilizadas no processo de equilíbrio dos valores médios de corrente, sendo necessário determiná-las. Estas tensões dependem dos estados de comutação e das tensões de saída do conversor. As tensões de saída do conversor serão medidas por sensores de tensão (S_T), os quais serão conectados conforme a Figura 35. Os sensores de tensão realizam a medição das tensões v_{az} e v_{bz} , sendo v_{cz} definida conforme (3.12).

$$v_{cz} = -v_{az} - v_{bz} \quad (3.12)$$

Tabela 9 – Sequências de estados de comutação. Os segmentos destacados serão utilizados posteriormente para realizar o controle dos valores médios de corrente nos transformadores de interface.

S	R	Sequências de estados de comutação						
		Seg1	Seg2	Seg3	Seg4	Seg5	Seg6	Seg7
1	I	E_{04} [BCBC]	E_{57} [ACBC]	E_{20} [ACBC]	E_{02} [CBCB]	E_{56} [CABC]	E_{22} [BABC]	E_{04} [BCBC]
	II	E_{65} [AACB]	E_{20} [ABCB]	E_{57} [ACBC]	E_{64} [AABC]	E_{22} [BABC]	E_{56} [CABC]	E_{65} [AACB]
	III	E_{57} [ACBC]	E_{81} [AABB]	E_{65} [AACB]	E_{56} [CACB]	E_{81} [AABB]	E_{64} [AABC]	E_{57} [ACBC]
	IV	E_{20} [ABCB]	E_{65} [AACB]	E_{66} [AACC]	E_{22} [BABC]	E_{64} [AABC]	E_{66} [AACC]	E_{20} [ABCB]
2	I	E_{12} [ABAB]	E_{20} [ABCB]	E_{24} [ABCA]	E_{10} [BABA]	E_{22} [BABC]	E_{24} [BAAC]	E_{12} [ABAB]
	II	E_{68} [BACC]	E_{24} [ABCA]	E_{20} [ABCB]	E_{67} [ABCC]	E_{25} [BAC]	E_{22} [BABC]	E_{68} [BACC]
	III	E_{20} [ABCB]	E_{66} [AACC]	E_{68} [BACC]	E_{22} [BABC]	E_{66} [AACC]	E_{67} [ABCC]	E_{20} [ABCB]
	IV	E_{27} [BACA]	E_{68} [BACC]	E_{69} [BCC]	E_{26} [ABAC]	E_{67} [ABCC]	E_{69} [BCC]	E_{27} [BACA]
3	I	E_{07} [CACA]	E_{27} [BACA]	E_{33} [BCCA]	E_{09} [ACAC]	E_{26} [ABAC]	E_{33} [CBAC]	E_{07} [CACA]
	II	E_{70} [BBAC]	E_{33} [BCCA]	E_{27} [BACA]	E_{71} [BBCA]	E_{32} [CBAC]	E_{26} [ABAC]	E_{70} [BBAC]
	III	E_{27} [BACA]	E_{69} [BCC]	E_{70} [BBAC]	E_{26} [ABAC]	E_{69} [BCC]	E_{71} [BBCA]	E_{27} [BACA]
	IV	E_{34} [BCAC]	E_{70} [BBAC]	E_{72} [BBAA]	E_{35} [CBCA]	E_{71} [BBCA]	E_{72} [BBAA]	E_{34} [BCAC]
4	I	E_{04} [BCBC]	E_{34} [BCAC]	E_{40} [BCAB]	E_{02} [CBCB]	E_{35} [CBCA]	E_{41} [CBBA]	E_{04} [BCBC]
	II	E_{74} [CBAA]	E_{40} [BCAB]	E_{34} [BCAC]	E_{73} [BCAA]	E_{41} [CBBA]	E_{35} [CBCA]	E_{74} [CBAA]
	III	E_{34} [BCAC]	E_{72} [BBAA]	E_{74} [CBAA]	E_{35} [CBCA]	E_{72} [BBAA]	E_{73} [BCAA]	E_{34} [BCAC]
	IV	E_{47} [CBAB]	E_{74} [CBAA]	E_{75} [CCAA]	E_{42} [BCBA]	E_{73} [BCAA]	E_{75} [CCAA]	E_{47} [CBAB]
5	I	E_{12} [ABAB]	E_{47} [CBAB]	E_{52} [CAAB]	E_{10} [BABA]	E_{42} [BCBA]	E_{50} [ACBA]	E_{12} [ABAB]
	II	E_{77} [CCBA]	E_{52} [CAAB]	E_{47} [CBAB]	E_{76} [CCBA]	E_{50} [ACBA]	E_{42} [BCBA]	E_{77} [CCBA]
	III	E_{47} [CBAB]	E_{75} [CCAA]	E_{77} [CCBA]	E_{42} [BCBA]	E_{75} [CCAA]	E_{76} [CCBA]	E_{47} [CBAB]
	IV	E_{48} [CABA]	E_{77} [CCBA]	E_{78} [CCBB]	E_{49} [ACAB]	E_{76} [CCBA]	E_{78} [CCBB]	E_{48} [CABA]
6	I	E_{07} [CACA]	E_{48} [CABA]	E_{58} [CABC]	E_{09} [ACAC]	E_{49} [ACAB]	E_{50} [ACCB]	E_{07} [CACA]
	II	E_{79} [ACBB]	E_{58} [CABC]	E_{48} [CABA]	E_{80} [CABB]	E_{59} [ACCB]	E_{49} [ACAB]	E_{79} [ACBB]
	III	E_{48} [CABA]	E_{78} [CCBB]	E_{79} [ACBB]	E_{49} [ACAB]	E_{78} [CCBB]	E_{80} [CABB]	E_{48} [CABA]
	IV	E_{57} [ACBC]	E_{79} [ACBB]	E_{81} [AABB]	E_{56} [CACB]	E_{80} [CABB]	E_{81} [AABB]	E_{57} [ACBC]

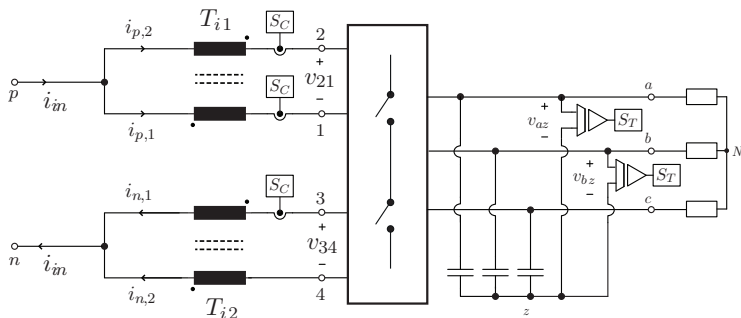


Figura 35 – Representação das tensões nos transformadores de interfase e disposição dos sensores de corrente (SC) e de tensão (ST) no circuito.

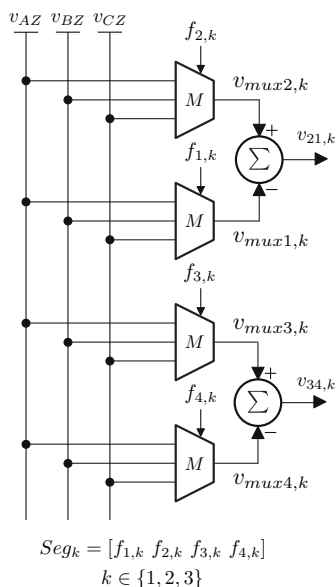


Figura 36 – Procedimento computacional utilizado para determinar as tensões nos terminais dos transformadores de interfase.

Empregando as tensões v_{az} , v_{bz} , v_{cz} e os três primeiros segmentos de cada sequência de comutação (Seg_k , com $k = 1, 2, 3$), determinam-se no Bloco 6 as tensões $v_{21,k}$ e $v_{34,k}$, conforme o processo computacional representado na Figura 36. Na Figura 36, as variáveis $f_{1,k}$, $f_{2,k}$, $f_{3,k}$ e $f_{4,k}$, que compõem os segmentos Seg_k , são utilizadas pelos mul-

tiplexadores (M) para definir os valores das tensões $v_{mux1,k}$, $v_{mux2,k}$, $v_{mux3,k}$ e $v_{mux4,k}$, as quais servirão para calcular as tensões $v_{21,k}$ e $v_{34,k}$, conforme as expressões descritas em (3.13).

$$v_{21,k} = v_{mux2,k} - v_{mux1,k} \quad v_{34,k} = v_{mux3,k} - v_{mux4,k} \quad (3.13)$$

3.9 Equilíbrio dos valores médios de corrente - Bloco 7

Um ponto importante, que deve ser considerado no uso do 5L-CSI, diz respeito ao valor médio de corrente nas bobinas dos transformadores de interfase, responsáveis pela divisão da fonte de corrente de entrada. Esse fato é importante não apenas para garantir que não ocorra a saturação dos mesmos ou evitar que alguns interruptores operem com valores de corrente superiores aos especificados mas, também para assegurar a formação adequada dos níveis e vetores de corrente na saída do inversor, os quais são a base de toda a modulação vetorial que está sendo proposta.

Conforme discutido em [42, 44, 50] a divisão equilibrada das correntes está diretamente ligada às variações paramétricas dos elementos que constituem o inversor, como por exemplo, as resistências e indutâncias dos elementos magnéticos, as trilhas das placas de circuito impresso, as resistências dos componentes semicondutores, além das variações nas larguras e atrasos dos pulsos de comando dos interruptores controlados. Assim, pequenas variações nestes parâmetros podem ser suficientes para gerar constantes de tempo distintas para cada caminho de circulação das correntes, levando a desequilíbrios em regime permanente.

Porém, o equilíbrio das correntes pode ser favorecido pelos coeficientes de temperatura positivo das resistências de condução, que ocorre nos condutores de cobre e em interruptores como MOSFETs e IGBTs do tipo NPT (*non-punch-through*). Esta não idealidade propicia que, quanto maior a corrente de um elemento em paralelo maior será a sua temperatura, ocasionando o aumento da resistência de condução, o que em contrapartida limita o crescimento da corrente, melhorando o seu equilíbrio estático [42].

Apesar de útil, não é possível garantir que o coeficiente positivo de temperatura seja suficiente para compensar todo e qualquer desequilíbrio de corrente que possa ocorrer no funcionamento do inversor, sendo então interessante dispor de uma forma de atuar no equilíbrio dos valores médios de corrente via a modulação do inversor.

3.9.1 Estudo do transformador de interfase

Inicialmente, é necessário apresentar as equações que relacionam as tensões e as correntes em um dos transformadores de interfase, assumindo que as indutâncias próprias das bobinas (L_P) são iguais e desprezando as resistências de cada enrolamento. Utilizando a representação de T_{i1} da Figura 37, obtém-se as equações (3.14)-(3.15), onde L_M corresponde à indutância mútua entre as bobinas.

$$v_{p1} = L_P \frac{di_{p,1}}{dt} - L_M \frac{di_{p,2}}{dt} \quad v_{p2} = L_P \frac{di_{p,2}}{dt} - L_M \frac{di_{p,1}}{dt} \quad (3.14)$$

$$v_{21} = -v_{p2} + v_{p1} \quad (3.15)$$

Substituindo (3.14) em (3.15), tem-se que:

$$\begin{aligned} v_{21} &= - \left(L_P \frac{di_{p,2}}{dt} - L_M \frac{di_{p,1}}{dt} \right) + L_P \frac{di_{p,1}}{dt} - L_M \frac{di_{p,2}}{dt} \\ &= -L_P \frac{di_{p,2}}{dt} + L_M \frac{di_{p,1}}{dt} + L_P \frac{di_{p,1}}{dt} - L_M \frac{di_{p,2}}{dt} \\ &= (L_M + L_P) \frac{di_{p,1}}{dt} - (L_M + L_P) \frac{di_{p,2}}{dt} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Define-se então que as correntes de $T_{i,1}$ são formadas por componentes de modo comum ($i_{cm,p}$) e de modo diferencial ($i_{dm,p}$), conforme (3.17).

$$i_{p,1} = i_{cm,p} + i_{dm,p} \quad ; \quad i_{p,2} = i_{cm,p} - i_{dm,p} \quad (3.17)$$

Utilizando as definições de (3.17) em (3.16), obtém-se

$$\begin{aligned} v_{21} &= (L_M + L_P) \frac{d}{dt} (i_{cm,p} + i_{dm,p}) - (L_M + L_P) \frac{d}{dt} (i_{cm,p} - i_{dm,p}) \\ &= (L_M + L_P) \frac{di_{cm,p}}{dt} + (L_M + L_P) \frac{di_{dm,p}}{dt} - (L_M + L_P) \frac{di_{cm,p}}{dt} \dots \\ &= 2(L_M + L_P) \frac{di_{dm,p}}{dt} \end{aligned} \quad (3.18)$$

$$\frac{di_{dm,p}}{dt} = \frac{v_{21}}{2(L_M + L_P)} \quad (3.19)$$

Constata-se portanto, que as correntes de modo comum (oriundas da divisão da corrente i_{in}) não influenciam no funcionamento do

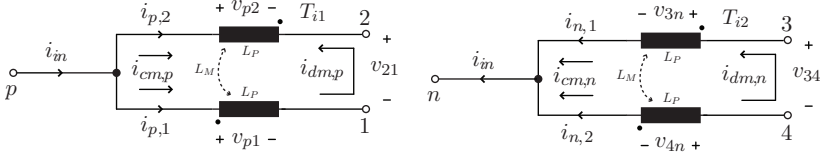


Figura 37 – Representação dos transformadores de interfase e das suas grandezas envolvidas.

transformador de interfase, sendo que para estas correntes, o elemento magnético representa um simples curto-circuito [82]. Contudo, a derivada da corrente de modo diferencial é afetada pelo valor da tensão v_{21} , a qual é imposta aos terminais do transformador de interfase pelos estados de comutação, implicando na existência de uma corrente que circula entre as bobinas. Como foi considerado que as indutâncias próprias são iguais, a indutância mútua pode ser reescrita segundo (3.20), onde K_M corresponde ao fator de acoplamento magnético entre as bobinas.

$$L_M = K_M L_P \quad \text{onde} \quad 0 \leq K_M \leq 1 \quad (3.20)$$

Substituindo a (3.20) em (3.19), tem-se que:

$$\frac{di_{dm,p}}{dt} = \frac{v_{21}}{2(k_M L_P + L_P)} = \frac{v_{21}}{2L_P(1 + k_M)}. \quad (3.21)$$

Por sua vez, o fato de se utilizar indutores fortemente acoplados, implica que $K_M \rightarrow 1$, logo

$$\frac{di_{dm,p}}{dt} = \frac{v_{21}}{4L_P}. \quad (3.22)$$

Integrando no tempo (3.22), encontra-se a expressão da corrente de modo diferencial no transformador de interfase T_{i1} , a qual também pode ser definida a partir das equações de (3.17) como sendo

$$i_{dm,p} = \frac{1}{4L_P} \int v_{21} dt \quad ; \quad i_{dm,p} = \frac{i_{p,1} - i_{p,2}}{2}. \quad (3.23)$$

Visando simplificar a obtenção de modelos matemáticos que proporcionem projetar uma malha de controle para os valores médios de corrente nos transformadores de interfase, as variáveis das equações em (3.23) serão reescritas em função dos seus valores médios quase instantâneos. O valor médio quase instantâneo de uma variável x qualquer, é definido como sendo a média desta variável no período de amostragem

T_s e definido matematicamente por

$$\langle x \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t x(\tau) d\tau. \quad (3.24)$$

Além disso, as variáveis médias quase instantâneas podem ser decompostas segundo a (3.25) em um componente constante (X), que depende do ponto de operação do conversor em regime permanente, e uma perturbação (\hat{x}).

$$\langle x \rangle_{T_s} = X + \hat{x}. \quad (3.25)$$

Utilizando a definição (3.25) em (3.23), e transformando para o domínio da frequência através da transformada de Laplace, tem-se que

$$\frac{\hat{i}_{dm,p}}{\hat{v}_{21}} = \frac{1}{s4L_P} \quad ; \quad \hat{i}_{dm,p} = \frac{\hat{i}_{p1} - \hat{i}_{p2}}{2}. \quad (3.26)$$

Analogamente, obtém-se para o T_{i2} as expressões

$$\frac{\hat{i}_{dm,n}}{\hat{v}_{34}} = \frac{1}{s4L_P} \quad ; \quad \hat{i}_{dm,n} = \frac{\hat{i}_{n1} - \hat{i}_{n2}}{2}. \quad (3.27)$$

3.9.2 Variação dos valores médios de v_{21} e v_{34}

Analisando as equações em (3.26)-(3.27) conclui-se que é possível variar o valor médio local das correntes nas bobinas dos transformadores de interfase através da variação do valor médio das correntes de modo diferencial, as quais são afetadas pelo valor médio das tensões v_{21} e v_{34} . Baseado na segmentação dos estados de comutação, o valor médio de v_{21} e v_{34} sempre será nulo em um período de amostragem dos vetores, tendo em vista que é adotada uma distribuição igualitária dos tempos dos segmentos (conforme exemplo na Figura 38(a)). Contudo, se o tempo dos segmentos relacionados a um mesmo vetor, for distribuído assimetricamente (Figura 38(b)), é possível variar o valor médio local das tensões nos terminais dos transformadores de interfase segundo as equações (3.28) e (3.29).

$$\langle v_{21} \rangle = \frac{1}{T_s} \left[\begin{array}{l} (1 + \delta_c) \frac{t_c}{4} |\langle v_{21,c} \rangle| + (1 + \delta_a) \frac{t_a}{2} |\langle v_{21,a} \rangle| + (1 + \delta_b) \frac{t_b}{2} |\langle v_{21,b} \rangle| \\ - (1 - \delta_c) \frac{t_c}{2} |\langle v_{21,c} \rangle| - (1 - \delta_a) \frac{t_a}{2} |\langle v_{21,a} \rangle| - (1 - \delta_b) \frac{t_b}{2} |\langle v_{21,b} \rangle| \\ + (1 + \delta_c) \frac{t_c}{4} |\langle v_{21,c} \rangle| \end{array} \right] \quad (3.28)$$

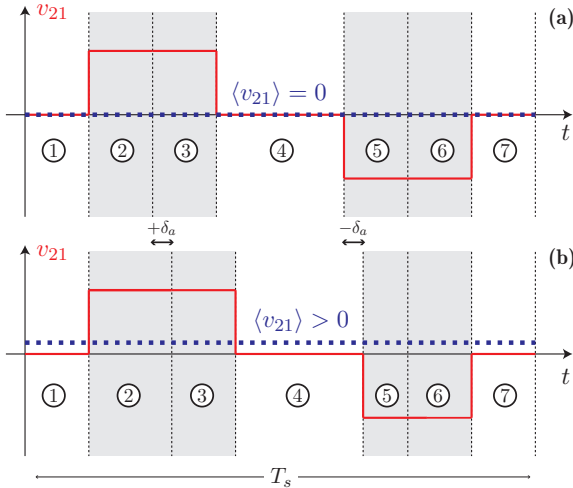


Figura 38 – Exemplo de valores médios locais de tensão no transformador de interfase T_{i1} : (a) valor médio nulo, devido a simetria nos tempos dos segmentos; (b) valor médio maior que zero, devido ao aumento δ_a no tempo do segmento 2 e redução no tempo do segmento 5.

$$\langle v_{34} \rangle = \frac{1}{T_s} \left[\begin{array}{l} (1 + \delta_c) \frac{t_c}{4} |\langle v_{34,c} \rangle| + (1 + \delta_a) \frac{t_a}{2} |\langle v_{34,a} \rangle| + (1 + \delta_b) \frac{t_b}{2} |\langle v_{34,b} \rangle| \\ - (1 - \delta_c) \frac{t_c}{2} |\langle v_{34,c} \rangle| - (1 - \delta_a) \frac{t_a}{2} |\langle v_{34,a} \rangle| - (1 - \delta_b) \frac{t_b}{2} |\langle v_{34,b} \rangle| \\ + (1 + \delta_c) \frac{t_c}{4} |\langle v_{34,c} \rangle| \end{array} \right] \quad (3.29)$$

Nas equações (3.28) e (3.29) tem-se que $-1 \leq \delta_x \leq 1$ onde $x \in \{a, b, c\}$, representando a variação que será causada no tempo dos segmentos, a fim de gerar o valor médio de tensão desejado. Além disso, o valor de δ_x adicionado a um determinado segmento é proporcionalmente retirado do segmento complementar, mantendo o tempo total de amostragem do vetor inalterado. No caso das variáveis $|\langle v_{N,x} \rangle|$ com $N \in \{21, 34\}$, estas representam o módulo do valor médio quase instantâneo das tensões aplicadas nos terminais dos transformadores de interfase, em cada segmento da sequência de comutação. Devido ao fato dos estados de comutação proporcionarem tensões complementares, parte dos segmentos assume o valor $+\langle v_{N,x} \rangle$ e a outra parte $-\langle v_{N,x} \rangle$. Simplificando (3.28) e (3.29), obtêm-se que

$$\langle v_{21} \rangle = \delta_a d_a |\langle v_{21,a} \rangle| + \delta_b d_b |\langle v_{21,b} \rangle| + \delta_c d_c |\langle v_{21,c} \rangle| \quad (3.30)$$

$$\langle v_{34} \rangle = \delta_a d_a |\langle v_{34,a} \rangle| + \delta_b d_b |\langle v_{34,b} \rangle| + \delta_c d_c |\langle v_{34,c} \rangle| \quad (3.31)$$

Por outro lado, atuar no tempo dos segmentos para equalizar as correntes nos transformadores de interfase apresenta o inconveniente de que as tensões $\langle v_{21} \rangle$ e $\langle v_{34} \rangle$ serão afetadas simultaneamente pela mesma variável de controle δ_x . Com isso, enquanto um determinado valor de δ_x pode estar proporcionando o equilíbrio das correntes em T_{i1} , as correntes em T_{i2} poderão estar sendo desequilibradas ou vice-versa. Assim, é necessário encontrar uma forma de desacoplar o controle das correntes para cada transformador de interfase, sem que seja necessário modificar as sequências de comutação definidas e utilizadas até o momento.

O método encontrado para desacoplar as ações de controle consiste em utilizar determinados estados de comutação que imponham uma tensão não nula apenas em um dos transformadores de interfase de cada vez, proporcionando que a variação do tempo dos segmentos afete o equilíbrio das correntes em T_{i1} ou T_{i2} individualmente.

Observando a Tabela 9, estão destacados em vermelho os estados de comutação que geram tensões não nulas apenas em T_{i2} , durante os sextantes 1, 3 e 5, enquanto que os estados destacados em azul ocasionam tensão não nula apenas em T_{i1} , nos sextantes 2, 4 e 6. Além disso, os segmentos onde encontram-se estes estados de comutação (e suas respectivas razões cíclicas), são distintos para cada região, estando relacionados aos segmentos 1, 4 e 7 na região II (razões cíclicas d_c), na região III aos segmentos 3 e 6 (razões cíclicas d_b) e na região IV aos segmentos 2 e 5 (razões cíclicas d_a). No caso da região I, como todos os estados de comutação disponíveis sempre interagem simultaneamente com tensões de T_{i1} e T_{i2} , esta região não poderá ser utilizada para o controle dos valores médios de corrente. Assim, o método que está sendo proposto será válido apenas para os casos em que o vetor de referência não transita exclusivamente por esta região, ou seja, implica que o índice de modulação empregado esteja compreendido entre $0, 5 \leq M_i \leq 1$. Estas informações ficam mais evidentes através da Figura 39.

A partir das equações (3.30) e (3.31) serão determinadas as funções de transferência que relacionam a variação dos valores médios das tensões $\langle v_{21} \rangle$ e $\langle v_{34} \rangle$ em função dos parâmetros δ_x . Para tanto, serão adotadas as seguintes considerações:

- (i) As razões cíclicas presentes nas equações (3.30) e (3.31) são fun-

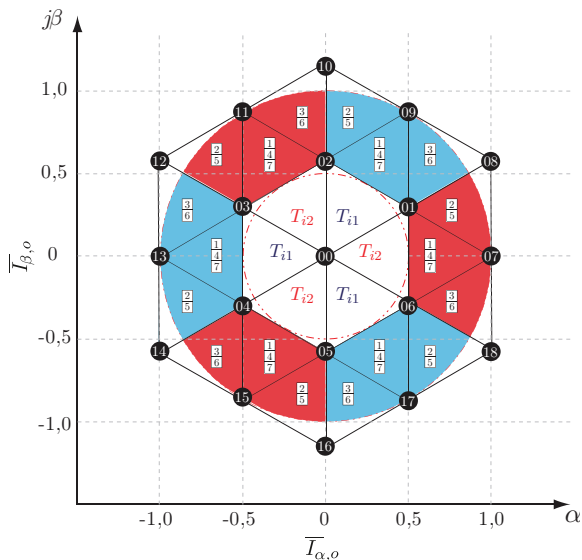


Figura 39 – Regiões e segmentos que serão utilizados para realizar o controle dos valores médios de corrente nos enrolamentos do transformador de interfase T_{i1} (azul) e T_{i2} (vermelho).

ções que dependem do índice de modulação e do ângulo do vetor de referência θ_s , assim como os valores de $|\langle v_{N,x} \rangle|$, que correspondem a segmentos das tensões de saída do conversor, dependem não só de θ_s como também do fator de deslocamento da carga (F_d). Dessa forma, torna-se complexo projetar um sistema de controle que atue localmente (dentro de um período T_s), tendo em vista que as funções de transferência estarão variando constantemente, de acordo com o valor do ângulo de referência. Contudo, devido ao método de controle proposto, que atua nos transformadores de interfase alternadamente a cada 120° , as correntes de T_{i1} e T_{i2} estarão submetidas a uma dinâmica de controle lenta, a qual será predominante. Assim, as funções de transferência serão obtidas a partir no valor médio das razões cíclicas e tensões aplicadas nos transformadores de interfase, dentro de um intervalo angular de 120° , assumindo valores constantes de M_i e F_d para um determinado ponto de operação do conversor;

- (ii) Será utilizado o intervalo de $-\pi/6 \leq \theta_s \leq \pi/2$ (sextantes 1 e 2) para determinar a função de transferência que relaciona a varia-

ção de $\langle v_{34} \rangle$ (valor médio de tensão em T_{i2}) com a variação da largura dos segmentos, sendo que durante o sextante 2 os valores de δ_x e $\langle v_{34} \rangle$ serão considerados nulos (pois as correntes em T_{i2} não estão sendo controladas). O resultado encontrado será válido para os outros dois intervalos de controle das correntes em T_{i2} e para os intervalos de atuação do controlador em T_{i1} , devido a simetria da modulação e das tensões aplicadas aos terminais dos transformadores de interfase;

- (iii) Como os segmentos empregados no processo de controle são distintos e envolvem razões cíclicas exclusivas para cada região de um sextante, as variáveis δ_a , δ_b e δ_c podem ser substituídas por $\langle \delta_p \rangle$ em (3.30) e por $\langle \delta_n \rangle$ em (3.31).
- (iv) Por simplicidade, a componente $i_{d,t}^*$ será considerada nula, proporcionando que o vetor \vec{i}^* esteja alinhado com $i_{q,t}^*$. Dessa forma, o vetor de referência possui a mesma posição angular do sistema girante de coordenadas, ou seja $\theta_s = \theta_r$.

Assim, as equações (3.30) e (3.31) podem ser definidas em função dos seus valores médios no intervalo de 120° como sendo

$$\langle v_{21} \rangle = \langle \delta_p \rangle [\langle d_a | v_{21,a} | \rangle + \langle d_b | v_{21,b} | \rangle + \langle d_c | v_{21,c} | \rangle], \quad (3.32)$$

$$\langle v_{34} \rangle = \langle \delta_n \rangle [\langle d_a | v_{34,a} | \rangle + \langle d_b | v_{34,b} | \rangle + \langle d_c | v_{34,c} | \rangle]. \quad (3.33)$$

Baseado na premissa (ii), e analisando na Tabela 9 os estados de comutação utilizados no primeiro sextante, verifica-se que em todos os segmentos o transformador de interfase T_{i2} sempre estará submetido às tensões de linha v_{bc} (ou v_{cb}), tendo em vista as letras correspondentes às posições f_3 e f_4 de cada estado de comutação. Define-se então a tensão de linha v_{bc} por (3.34), onde $\varphi_v = \text{acos}(F_d)$.

$$v_{bc} = \hat{V}_{l,o} \cos \left(\theta_r - \frac{\pi}{2} + \varphi_v \right) \quad (3.34)$$

Além disso, conforme a premissa (iv), e o procedimento de cálculo das razões cíclicas realizado nos Blocos 1-4, encontra-se que:

$$d_a = d_a' = M_i \left[\cos(\theta_r) - \sqrt{3} \sin(\theta_r) \right] \quad \text{para a Região IV,} \quad (3.35)$$

$$d_b = d_b' = M_i \left[\cos(\theta_r) + \sqrt{3} \sin(\theta_r) \right] \quad \text{para a Região III,} \quad (3.36)$$

$$d_c = 1 - (1 - d_a') - (1 - d_b') = 2M_i \cos(\theta_r) - 1 \quad \text{para a Região II.} \quad (3.37)$$

Explicitando o cálculo dos valores médios de (3.33) e empregando as equações (3.34)-(3.37), tem-se que

$$\frac{\langle v_{34} \rangle_{\frac{2\pi}{3}}}{\langle \delta_n \rangle_{\frac{2\pi}{3}}} = \frac{1}{2\pi/3} \left[\int_{\theta_{i,IV}}^{\theta_{f,IV}} d_a |v_{bc}| d\theta_r + \int_{\theta_{i,III}}^{\theta_{f,III}} d_b |v_{bc}| d\theta_r + \int_{\theta_{i,II}}^{\theta_{f,II}} d_c |v_{bc}| d\theta_r \right] = V_\delta \quad (3.38)$$

onde os limites de integração inicial (θ_i) e final (θ_f) dependem da permanência do vetor de referência em cada região.

$$\theta_{i,III} = -\frac{\pi}{6} \quad \theta_{f,III} = \theta_{i,II} = \frac{\pi}{6} - \arcsin\left(\frac{1}{2M_i}\right) \quad (3.39)$$

$$\theta_{f,II} = \theta_{i,IV} = -\theta_{i,II} = \arcsin\left(\frac{1}{2M_i}\right) - \frac{\pi}{6} \quad \theta_{f,IV} = \frac{\pi}{6} \quad (3.40)$$

Portanto, a partir de (3.38), as funções de transferência que relacionam a variação da tensão média nos transformadores de interfase com a assimetria adicionada à largura dos segmentos, resumem-se a constantes em um determinado ponto de operação do conversor (de acordo com M_i e F_d), sendo expressas por

$$\frac{v_{\hat{21}}}{\hat{\delta}_p} = \frac{v_{\hat{34}}}{\hat{\delta}_n} = V_\delta. \quad (3.41)$$

3.9.3 Atuação no equilíbrio dos valores médios de corrente

As correntes $i_{p,1}$, $i_{p,2}$, $i_{n,1}$ e $i_{n,2}$ estarão equilibradas se as correntes de modo diferencial forem nulas. Assim, as correntes $i_{dm,p}$ e $i_{dm,n}$ serão subtraídas de um valor de referência zero, originando os sinais de erro ϵ_p e ϵ_n . Por sua vez, os sinais ϵ_p e ϵ_n serão modificados pelos compensadores C_δ , os quais poderão ser do tipo proporcional (P), proporcional-integral (PI), proporcional-integral-derivativo (PID), atraso de fase ou avanço de fase, entre outros, sendo escolhidos de acordo com as características de resposta dinâmica especificadas para o sistema de controle dos valores médios de corrente. As saídas dos compensadores C_δ consistem nos sinais de ação de controle δ_p e δ_n , que ocasionarão uma assimetria no tempo de aplicação dos estados de

Tabela 10 – Condições lógicas para implementação do controle dos valores médios de corrente.

S	R	Condição	Verdadeiro	Falso
1, 3, 5	II	$V_{34,1} > 0$	$\delta_a = 0, \delta_b = 0, \delta_c = +\delta_n$	$\delta_a = 0, \delta_b = 0, \delta_c = -\delta_n$
	III	$V_{34,3} > 0$	$\delta_a = 0, \delta_b = +\delta_n, \delta_c = 0$	$\delta_a = 0, \delta_b = -\delta_n, \delta_c = 0$
	IV	$V_{34,2} > 0$	$\delta_a = +\delta_n, \delta_b = 0, \delta_c = 0$	$\delta_a = -\delta_n, \delta_b = 0, \delta_c = 0$
2, 4, 6	II	$V_{21,1} > 0$	$\delta_a = 0, \delta_b = 0, \delta_c = +\delta_p$	$\delta_a = 0, \delta_b = 0, \delta_c = -\delta_p$
	III	$V_{21,3} > 0$	$\delta_a = 0, \delta_b = +\delta_p, \delta_c = 0$	$\delta_a = 0, \delta_b = -\delta_p, \delta_c = 0$
	IV	$V_{21,2} > 0$	$\delta_a = +\delta_p, \delta_b = 0, \delta_c = 0$	$\delta_a = -\delta_p, \delta_b = 0, \delta_c = 0$

comutação de cada segmento no caso de verificadas assimetrias nas correntes dos enrolamentos dos transformadores.

Conforme explicado na Seção 3.9.2, a atuação no controle dos valores médios de corrente é realizada pela presença de valores médios de tensão nos terminais dos transformadores de interfase, visando gerar correntes de modo diferencial que cancelem as correntes de modo diferencial inicialmente medidas. Cancelando-se as correntes de modo diferencial, implicitamente obtém-se o equilíbrio dos valores médios de corrente em cada uma das bobinas dos transformadores de interfase. A geração dos valores médios de tensão será proporcionada pela adição de assimetrias nos tempos dos segmentos, representadas pelas variáveis $\delta_a, \delta_b, \delta_c$. A atribuição dos valores de $\delta_a, \delta_b, \delta_c$ é realizada pelo Bloco 7, o qual implementa as operações lógicas apresentadas na Tabela 10. Assim, de acordo com o valor do sextante (S), da região (R) e do resultado do teste do valor das tensões $v_{21,k}$ ou $v_{34,k}$, as variáveis $\delta_a, \delta_b, \delta_c$ recebem um valor que pode ser 0, $+\delta_p$, $-\delta_p$, $+\delta_n$ ou $-\delta_n$.

3.9.4 Exemplo de projeto do sistema de controle

A partir das equações (3.26), (3.27) e (3.41), obtém-se as funções das plantas para controle dos valores médios de corrente nos transformadores de interfase, sendo que na Figura 40 apresentam-se as estruturas de controle que serão adotadas.

$$H_{i,p} = \frac{\hat{i}_{dm,p} v_{21}}{v_{21} \hat{\delta}_p} = \frac{\hat{i}_{dm,p}}{\hat{\delta}_p} = \frac{V_\delta}{s4L_P} \quad (3.42)$$

$$H_{i,n} = \frac{\hat{i}_{dm,n} v_{34}}{v_{34} \hat{\delta}_n} = \frac{\hat{i}_{dm,n}}{\hat{\delta}_n} = \frac{V_\delta}{s4L_P} \quad (3.43)$$

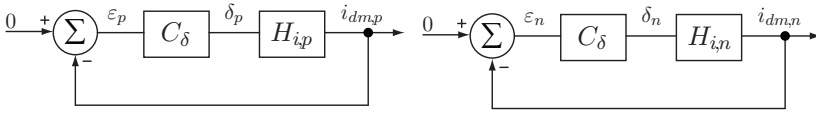


Figura 40 – Representação das malhas de controle dos valores médios de corrente nos transformadores de interfase.

Devido à simetria das plantas, propõe-se utilizar um mesmo compensador do tipo atraso de fase (conforme a (3.44)) em ambas as malhas. O pólo do compensador será alocado em uma frequência relativamente baixa, afim de garantir um ganho elevado em baixa frequência, e consequentemente reduzir o erro em regime permanente entre as correntes nos enrolamentos de T_{i1} e T_{i2} . Sabendo que devido à ação de controle, as correntes apresentarão uma ondulação com frequência da ordem de 3 vezes a frequência de saída do inversor ($3f_o$), o zero do controlador será posicionado a fim de limitar a frequência de cruzamento da função de transferência de malha aberta ($f_{c,FTMA}$) a um quarto deste valor.

$$C_\delta(s) = K_c \frac{s + z}{s + p} \quad (3.44)$$

Para verificar o funcionamento dos sistema de controle, será apresentado um exemplo, considerando as seguintes especificações:

$$M_i = 0,72 \quad F_d = 1,0 \quad L_P = 3 \text{ mH} \quad f_o = 60 \text{ Hz} \quad \hat{V}_{ll,m} = 311 \text{ V.}$$

Utilizando M_i , F_d e $\hat{V}_{m,ll}$ para resolver numericamente a equação (3.38), tem-se que

$$V_\delta = 9,95 \text{ V,} \quad (3.45)$$

e substituindo V_δ , nas equações (3.42) e (3.43) encontram-se as funções de transferência das plantas a serem controladas.

$$H_{i,p} = H_{i,n} = \frac{9,95}{0,012 s} \quad (3.46)$$

Calculando o valor da $f_{c,FTMA}$ segundo

$$f_{c,FTMA} = \frac{3f_o}{4} = 45 \text{ Hz,} \quad (3.47)$$

e definindo a frequência do pólo do compensador C_δ em 2 Hz (12,6 rad/s), encontra-se a função de transferência do compensador como

sendo:

$$C_{\delta} = 0,343 \frac{s + 36,6}{s + 12,6}. \quad (3.48)$$

A partir de (3.46) e (3.48) é possível traçar os diagramas de amplitude e de fase no domínio da frequência, da função de transferência de malha aberta do sistema de controle, conforme a Figura 41.

Com o intuito de verificar a funcionalidade da proposta para o equilíbrio das correntes, criou-se um desequilíbrio proposital no circuito de simulação (o qual é baseado nas especificações definidas na Tabela 3), adicionando-se resistências de diferentes valores às bobinas dos transformadores de interfase. Desta forma, obtiveram-se os valores médios de 8,4 A, 3,4 A, 7,8 A e 4,0 A para as correntes $i_{p,1}$, $i_{p,2}$, $i_{n,1}$ e $i_{n,2}$ respectivamente, conforme é visto nas figuras 42(a) e 42(b), antes do instante 0,11 s. Ativando o controlador, observam-se nas figuras 42(c) e 42(d) a rápida redução das correntes de modo diferencial e consequente equilíbrio dos valores médios, primeiramente em T_{i1} e posteriormente em T_{i2} . Conforme esperado, existe a presença de uma componente de 180 Hz nas correntes, a qual é oriunda da operação intercalada dos controladores em cada transformador de interfase. A amplitude de tais ondulações dependerá de quanto os parâmetros que ocasionam o desequilíbrio influenciarão nos intervalos em que o controle dos valores médios não está atuando em um determinado transformador, representando uma dinâmica não contemplada no modelo proposto. Contudo,

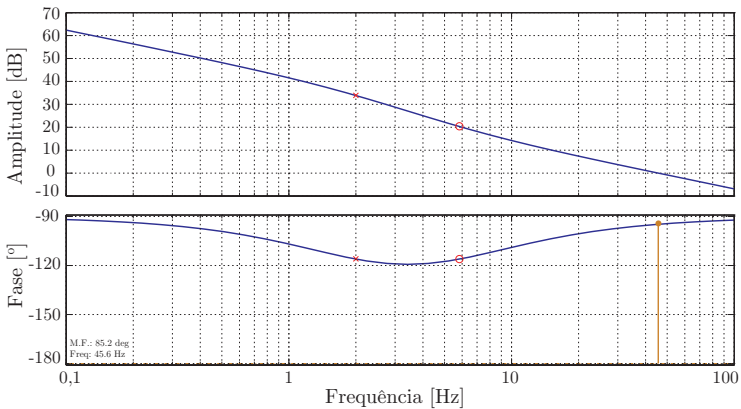


Figura 41 – Diagramas de amplitude e fase no domínio da frequência, da função transferência de malha aberta do sistema de controle dos valores médios de corrente.

observa-se que a ondulação em 180 Hz existente nas correntes de modo diferencial não representa uma influência significativa no valor absoluto das correntes dos enrolamentos, conforme visto nas figuras 42(a) e 42(b), pois seu valor pico-a-pico é da ordem de 6% do valor médio de corrente.

Apesar do controlador de valores médios atuar na largura dos segmentos, o que afeta o padrão de ondulação das correntes de entrada, constata-se na Figura 42(e) que após um período transitório, a amplitude da ondulação de i_{in} apresenta pouca disparidade frente à ondulação existente antes do instante 0,11 s. Além disso, a assimetria adicionada aos segmentos não afeta a componente fundamental da corrente de saída (conforme a Figura 42(f)), pois é preservado o tempo total de cada vetor utilizado no processo de modulação.

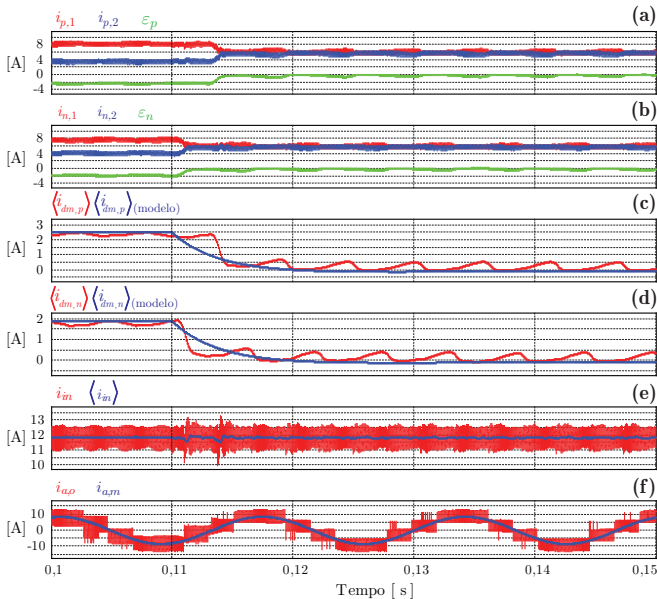


Figura 42 – Resultados de simulação do controlador de valores médios de corrente nos transformadores de interfase: (a) e (b) correntes nos enrolamentos de T_{i1} e T_{i2} ; (c) e (d) valores médios das correntes de modo diferencial nos enrolamentos de T_{i1} e T_{i2} ; (e) corrente de entrada; (f) corrente em uma das fases de saída ($i_{a,o}$) e na carga ($i_{a,m}$).

3.10 Agrupamento dos estados de comutação e dos tempos dos segmentos - Bloco 8

Os sinais de atuação computados nos blocos descritos anteriormente são finalmente aplicados ao Bloco 8, o qual receberá um valor de indexação $k = 1 \dots 7$ proveniente do Bloco 9, fornecendo posteriormente, de maneira serial, os estados de comutação e os tempos relacionados a cada segmento. O Bloco 8 é representado na Tabela 11, onde são vistos os sete segmentos fornecidos pelo Bloco 5, estando cada segmento relacionado a uma parte dos tempos de amostragem dos vetores t_a , t_b e t_c obtidos a partir do Bloco 4. Estes tempos serão ponderados pelas variáveis δ_a , δ_b , e δ_c , fornecidas pelo Bloco 7, para corrigir algum possível desequilíbrio de corrente nas bobinas dos transformadores de interface.

Tabela 11 – Agrupamento dos estados de comutação e dos tempos dos segmentos realizado no Bloco 8.

k	Seg_k	t_k
1	$Seg_1 (E_n)$	$\frac{t_c}{4} (1 + \delta_c)$
2	$Seg_2 (E_n)$	$\frac{t_a}{2} (1 + \delta_a)$
3	$Seg_3 (E_n)$	$\frac{t_b}{2} (1 + \delta_b)$
4	$Seg_4 (E_n)$	$\frac{t_c}{2} (1 - \delta_c)$
5	$Seg_5 (E_n)$	$\frac{t_a}{2} (1 - \delta_a)$
6	$Seg_6 (E_n)$	$\frac{t_b}{2} (1 - \delta_b)$
7	$Seg_7 (E_n)$	$\frac{t_c}{2} (1 + \delta_c)$

3.11 Geração dos pulsos de comando - Bloco 9

Os tempos (t_k) e os estados de comutação referentes a cada segmento (Seg_k) são utilizados pelo Bloco 9 para gerar os doze sinais de comando (s_{fg}) destinados ao acionamento dos interruptores de potência do estágio inversor. A composição do Bloco 9 dependerá do tipo de dispositivo processador de sinais utilizado, sendo tipicamente um controlador digital de sinais (DSC) ou um dispositivo lógico programável

(FPGA, PLD), compostos por temporizadores e pinos de entrada e de saída de dados. Os valores de t_k são utilizados para programar os temporizadores, sendo que após decorrido o tempo programado, os pinos de entrada e de saída de dados são ativados ou desativados, de acordo com o estado de comutação presente no Seg_k .

3.12 Simulações

Utilizando as especificações definidas na Tabela 3 e o algoritmo de modulação representado na Figura 29, apresentam-se na Figura 43 e na Tabela 12 os resultados de simulações em regime permanente, obtidos com a estratégia de modulação vetorial proposta. Devido à complexidade do algoritmo de modulação, foi necessário implementar uma DLL (*Dynamic-Link Library*) em linguagem C, possibilitando a realização de simulações utilizando o software PSIM 9.0.

Inicialmente, considerando que o circuito é simétrico, observa-se na Figura 43(a) o adequado equilíbrio das correntes nos transformadores de interfase, caracterizando os cinco níveis da corrente $i_{a,o}$ na Figura 43(c). Porém, o formato de $i_{a,o}$ é diferente daquele visto na Figura 24(c), principalmente nas áreas próximas ao valor de pico da componente fundamental de corrente. Isso se deve ao fato de que a modulação PWM empregada anteriormente (Método 1) envolvia o vetor nulo para gerar o vetor de referência, o que caracterizava o retorno ao nível zero de corrente nestas posições. No caso da modulação vetorial, como são utilizados apenas os vetores mais próximos da trajetória do vetor de referência (Figura 45), o retorno ao nível zero nesta posição não ocorre, o que por sua vez reduz significativamente a tensão de modo comum gerada, conforme visto na Figura 43(g) e na Tabela 12.

A ausência do vetor nulo também está relacionada com a redução da ondulação da componente de alta frequência da corrente i_{in} , o que pode ser visto na comparação entre as figuras 24(a) e 43(a). Como a ondulação de i_{in} depende da diferença de tensão aplicada à L_{in} ($v_{in} - v_{pn}$), e o vetor nulo ocasiona a maior diferença possível (pois gera um valor de tensão nulo em v_{pn} , conforme exposto anteriormente na Figura 19), o uso de qualquer outro vetor no lugar do vetor nulo terá a propriedade de reduzir a amplitude de alta frequência da corrente de entrada. Analisando quantitativamente os resultados da Tabela 12, conclui-se que, apesar das frequências de ondulação das correntes de entrada serem as mesmas, a amplitude passou de 2,2 A para 1,5 A, correspondendo a uma redução de aproximadamente 30%, proporcio-

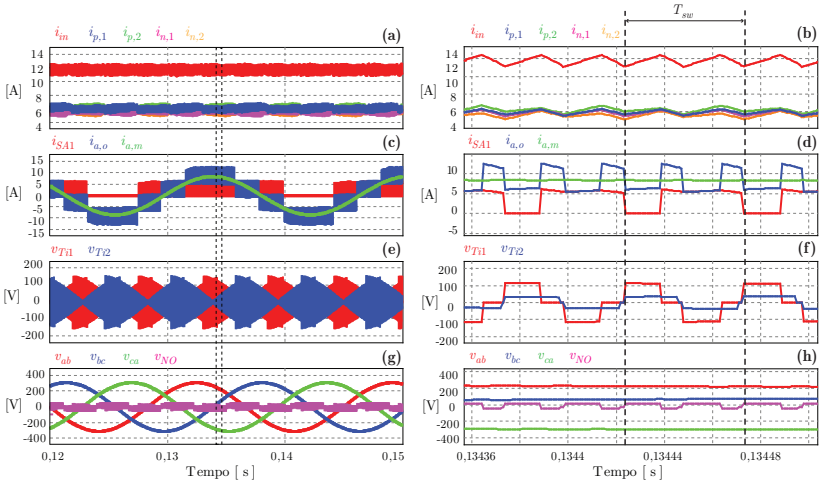


Figura 43 – Resultados de simulação (global e localmente) do 5L-CSI, utilizando a modulação vetorial proposta - (a), (b) corrente de entrada (i_{in}) e nos transformadores de interfase ($i_{p,1}$, $i_{p,2}$, $i_{n,1}$, $i_{n,2}$); (c), (d) correntes em um dos interruptores (i_{SA1}), em uma das fases de saída ($i_{a,o}$) e na carga ($i_{a,m}$); (e), (f) tensões nas bobinas dos transformadores de interfase (v_{Ti1} , v_{Ti2}); (g), (h) tensões de linha na carga e tensão de modo comum (v_{NO}).

nada pela modulação vetorial frente ao Método 1 de modulação PWM (cf. Seção 2.4.1).

Nas figuras 43(b) e 43(d), são apresentados os detalhes em alta frequência das correntes, destacando a existência de dois períodos de ondulação de i_{in} e $i_{a,o}$ em um período de comutação T_{sw} . Portanto, verifica-se que conforme esperado, as correntes de entrada e de saída do inversor apresentam uma componente com o dobro da frequência de comutação, representando outra vantagem com relação a modulação baseada na transformação *biologic-trilogic*. Contudo, a frequência das tensões nos transformadores de interfase mantiveram-se as mesmas (Figura 43(f)), mas com o valor médio idealmente nulo em um período de comutação. Ainda, observando a Figura 44 e analisando a Tabela 12, conclui-se que a modulação vetorial reduz o conteúdo harmônico da corrente de saída, quando comparado ao Método 1 de modulação PWM, implicando não apenas na redução da THD da corrente fornecida à carga, mas também diminuindo em um terço o valor eficaz das correntes que circulam pelos capacitores de filtragem. Pela Tabela 12

conclui-se também que a modulação vetorial apresenta resultados semelhantes a modulação PWM pelo Método 2, levando vantagem quanto ao valor da tensão de modo comum gerada. Para confirmar a teoria adotada para a implementação da modulação vetorial, é mostrada na Figura 45 a representação das formas de onda no plano $\alpha\beta$ das correntes e das tensões de saída simuladas, enfatizando que os vetores envolvidos na modulação são apenas os que estão mais próximos à trajetória circular do vetor resultante.

É importante destacar que na simulação apresentada foi considerada a existência de resistências e indutâncias equilibradas nos transformadores de interfase e semicondutores, além de tempos de atraso também equilibrados. A simulação da atuação do algoritmo no equilíbrio dos valores médios de corrente é apresentada na Figura 42.

3.13 Atividades Experimentais

Para validar a modulação vetorial que está sendo proposta e verificar a densidade de potência obtida com o inversor cinco níveis em corrente, construiu-se um protótipo de 2,2 kW, seguindo as especificações da Tabela 3. Será abordada uma visão geral do *hardware* e do

Tabela 12 – Comparação entre os resultados de simulação do 5L-CSI, utilizando os dois métodos de modulação PWM e a modulação de espaço vetorial (SVM).

Parâmetro	Método 1	Método 2	SVM
Frequência da ondulação de i_{in}	40,32 kHz	40,32 kHz	40,32 kHz
Ondulação pico-a-pico de i_{in}	2,2 A	1,35 A	1,5 A
Frequência da tensão v_{T1} e v_{T2}	20,16 kHz	20,16 kHz	20,16 kHz
Frequência de comutação de S_{A1}	40,32 kHz	20,16 kHz	20,16 kHz
Valor eficaz de i_{SA1}	3,4 A	3,4 A	3,4 A
Frequência dos pulsos de $i_{a,o}$	40,32 kHz	40,32 kHz	40,32 kHz
Valor eficaz de $i_{a,o}$	7,2 A	6,8 A	6,5 A
Valor eficaz de $i_{a,m}$	6,0 A	6,2 A	6,0
Valor eficaz da corrente em C_o	3,9 A	2,6 A	2,6 A
THD de $i_{a,o}$	63,4%	41,3%	41,6%
THD de $i_{a,m}$	1,0%	0,75%	0,8%
Valor eficaz de v_{NO} - (180 Hz)	70,3 V	14,0 V	7,1 V
Valor eficaz de v_{NO} - (40,32 kHz)	30,8 V	29,1 V	16,0 V
Valor eficaz de v_{NO} - total	93,2 V	37,6 V	26,7 V

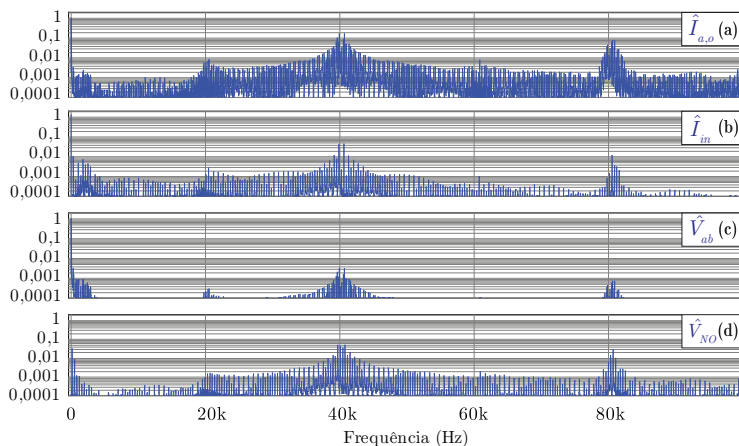


Figura 44 – Espectro harmônico em valores de pico (simulado), utilizando a modulação vetorial. (a) Corrente de saída do inversor ($\hat{I}_{a,o}$) e (b) corrente de entrada (\hat{I}_{in}), normalizadas em relação ao valor de pico da corrente na carga ($\hat{I}_{a,m} = 8,8 \text{ A}$). (c) Tensão de linha de saída do conversor (\hat{V}_{ab}) e (d) tensão de modo comum (\hat{V}_{NO}), normalizadas em relação ao valor de pico da tensão de linha da saída ($\hat{V}_{l,o} = 311 \text{ V}$).

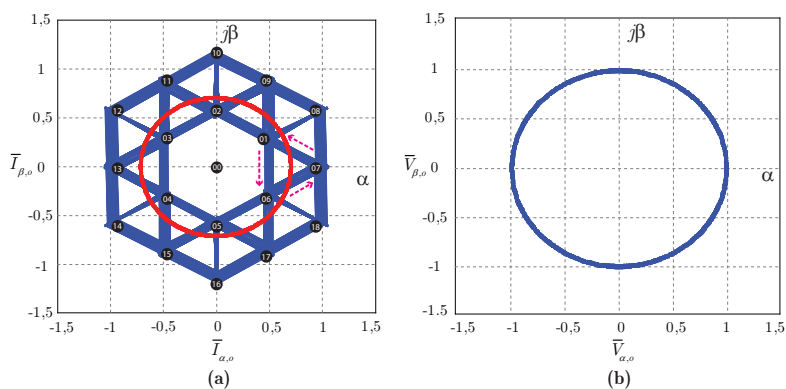


Figura 45 – Formas de onda representadas no sistema de coordenadas $\alpha\beta$ - a) Correntes de saída normalizadas em função do valor médio da corrente de entrada; b) tensões de saída de linha, normalizadas em função do seu valor de pico.

software que foram desenvolvidos, apresentando resultados experimentais obtidos em bancada, envolvendo exclusivamente a modulação do inversor multiníveis. A implementação de malhas de controle, seja para estabilizar a corrente de entrada ou visando o controle de velocidade ou de torque de um motor elétrico, serão objetos da Seção 4.

3.13.1 Hardware

A implementação real de inversores trifásicos multiníveis é uma atividade complexa, devido à grande quantidade de componentes semicondutores que devem ser comutados e dispostos fisicamente em uma mesma montagem eletrônica. Além disso, são necessários diversos circuitos adicionais, como fontes auxiliares, dispositivos de proteção, sensores, *drivers* para os interruptores controlados e componentes digitais de processamento, que muitas vezes não são considerados nas simulações, mas que são capazes de alterar o funcionamento uns dos outros durante a operação do conversor. Assim, devem ser adotados critérios de compatibilidade eletromagnética, visando que o conversor seja imune ao ruído eletromagnético gerado por ele próprio e possa operar adequadamente, além da adição de filtros contra interferência eletromagnética (EMI), para evitar que as emissões conduzidas pelos cabos de alimentação possam afetar o funcionamento de outros equipamentos.

Para a construção do protótipo do 5L-CSI mostrado na Figura 9, juntamente com o estágio de entrada CC-CC, obteve-se inicialmente uma representação macro de todo o sistema, a qual é exibida na Figura 46. Neste caso, os circuitos eletrônicos foram divididos entre duas placas de circuito impresso (PCI), sendo que a PCI INV foi destinada para a estrutura inversora e a unidade de processamento (DSC), enquanto que na PCI CC-CC foram dispostos os circuitos do estágio de entrada, filtro de EMI, proteções e a fonte auxiliar. Dessa forma, facilitou-se o posicionamento dos componentes, o roteamento das trilhas de circuito impresso e reduziram-se as dimensões do protótipo.

3.13.2 PCI INV

Os interruptores de potência do 5L-CSI, juntamente com os seus respectivos circuitos de comando e dissipadores, foram distribuídos na PCI INV, assim como os capacitores de saída (C_o) e os terminais para conexão da carga.

No projeto desta PCI, o critério adotado foi buscar concentrar,

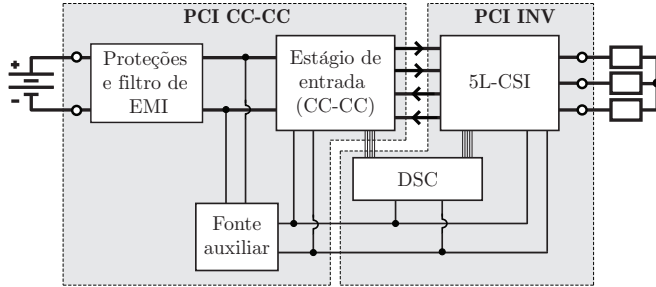


Figura 46 – Representação do sistema que será implementado no protótipo, destacando a divisão dos blocos de circuitos entre duas placas.

em determinadas áreas da placa, as trilhas referentes às correntes de entrada, tentando reduzir a influência das ondulações em alta frequência no funcionamento do restante do circuito. Além disso, as trilhas de saída do inversor foram criadas com grandes áreas de cobre, visando reduzir a indutância parasita responsável por sobretensões nos semicondutores durante as comutações. Ao mesmo tempo, aproveita-se também a capacitância parasita gerada entre duas camadas da placa para aumentar a capacitância total de saída, reduzindo a impedância em alta frequência para as comutações dos semicondutores.

Para viabilizar estes critérios, isolou-se a estrutura de potência do inversor (Figura 47(a)), assumindo que os elementos magnéticos seriam posteriormente montados na PCI CC-CC. Excluindo-se provisoriamente os capacitores de saída (Figura 47(b)) e reorganizando os interruptores, separou-se os semicondutores em dois grupos (Figura 47(c)). Adicionando novamente os capacitores de saída, obteve-se a representação da Figura 47(d), onde o 5L-CSI fica caracterizado como a associação paralela de dois inversores de corrente. Definida a organização dos componentes, as trilhas de potência foram roteadas de acordo com a Figura 48(a), aproveitando o espaço existente entre as colunas de interruptores para o posicionamento dos circuitos de comando.

Apesar de ter sido utilizado na Figura 47 o símbolo do RB-IGBT para representar um interruptor bidirecional em tensão, é importante destacar que este componente não é o mais adequado para ser utilizado com as especificações propostas. Isto porque os RB-IGBTs disponíveis no mercado são para tensões de 1.200 V, apresentando elevadas correntes de recuperação reversa durante o bloqueio do interruptor [83], fato este que limita o uso deste tipo de componente para frequências de comutação tipicamente menores que 5 kHz. Desta forma, os interruptores

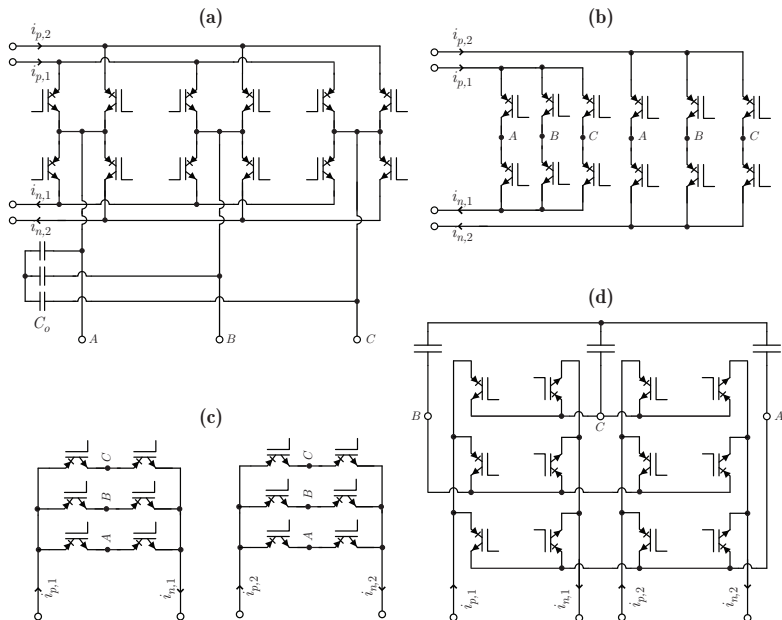


Figura 47 – Manipulações com os interruptores do 5L-CSI, visando o posicionamento dos componentes na PCI - (a) estrutura de potência do inversor; (b) e (c) exclusão dos capacitores de saída e separação dos semicondutores em dois grupos; (d) disposição final dos componentes.

do 5L-CSI foram implementados pela associação série de MOSFETs do tipo *CoolMOS* (Infineon SPP24N60C3 - 650 V / 15,4 A @ $T_c=100^\circ\text{C}$) com diodos de carvão de silício (Infineon SDT12S60 - 600 V / 12 A @ $T_c=100^\circ\text{C}$), proporcionando um interruptor bidirecional em tensão com adequadas características de condução e comutação para a faixa de tensão de 600 V.

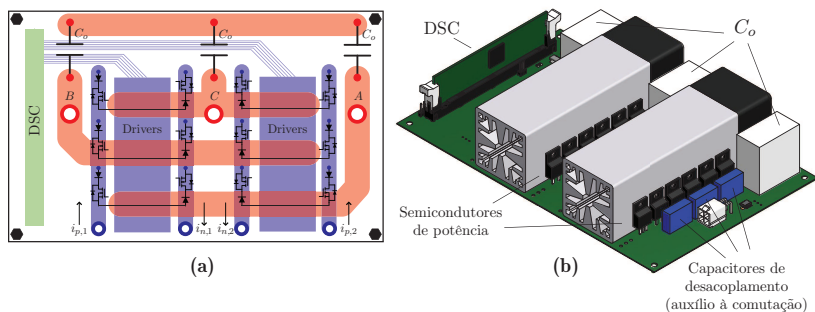


Figura 48 – Representação do protótipo da PCI INV - (a) disposição dos componentes e das trilhas de potência; (b) modelo da placa em 3D.

Analisando a disposição dos semicondutores apresentada na Figura 47(d), observa-se que os terminais de referência de tensão (*source*) para os gatilhos dos interruptores controlados estão distribuídos entre cinco diferentes pontos de conexão, indicando a necessidade de cinco fontes de alimentação isoladas para os circuitos de comando. Além disso, constata-se também que o posicionamento do grupo inversor na esquerda da Figura 48(a) está refletido com relação a representação da Figura 47(d), visando favorecer a adição de capacitores de auxílio à comutação (100 nF), conforme a presença dos componentes de cor azul na direita da Figura 48(b).

Para dissipar o calor gerado nos interruptores, foram utilizados dois dissipadores de alumínio com ventilação forçada (Fischer Elektronik LAM4 - 125 mm / 12 V), possuindo uma resistência térmica de aproximadamente $0,7^{\circ}\text{C}/\text{W}$ cada um. No caso dos capacitores de saída, empregou-se capacitores de polipropileno, específicos para aplicações de filtragem de tensão alternada em inversores (Icel MHBS35 - 10 μF / 240 V ca). Como unidade de processamento, utilizou-se um controlador digital de sinais (DSC) com unidade aritmética de ponto flutuante (Texas Instruments TMS320F28335), montado em uma pequena placa com padrão DIMM 100 (*Dual In Line Memory Module*).

Por sua vez, todos os componentes foram modelados em 3D, originando a representação vista na Figura 48(b), ressaltando que os circuitos de comando foram montados na parte inferior da placa, reduzindo as dimensões dos circuitos de comando.

3.13.3 PCI CC-CC

Para a elaboração da PCI CC-CC, utilizou-se o critério de manter as mesmas dimensões da PCI INV, posicionando os pontos de conexão das correntes de entrada sob os mesmos locais. Na Figura 49(a), apresenta-se a distribuição dos componentes na placa, bem como as principais trilhas por onde irão circular os maiores valores de corrente.

A princípio, foi alocado um determinado espaço na placa para a montagem de um filtro de EMI para correntes de modo comum, baseado nos componentes utilizados em um filtro de um inversor de tensão comercial de 3 kW. No entanto, existe a necessidade, em um trabalho futuro, de realizar um novo projeto deste filtro, baseado nas normas de compatibilidade eletromagnética aplicadas aos inversores alimentados em corrente contínua. No caso das proteções dos circuitos, além de fusíveis, foram utilizados varistores conectados aos terminais dos elementos magnéticos, visando conter possíveis sobretensões capazes de destruir os interruptores do inversor, ocasionadas pela abertura indevida das fontes de corrente em situações de falha.

Por sua vez, o estágio de entrada CC-CC foi projetado utilizando diodos de carbeto de silício (Infineon SDP20S30 - 300 V / 20 A @ $T_c=100^\circ\text{C}$) e MOSFETs (ST STW75NF30 - 300 V / 37,8 A @ $T_c=100^\circ\text{C}$), considerando a perda de condução desejada em regime permanente, quando os interruptores controlados deste estágio não comutam. Juntamente, utilizou-se um dissipador de alumínio com ventilação forçada (Fischer Elektronik LAM3 - 75 mm / 12 V), possuindo uma resistência térmica de aproximadamente $1,1^\circ\text{C}/\text{W}$.

Em relação aos elementos magnéticos, o indutor de entrada L_{in} foi projetado considerando um núcleo toroidal de material amorfo (Amgreentech APH46P60), cuja densidade de fluxo de saturação é de 1,5 T. Dessa forma, foi possível construir um indutor extremamente compacto, onde cada enrolamento possui uma indutância própria de $125 \mu\text{H}$, porém devido ao acoplamento direto do fluxo gerado em cada bobina, a indutância total vista pela entrada será de $500 \mu\text{H}$. O mesmo indutor também foi projetado utilizando um núcleo toroidal de material à base de pó de ferro (Magnetics *XFlux* 78439-A7), apresentando as mesmas dimensões e com o mesmo número de espiras, porém segundo cálculos preliminares, este material ocasionaria maiores perdas no núcleo do que o material amorfo. No caso dos transformadores de interfase, foram utilizados núcleos de ferrite planares (ELP 43), empregando o material N87 da Epcos, cuja densidade de fluxo de saturação é de 390 mT. A vantagem observada na utilização do núcleo planar foi a redução total

do volume do componente, devido à área de seção transversal do núcleo ser relativamente maior do que a área de núcleos tradicionais do tipo E. Assim como na PCI INV, todos os componentes da PCI CC-CC foram modelados em 3D, originando a representação vista na Figura 49(b).

3.13.4 Integração

Posteriormente, a PCI CC-CC foi montada sobre a PCI INV, possibilitando a redução do comprimento dos condutores para conexão entre as placas, além de evitar que os elementos magnéticos recebessem o ar quente emitido pelos dissipadores do estágio inversor. Assim, nas figuras 50(a) e 50(b) são mostradas as representações finais do protótipo do conversor, obtidas através de softwares para modelagem em 3D, as quais apresentam grande fidelidade com a foto real do protótipo construído, vista na Figura 50(c). Baseado nas dimensões obtidas, e considerando a potência nominal de projeto de 2,2 kW a uma temperatura ambiente de 50°C, obteve-se uma densidade de potência (ρ) aproximada de 1 kW/dm³, valor este condizente com a densidade de potência encontrada em inversores de tensão disponíveis no mercado, para a mesma faixa de potência [84].

3.13.5 Software

O algoritmo de modulação apresentado na Figura 29 foi implementado no DSC utilizando linguagem C, não sendo considerada a princípio a parte correspondente ao controle dos valores médios das correntes nos transformadores de interfase.

Basicamente, o funcionamento do *software* é descrito pela máquina de estados vista na Figura 51, sendo que as ações executadas pelo processador alternam entre a troca dos estados dos pinos de saída do DSC e o cálculo dos tempos dos segmentos da modulação.

No início do período de amostragem dos vetores (segmento 1), calculam-se os tempos pertinentes para os segmentos do período de amostragem seguinte, sendo que o tempo do segmento é utilizado para gerar as interrupções do *Timer 0* do DSC, momento este em que os pinos de saída são atualizados para se obter o estado de comutação desejado. Contudo, para garantir que não irá ocorrer a abertura de alguma das fontes de corrente, é necessário um tempo de sobreposição (*overlap*), durante o qual os estados de comutação atual e posterior estarão sobrepostos. Neste caso, considerando a frequência de operação

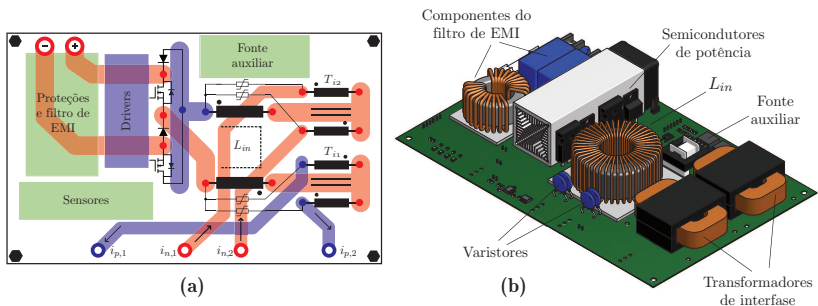


Figura 49 – Representação do protótipo da PCI BUCK - (a) disposição dos componentes e das trilhas de potência; (b) modelo da placa em 3D.

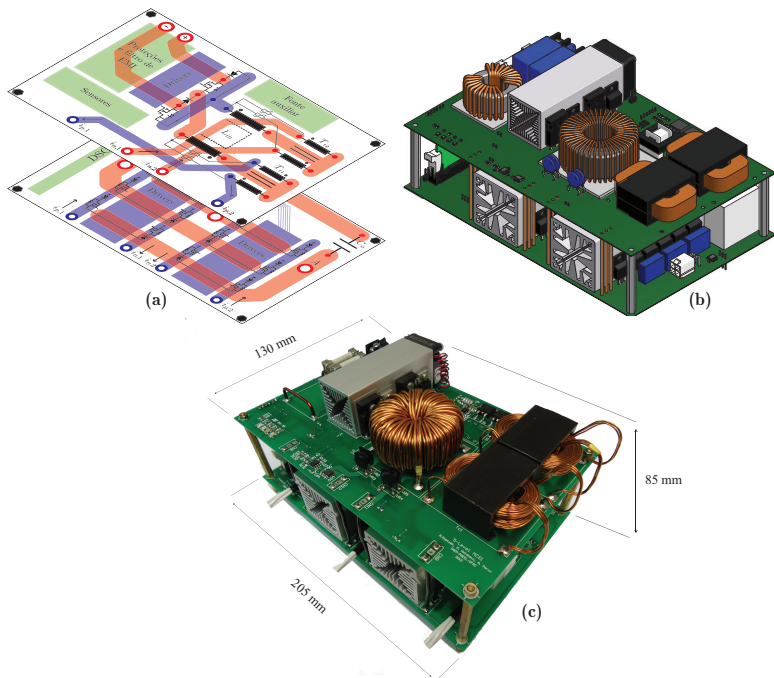


Figura 50 – Representação final do protótipo - (a) disposição dos componentes e das trilhas de potência; (b) modelo do conversor em 3D; (c) foto do conversor construído ($\rho \approx 1 \text{ kW/dm}^3$).

do processador de 100 MHz e os tempos estimados de comutação dos interruptores, definiu-se um tempo de *overlap* igual a 500 ns, implicando em um tempo mínimo de execução da rotina de interrupção de $1,3 \mu\text{s}$.

Desta forma, o tempo mínimo de segmento será definido pelo tempo mínimo de execução da rotina de interrupção (correspondendo a uma razão cíclica mínima de comutação dos interruptores de 2,6%), representando uma limitação prática ao pleno processo de modulação do conversor. Além disso, a ocorrência de vetores não modelados durante os instantes de *overlap*, implicarão em possíveis distorções nas correntes e tensões de saída do inversor, mas que poderão ser corrigidas após a implementação de métodos de controle das grandezas disponibilizadas para a carga.

É importante relatar também que o cálculo dos tempos dos segmentos foi baseado em 56 intervalos do ângulo de referência ($\Delta\theta_s = 0,0187 \text{ rad}$), representando uma variação de θ_s de $-\pi/6$ até $\pi/6 - \Delta\theta_s$. Como existem seis setores, em um período da frequência fundamental de saída serão utilizadas 336 amostras, originando a frequência de amostragem utilizada ($336 \cdot 60 = 20,16 \text{ kHz}$).

Devido a existência da unidade aritmética de ponto flutuante do processador, o tempo registrado para o cálculo do tempo dos segmentos foi de $7,5 \mu\text{s}$, correspondendo a apenas 15% do período de amostragem dos vetores. Assim, mostra-se a viabilidade da implementação vetorial da modulação, tendo em vista a existência significativa de tempo para

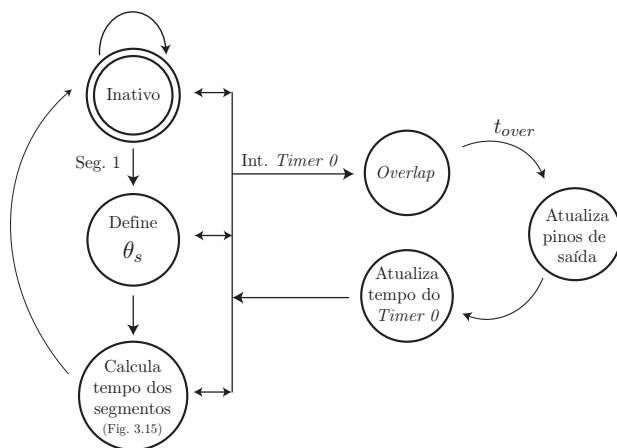


Figura 51 – Máquina de estados do *software* implementado no DSC.

a amostragem dos sensores e cálculos de rotinas de controle, além da possibilidade de reduzir ainda mais o tempo computacional, elevando-se a frequência de processamento do DSC até 150 MHz.

3.14 Resultados

Utilizando o protótipo construído e uma carga resistiva de 20Ω por fase, foram registradas algumas formas de onda com o auxílio de um osciloscópio. A princípio foi avaliado apenas o estágio inversor operando em regime permanente, sendo que o filtro de EMI não foi montado, os interruptores controlados do estágio cc-cc mantiveram-se em condução constante e a alimentação auxiliar de $+5 \text{ V}$ e $+12 \text{ V}$ para os circuitos digitais e de comando foi obtida de uma fonte externa.

Na Figura 52(a) apresentam-se as formas de onda da corrente de saída de uma das fases do inversor ($i_{c,o}$) e a corrente em uma das fases da carga ($i_{c,m}$) após o capacitor de filtragem. Observa-se a presença de cinco níveis de corrente e a inexistência do retorno ao nível zero na região de maior amplitude da corrente de saída. Considerando o registro do valor eficaz de $i_{c,m}$ (2,88 A) e o valor da resistência de carga, constata-se que o inversor estava operando com uma potência de aproximadamente 500 W, ou seja, com um valor inferior a um quarto da potência nominal de projeto. Essa limitação, exclusiva dessa aquisição, foi ocasionada devido à sobretenção gerada nos interruptores após a abertura de uma trilha de circuito impresso e a inserção de um condutor para realizar a medição de $i_{c,o}$, representando a adição de uma indutância parasita que comprometeu o adequado funcionamento do inversor.

Contudo, todos os demais resultados que serão apresentados foram obtidos com o protótipo operando com potência nominal (2,2 kW), conforme pode ser observado a partir da Figura 52(b), onde são exibidas as formas de onda da corrente de entrada (i_{in}), nos transformadores de interfase ($i_{n,2}$ e $i_{p,2}$) e da tensão de entrada v_{in} . Embora os valores médios das correntes nos transformadores de interfase não estarem sendo controlados, na Figura 52(b) verifica-se o adequado equilíbrio das correntes. Observa-se que a corrente em um dos enrolamentos de T_{i1} ($i_{p,2}$) apresenta um valor médio de 5,96 A, enquanto que em T_{i2} ($i_{n,2}$) o valor médio é de 5,90 A, valores estes que são praticamente a metade do valor médio da corrente de entrada (12,04 A).

Na Figura 53, são exibidas as formas de onda das tensões de linha na carga, juntamente com a tensão de entrada v_{in} . Nota-se na Figura

53(a) que a tensão de linha de saída apresenta uma frequência fundamental de aproximadamente 60 Hz, com um valor eficaz igual a 216,1 V, correspondendo a 1,08 vezes o valor médio da tensão de entrada (200,8 V). Analisando os detalhes das tensões na Figura 53(b), identificam-se algumas deformações nas formas de onda, próximas aos valores de pico e do cruzamento por zero, sendo ocasionadas pelo acúmulo de diversos fatores como o tempo mínimo de amostragem dos vetores, a ocorrência dos instantes de *overlap* e as ondulações existentes nas correntes de entrada.

A corrente de entrada i_{in} em conjunto com a forma de onda da

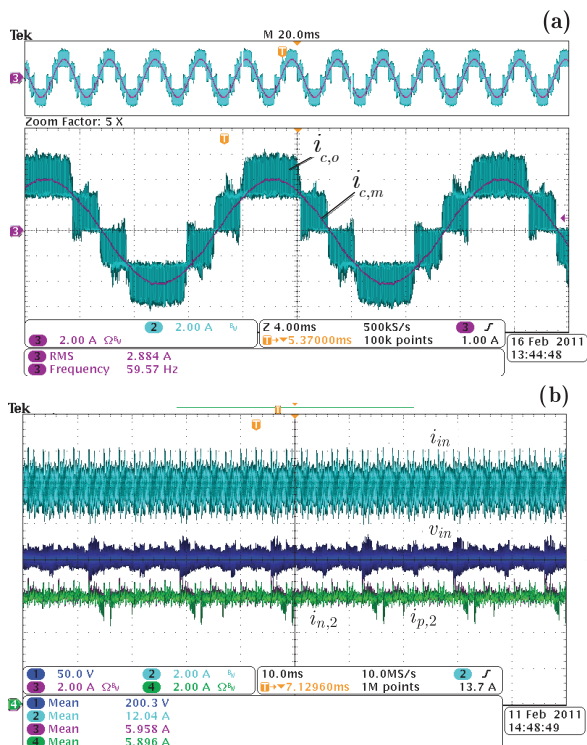


Figura 52 – Formas de onda experimentais (a) corrente $i_{c,o}$ na saída do inversor (canal 2) e da corrente $i_{c,m}$ na carga (canal 3); (b) tensão de entrada v_{in} (canal 1), da corrente de entrada i_{in} (canal 2) e correntes $i_{p,2}$ e $i_{n,2}$ nos transformadores de interfase (canais 3 e 4).

tensão sobre um dos interruptores (MOSFET+diódo) são exibidas na Figura 54. Observa-se na Figura 54(b) que o período de comutação do interruptor é de $49,6 \mu\text{s}$, correspondendo à frequência de comutação de $20,16 \text{ kHz}$, ao mesmo tempo que a corrente de entrada apresenta uma ondulação de $1,8 \text{ A}$ com o dobro desta frequência. Porém, na Figura 54(a) constata-se a existência de uma ondulação de baixa frequência sobreposta na ondulação de alta frequência, ocasionando uma amplitude de ondulação global de aproximadamente 4 A . No caso das tensões dos interruptores (v_{SA2}), a forma de onda apresenta valores positivos e negativos (evidenciando a necessidade de interruptores bidirecionais em tensão para inversores de corrente), apresentando um valor máximo

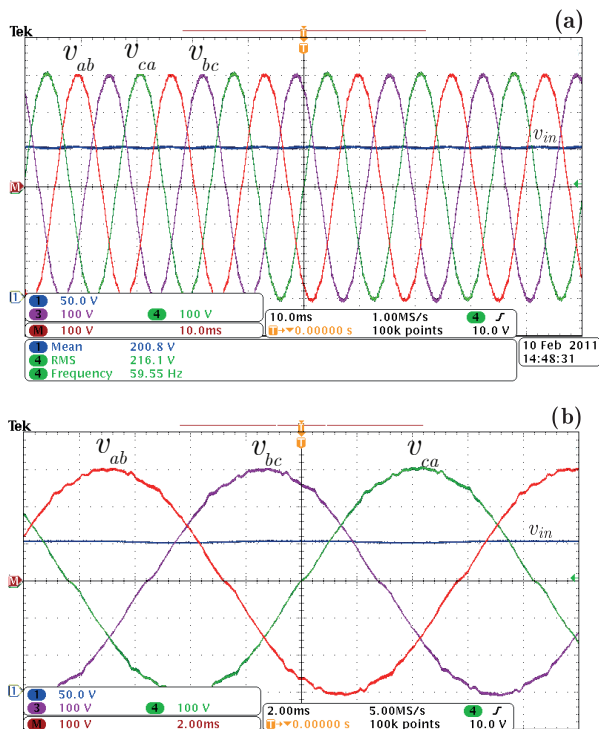


Figura 53 – Formas de onda da tensão de entrada v_{in} (canal 1) e das tensões de linha v_{ab} , v_{bc} e v_{ca} (canais 3, 4 e M) - (a) visualização de diversos períodos para a realização de medições das grandezas; (b) detalhes das tensões.

correspondente ao valor de pico da tensão de linha de saída do inversor.

Na Figura 55(a) apresentam-se as formas de ondas das tensões nos enrolamentos de T_{i1} T_{i2} , obtendo-se valores médios de 1,41 V e 1,68 V respectivamente. Contudo, tais valores são insignificantes se comparados aos valores de pico das tensões que estão sendo medidas, apresentando um erro de medição associado, além de não afetarem o equilíbrio dos valores médios das correntes, conforme visto anteriormente na Figura 52(b). Analisando os detalhes em alta frequência na Figura 55(b), confirma-se que a frequência das tensões nos transformadores de interfase é igual à frequência de comutação e que a atuação dos estados de comutação possibilita de fato valores médios locais de tensão nulos nos transformadores de interfase.

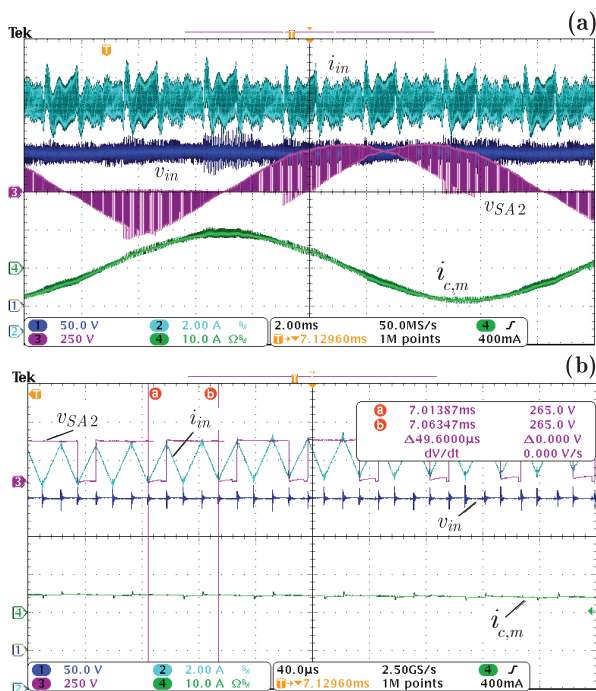


Figura 54 – Formas de onda da tensão de entrada v_{in} (canal 1), da corrente de entrada i_{in} (canal 2), da tensão no interruptor S_{A2} (canal 3) e da corrente $i_{c,m}$ em uma das fases da carga (canal 4) - (a) detalhes em baixa frequência; (b) detalhes em alta frequência.

Finalizando, na Figura 56 apresenta-se a forma de onda da tensão de modo comum, gerada pelo MCSI na carga. Observa-se uma componente de baixa frequência de 180 Hz associada à componente de alta frequência gerada pelo processo de comutação, ocasionando um valor eficaz total de 27,57 V.

A partir das formas de onda, obteve-se o espectro harmônico normalizado da Figura 57, o qual é semelhante ao resultado obtido por simulação na Figura 44. Observa-se que a primeira componente harmônica significativa, tanto da corrente de saída (Figura 57(a)) quanto da corrente de entrada (Figura 57(b)) encontram-se na frequência de 40,32 kHz, correspondendo ao dobro da frequência de comutação uti-

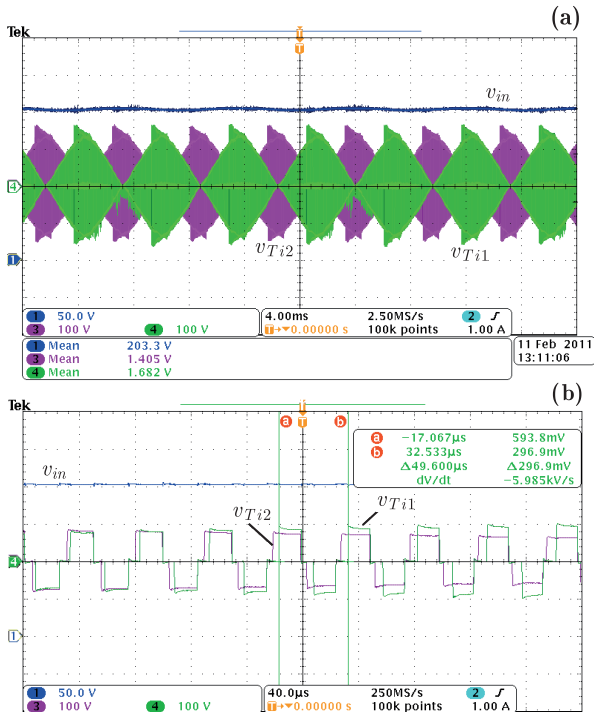


Figura 55 – Formas de onda da tensão de entrada v_{in} (canal 1) e das tensões $v_{T_{i1}}$ e $v_{T_{i2}}$ nos enrolamentos dos transformadores de interfase (canais 3, 4) - (a) visualização de diversos períodos para a realização de medições das grandezas; (b) detalhes em alta frequência.

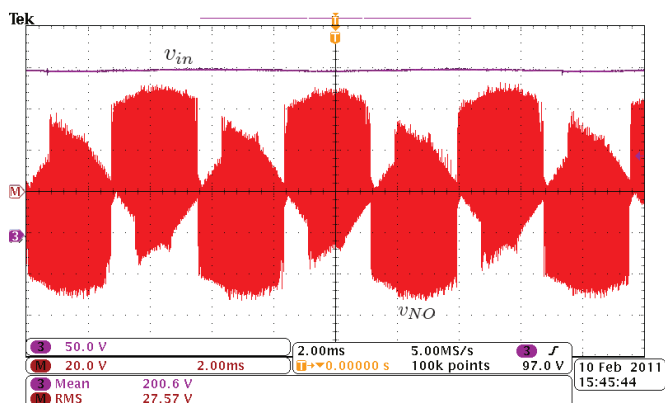


Figura 56 – Formas de onda da tensão de entrada v_{in} (canal 3) e da tensão de modo comum v_{NO} (canal M).

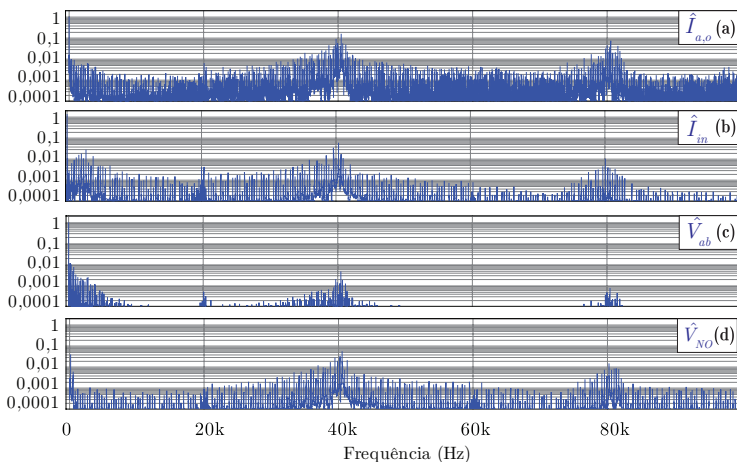


Figura 57 – Espectro harmônico em valores de pico (experimental), utilizando modulação vetorial. (a) Corrente de saída do inversor ($\hat{I}_{a,o}$) e (b) corrente de entrada (\hat{I}_{in}), normalizadas em relação ao valor de pico da corrente na carga ($\hat{I}_{a,m} = 8,7$ A). (c) Tensão de linha de saída do conversor (\hat{V}_{ab}) e (d) tensão de modo comum (\hat{V}_{NO}), normalizadas em relação ao valor de pico da tensão de linha da saída ($\hat{V}_{ll,o} = 300$ V).

Tabela 13 – Resultados experimentais do inversor cinco níveis em corrente, comparando com os valores obtidos por simulação.

<i>Parâmetro</i>	<i>Simulado</i>	<i>Experimental</i>
Valor eficaz da tensão de linha $v_{ll,o}$	220 V	216 V
Frequência da ondulação de i_{in}	40,32 kHz	40,32 kHz
Ondulação pico-a-pico de i_{in}	1,5 A	1,8 A
Frequência da tensão v_{Ti1} e v_{Ti2}	20,16 kHz	20,16 kHz
Frequência de comutação de S_{A2}	20,16 kHz	20,16 kHz
Valor eficaz de i_{SA2}	3,4 A	-
Frequência dos pulsos de $i_{a,o}$	40,32 kHz	40,32 kHz
Valor eficaz de $i_{c,o}$	6,5 A	-
Valor eficaz de $i_{c,m}$	6,0 A	6,2 A
Valor eficaz da corrente em C_o	2,6 A	-
THD de $i_{c,o}$	41,6%	39,3%
THD de $i_{c,m}$	0,8%	2,3%
Valor eficaz de v_{NO} - (180 Hz)	7,1 V	8,1 V
Valor eficaz de v_{NO} - (40,32 kHz)	16,0 V	11,7 V
Valor eficaz de v_{NO} - total	26,7 V	27,6 V

lizada. Entretanto, nota-se que o espectro da tensão de linha (Figura 57(c)) possui um conteúdo harmônico maior em baixa frequência do que o espectro harmônico simulado (Figura 44(c)), devido às deformações observadas na tensão de saída (Figura 53(b)). Comparando quantitativamente na Tabela 13, os valores simulados e experimentais, observa-se a inexistência de discrepâncias significativas entre os resultados, com exceção da distorção harmônica da corrente na carga e da ondulação máxima da corrente de entrada, cujo valor considerado envolveu a componente de baixa frequência existente. Caso fosse considerado apenas o valor da ondulação em alta frequência (1,8 A), este valor seria semelhante ao valor simulado. Os valores experimentais não apresentados na Tabela 13 correspondem às medições em potência nominal que não puderam ser realizadas, devido à influência causada pelo aparato de medição na construção e funcionamento do protótipo.

3.15 Conclusões

Através dos conceitos e da representação em espaço vetorial do 5L-CSI, foi possível desenvolver uma técnica de modulação que propor-

ciona a operação intercalada do conversor em estudo. Quando comparada às simulações pelo Método 1 de modulação PWM, a técnica de modulação vetorial proporcionou melhores resultados, principalmente com relação ao valor da tensão de modo comum gerada e do valor eficaz nas correntes dos capacitores de saída. Quando comparada às simulações pelo Método 2 de modulação PWM, a modulação SVM proporcionou resultados semelhantes na maioria dos parâmetros analisados.

A implementação do algoritmo de modulação vetorial, de fato exige um controlador digital de sinais com elevada capacidade de processamento. Contudo, evita a necessidade do uso de um DSC com periféricos de *hardware* específicos para a modulação de inversores de corrente. Além disso, a manipulação direta dos estados de comutação do 5L-CSI permite atuar no equilíbrio dos valores médios de corrente e no melhor aproveitamento dos vetores disponíveis.

4 Modelagem Dinâmica e Controle de um Sistema de Acionamento

O uso de inversores trifásicos, para o acionamento de máquinas elétricas, normalmente está associado a necessidade de se controlar a velocidade ou o torque proporcionado pelo motor em uma determinada aplicação. Por sua vez, para a implementação de malhas de controle, é indispensável o conhecimento de modelos matemáticos do sistema, envolvendo o inversor, o motor e a sua respectiva carga mecânica, permitindo assim que os parâmetros dos compensadores sejam determinados.

Neste capítulo, será apresentada inicialmente a modelagem do MSIP, fazendo uso da transformação de variáveis para um sistema rotacional de referências, sincronizado com a posição do rotor. Esta mesma ferramenta matemática, aliada ao conceito de valores médios quase instantâneos, será empregada na modelagem orientada ao controle do conversor estático. Posteriormente, a partir de linearização dos modelos em torno de um ponto de operação, serão projetadas e implementadas duas malhas de controle discretas, baseadas em compensadores de ação proporcional e integral. Estes compensadores serão utilizados para controlar a corrente do estágio de entrada e a velocidade do motor, sendo validados através de simulações numéricas. Por fim, serão apresentados alguns resultados experimentais envolvendo uma carga resistiva e um MSIP, mostrando o controle de corrente de entrada do conversor.

4.1 Modelagem do MSIP

Usualmente, a modelagem de motores elétricos faz uso de transformações matemáticas para sistemas arbitrários de referência, proporcionando que todas as indutâncias variáveis com a posição angular do rotor sejam eliminadas. Além disso, permite que as correntes e tensões trifásicas do estator tenham suas projeções referenciadas em um sistema bifásico rotacional, de variáveis de eixo direto (d) e de eixo em quadratura (q), conforme a Figura 58(a).

A transformação de variáveis da máquina síncrona para um sistema de referência rotacional foi feita pela primeira vez por R. H. Park em 1928, o qual fixou o sistema de referência girante do estator no rotor e obteve equações de tensão e torque elétrico independentes da posição angular do rotor [85].

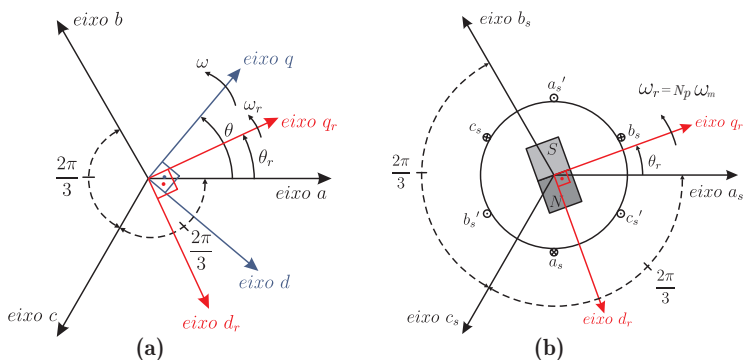


Figura 58 – (a) Eixos do sistema de referência arbitrário; (b) Eixos para a modelagem do MSIP, onde $\theta = \theta_r$ e $\omega = \omega_r$.

Definindo que o sistema de referência emprega $\theta = \theta_r$ e $\omega = \omega_r$, obtém-se a representação da Figura 58(b) que será utilizada na modelagem do MSIP. Matematicamente, a transformação $dq0$ é definida conforme (4.1), onde f_{dq0} representa tensões, correntes ou enlaces de fluxo, e $[K_s]$ é a matriz de transformação direta definida em (4.3), cuja inversa é dada por (4.4) [86].

$$\vec{f}_{dq0} = [f_d \quad f_q \quad f_0]' = [K_s] f_{abc} \quad (4.1)$$

$$f_{abc} = [f_a \quad f_b \quad f_c]' = [K_s]^{-1} \vec{f}_{dq0} \quad (4.2)$$

$$[K_s] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$[K_s]^{-1} = \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \cos(\theta) & 1 \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

A aplicação da transformação $dq0$ no modelo em variáveis naturais (a, b, c) do MSIP é apresentada em [85–87], resultando no conjunto de equações em (4.5). Estas equações descrevem o comportamento dinâmico das correntes de eixo direto ($i_{d,m}$) e de eixo em quadratura ($i_{q,m}$) no estator, o torque eletromagnético gerado (T_e) e a velocidade mecânica no eixo (ω_m).

É importante observar que na expressão de T_e , o primeiro termo é chamado de torque de reação, devido à interação entre o campo magnético produzido pelas correntes nos enrolamentos do estator e o campo magnético gerado pelos ímãs permanentes. O segundo termo é o torque de relutância, que é devido à saliência dos polos. No caso de máquinas de polos lisos (que será o tipo de motor considerado neste trabalho), o torque de relutância será nulo, pois $L_{d,m} = L_{q,m}$.

Os valores da resistência de fase do estator (R_m), das indutâncias ($L_{d,m}$, $L_{q,m}$) e do fluxo magnético (λ_m) podem ser obtidos através de ensaios a vazio e de curto-circuito.

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{d,m} \dot{i}_{d,m} = v_d - R_m i_{d,m} + L_{q,m} \omega_r i_{q,m} \\ L_{q,m} \dot{i}_{q,m} = v_q - R_m i_{q,m} - L_{d,m} \omega_r i_{d,m} - \lambda_m \omega_r \\ T_e = \frac{3}{2} N_p [\lambda_m i_{q,m} + (L_{d,m} - L_{q,m}) i_{d,m} i_{q,m}] \\ J_m \dot{\omega}_m = T_e - B_m \omega_m - T_m \\ \dot{\theta}_r = \omega_r = N_p \omega_m \end{array} \right. \quad (4.5)$$

4.2 Modelagem do Estágio Inversor

O 5L-CSI é formado pela associação paralela de dois inversores de corrente três níveis (3L-CSI), cada um processando idealmente metade da potência do conversor. Além disso, a energia armazenada na indutância magnetizante dos transformadores de interfase pode ser considerada desprezível. Dessa forma, a modelagem do inversor cinco níveis em corrente será baseada nos valores médios quase-instantâneos (VMQI) das correntes e tensões de um único 3L-CSI, representado na Figura 59, o qual processa toda a potência do sistema.

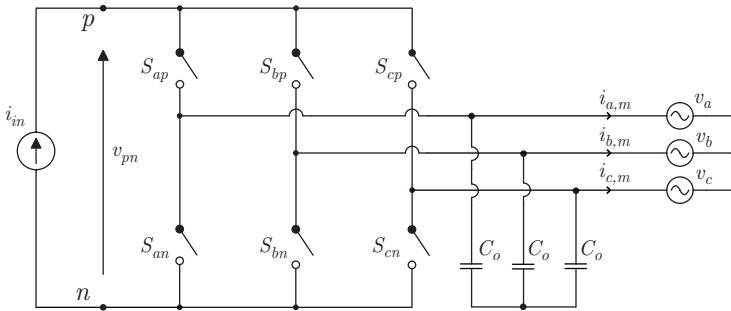


Figura 59 – Circuito utilizado para modelar o estágio inversor.

Para o funcionamento deste conversor é necessário que apenas um interruptor do grupo positivo e um interruptor do grupo negativo estejam em condução. Dessa forma, as restrições vistas em (4.6) devem ser respeitadas, sendo que $s_{xp} = s_{xn} = 1$ representa o interruptor em condução e $s_{xp} = s_{xn} = 0$ representa o interruptor bloqueado.

$$s_{ap} + s_{bp} + s_{cp} = 1 \quad s_{an} + s_{bn} + s_{cn} = 1 \quad (4.6)$$

Assim, analisando o circuito da Figura 59, encontram-se as equações mostradas em (4.7), que regem o funcionamento do conversor:

$$\vec{i}_{abc,m} = \vec{S}_{abc} \cdot i_{in} - C_o \cdot \dot{\vec{v}}_{abc} \quad ; \quad v_{pn} = \vec{S}_{abc}' \cdot \vec{v}_{abc} \quad , \quad (4.7)$$

onde:

$$\vec{i}_{abc,m} = [i_{a,m} \quad i_{b,m} \quad i_{c,m}]' \quad ; \quad \vec{v}_{abc} = [v_a \quad v_b \quad v_c]' \quad (4.8)$$

$$\vec{S}_{abc} = \begin{bmatrix} s_{ap} - s_{an} \\ s_{bp} - s_{bn} \\ s_{cp} - s_{cn} \end{bmatrix}. \quad (4.9)$$

Por sua vez, os valores instantâneos das correntes e dos estados dos interruptores são substituídos pelos seus valores médios quase-instantâneos conforme (4.10), onde T_{sw} representa o período de comutação.

$$\langle x \rangle_{T_{sw}} = \frac{1}{T_{sw}} \int_{t-T_{sw}}^t x(t) \cdot dt \quad (4.10)$$

Aplicando a técnica para a variável s_{ap} , tem-se que

$$\langle s_{ap} \rangle_{T_{sw}} = \frac{1}{T_{sw}} \int_{t-T_{sw}}^t s_{ap}(t) \cdot dt = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{d_{ap} \cdot T_{sw}} 1 \cdot dt = d_{ap}, \quad (4.11)$$

a qual é estendida para os demais interruptores, originando

$$\left\langle \vec{S}_{abc} \right\rangle_{T_{sw}} = \begin{bmatrix} \langle s_{ap} \rangle - \langle s_{an} \rangle \\ \langle s_{bp} \rangle - \langle s_{bn} \rangle \\ \langle s_{cp} \rangle - \langle s_{cn} \rangle \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{ap} - d_{an} \\ d_{bp} - d_{bn} \\ d_{cp} - d_{cn} \end{bmatrix} = \vec{d}_{abc}. \quad (4.12)$$

No caso das correntes apresentadas na equação (4.7), estas podem ser reescritas como sendo

$$i_{j,m} = (s_{jp} - s_{jn})i_{in} - C_o \dot{v}_j \quad j = a, b, c. \quad (4.13)$$

Aplicando então o conceito de VMQI, e considerando que a frequência de comutação é suficientemente maior que a largura de banda de i_{in} ($f_{sw} \gg 2BW_{Iin}$), tem-se que:

$$\begin{aligned} \langle i_{j,m} \rangle &= \langle (s_{jp} - s_{jn}) i_{in} - C_o \dot{v}_j \rangle \\ &\cong \langle s_{jp} - s_{jn} \rangle \langle i_{in} \rangle - C_o \langle \dot{v}_j \rangle \\ &\cong (d_{jp} - d_{jn}) \langle i_{in} \rangle - C_o \langle \dot{v}_j \rangle. \end{aligned} \quad (4.14)$$

Estendendo o mesmo desenvolvimento para a equação de v_{pn} em (4.7), encontram-se as equações (4.15) e (4.16) que representam o

modelo por valores médios quase-instantâneos do inversor de corrente.

$$\langle \vec{i}_{abc,m} \rangle = \vec{d}_{abc} \cdot \langle \vec{i}_{in} \rangle - C_o \langle \dot{\vec{v}}_{abc} \rangle \quad (4.15)$$

$$\langle v_{pn} \rangle = \vec{d}_{abc}' \cdot \langle \vec{v}_{abc} \rangle \quad (4.16)$$

4.3 Modelagem do Estágio de Entrada

A fonte de corrente do estágio inversor será gerada pelo estágio de entrada, representado na Figura 60(a), o qual é formado por um conversor CC-CC conectado entre a bateria e os indutores de entrada L_{in} . Por sua vez, o conversor CC-CC permite controlar o valor médio da tensão v_{in} através da variação da razão cíclica d_{in} , passando a ser representado por uma fonte de tensão controlada (Figura 60(b)). Devido a existência de acoplamento unitário direto entre os indutores, utiliza-se o valor equivalente ($L_{in,eq}$) conforme a equação (4.17).

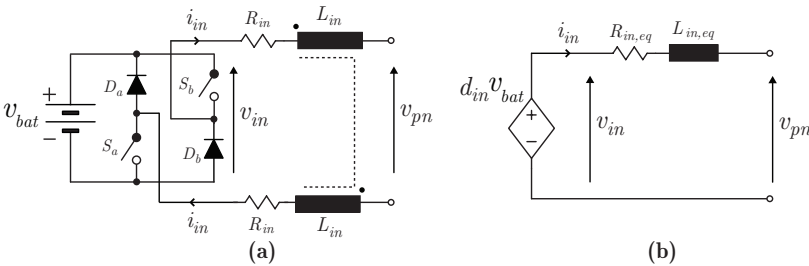


Figura 60 – (a) Estágio de entrada CC-CC; (b) Circuito utilizado para modelar o estágio de entrada.

$$R_{in,eq} = 2R_{in} \quad ; \quad L_{in,eq} = 4L_{in} \quad (4.17)$$

Analisando o circuito da Figura 60(b) e utilizando a mesma técnica de VMQI da seção anterior, tem-se que

$$d_{in} \langle v_{bat} \rangle = (R_{in,eq} \cdot \langle \dot{i}_{in} \rangle) + (L_{in,eq} \cdot \langle \dot{i}_{in} \rangle) + \langle v_{pn} \rangle \quad (4.18)$$

Substituindo (4.16) em (4.18) encontra-se portando que

$$d_{in} \langle v_{bat} \rangle - (R_{in,eq} \cdot \langle \dot{i}_{in} \rangle) - (L_{in,eq} \cdot \langle \dot{i}_{in} \rangle) = \vec{d}_{abc}' \cdot \langle \vec{v}_{abc} \rangle \quad (4.19)$$

A partir das equações (4.15) e (4.19) é possível então representar o sistema de acionamento através do circuito equivalente apresentado na Figura 61.

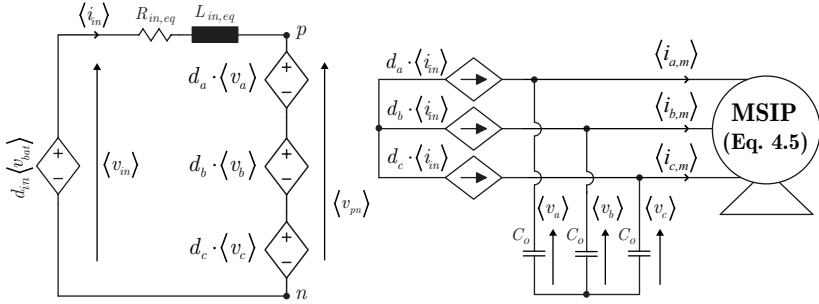


Figura 61 – Circuito equivalente do conversor.

4.3.1 Modulador

O comando dos interruptores do estágio de entrada será feito através de uma modulação PWM, empregando um processo de comparação entre um sinal modulador $V_{m,cc}$ com dois sinais portadores com valor de pico $\hat{V}_{c,cc}$ e defasados em 180° . Na Figura 62 representam-se os dois sinais de comando gerados para S_a e S_b , além da forma de onda da tensão v_{in} , a qual possui uma frequência igual a duas vezes o valor da frequência do sinal portador. Tendo em vista que a razão cíclica associada à tensão pulsada v_{in} depende do valor do sinal modulante, é necessário determinar o ganho proporcionado pelo modulador, o qual será adicionado posteriormente ao modelo da planta do estágio de entrada. A partir da Figura 62, os sinais portadores v_{c1} e v_{c2} são definidos para metade do seu período T_{sw} conforme (4.20).

$$v_{c1} = \frac{\hat{V}_{c,cc}}{T_{sw}/2} t = \frac{2\hat{V}_{c,cc}}{T_{sw}} t \quad ; \quad v_{c2} = \hat{V}_{c,cc} - \frac{\hat{V}_{c,cc}}{T_{sw}/2} t = \hat{V}_{c,cc} - \frac{2\hat{V}_{c,cc}}{T_{sw}} t \quad (4.20)$$

Utilizando as equações apresentadas em (4.20) para determinar os tempos t_2 e t_1 onde ocorrem os primeiros cruzamentos dos sinais

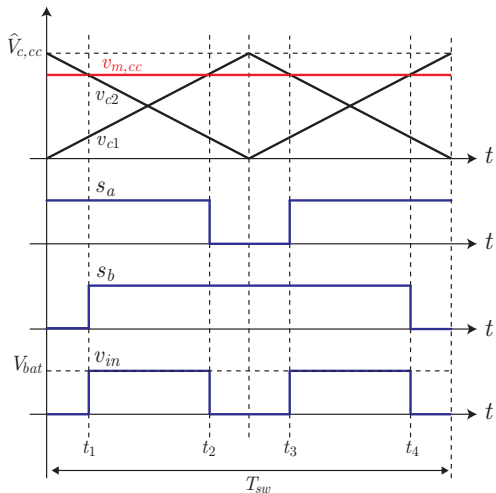


Figura 62 – Representação da modulação PWM utilizada no estágio de entrada, destacando os sinais portadores defasados em 180° e o resultado proporcionado na tensão de entrada v_{in} .

portadores com o sinal modulante, tem-se que

$$t_1 = \frac{T_{sw} \left(\hat{V}_{c,cc} - v_{m,cc} \right)}{2\hat{V}_{c,cc}} \quad ; \quad t_2 = \frac{T_{sw} v_{m,cc}}{2\hat{V}_{c,cc}} \quad (4.21)$$

Definindo a razão cíclica como sendo

$$d_{in} = \frac{t_2 - t_1}{T_{sw}/2}, \quad (4.22)$$

substitui-se as equações de (4.21) em (4.22), resultando em

$$d_{in} = \frac{2v_{m,cc}}{\hat{V}_{c,cc}} - 1 \quad \text{onde} \quad -1 \leq d_{in} \leq 1. \quad (4.23)$$

4.4 Transformação para o Sistema de Referências $dq0$

Afim de simplificar e uniformizar o modelo do conversor com o modelo do MSIP, será empregada a transformação $dq0$ apresentada na seção 4.1, utilizando o mesmo sistema de coordenadas com $\theta = \theta_r$.

Partindo da equação (4.15) e empregando as definições apresentadas em (4.1) e (4.2) tem-se que

$$\left\langle i_{abc,m}^{\vec{}} \right\rangle = d_{abc}^{\vec{}} \cdot \langle i_{in} \rangle - C_o \left\langle v_{abc}^{\dot{}} \right\rangle \quad (4.24)$$

$$[\mathbf{K}_s]^{-1} \left\langle i_{dq0,m}^{\vec{}} \right\rangle = [\mathbf{K}_s]^{-1} d_{dq0}^{\vec{}} \langle i_{in} \rangle - C_o \left([\mathbf{K}_s]^{-1} \left\langle v_{dq0}^{\vec{}} \right\rangle \right). \quad (4.25)$$

Multiplicando os termos de (4.25) por $[\mathbf{K}_s]$ obtém-se que

$$\left\langle i_{dq0,m}^{\vec{}} \right\rangle = d_{dq0}^{\vec{}} \langle i_{in} \rangle - C_o [\mathbf{K}_s] [\mathbf{K}_s]^{-1} \left\langle v_{dq0}^{\vec{}} \right\rangle - C_o \left\langle v_{dq0}^{\dot{}} \right\rangle. \quad (4.26)$$

Segundo [86], é válida a igualdade apresentada em (4.27)

$$[\mathbf{K}_s] [\mathbf{K}_s]^{-1} = \omega_r [\gamma] \quad (4.27)$$

onde:

$$\omega_r = \dot{\theta}_r \quad [\gamma] = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.28)$$

Assim, encontra-se a expressão vista em (4.29) [88, 89].

$$C_o \left\langle v_{dq0}^{\dot{}} \right\rangle = d_{dq0}^{\vec{}} \langle i_{in} \rangle - \left\langle i_{dq0,m}^{\vec{}} \right\rangle - C_o \omega_r [\gamma] \left\langle v_{dq0}^{\vec{}} \right\rangle. \quad (4.29)$$

Da mesma forma, partindo da equação (4.19) tem-se que:

$$d_{in} \langle v_{bat} \rangle - (R_{in,eq} \langle i_{in} \rangle) - (L_{in,eq} \dot{\langle i_{in} \rangle}) = d_{abc}^{\vec{}} \langle v_{abc} \rangle, \quad (4.30)$$

$$d_{in} \langle v_{bat} \rangle - (R_{in,eq} \langle i_{in} \rangle) - (L_{in,eq} \dot{\langle i_{in} \rangle}) = \left([\mathbf{K}_s]^{-1} d_{dq0}^{\vec{}} \right)' [\mathbf{K}_s]^{-1} \left\langle v_{dq0}^{\vec{}} \right\rangle. \quad (4.31)$$

Sabendo que a identidade matricial (4.32) é válida, obtém-se a expressão (4.33).

$$[\mathbf{A} \cdot \mathbf{B}]' = \mathbf{B}' \cdot \mathbf{A}' \quad (4.32)$$

$$d_{in} \langle v_{bat} \rangle - (R_{in,eq} \langle i_{in} \rangle) - (L_{in,eq} \dot{\langle i_{in} \rangle}) = d_{dq0}^{\vec{}} [\mathbf{K}_s]^{-1}' [\mathbf{K}_s]^{-1} \left\langle v_{dq0}^{\vec{}} \right\rangle. \quad (4.33)$$

Segundo [86], também é válida a igualdade apresentada em (4.34)

$$[\mathbf{K}_s]^{-1}' [\mathbf{K}_s]^{-1} = [\alpha] \quad (4.34)$$

onde:

$$[\alpha] = \begin{bmatrix} 3/2 & 0 & 0 \\ 0 & 3/2 & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix}. \quad (4.35)$$

Com isso, obtém-se a expressão (4.36) [31].

$$L_{in,eq} \langle \dot{i}_{in} \rangle = d_{in} \langle v_{bat} \rangle - (R_{in,eq} \langle i_{in} \rangle) - d_{dq0}^{\vec{r}} [\alpha] \langle v_{dq0} \rangle \quad (4.36)$$

Explicitando as equações (4.29) e (4.36) e desconsiderando as componentes de sequência zero (pois assume-se que idealmente o sistema trifásico é equilibrado, e portanto, estas componentes serão nulas), apresenta-se em (4.37) o conjunto de equações que descreve o modelo do conversor eletrônico em variáveis dq [24, 75, 89].

$$\begin{cases} C_o \langle \dot{v}_d \rangle = d_d \langle i_{in} \rangle - \langle i_{d,m} \rangle + C_o \omega_r \langle v_q \rangle \\ C_o \langle \dot{v}_q \rangle = d_q \langle i_{in} \rangle - \langle i_{q,m} \rangle - C_o \omega_r \langle v_d \rangle \\ L_{in,eq} \langle \dot{i}_{in} \rangle = d_{in} \langle v_{bat} \rangle - R_{in,eq} \langle i_{in} \rangle - \frac{3}{2} (d_d \langle v_d \rangle + d_q \langle v_q \rangle) \end{cases} \quad (4.37)$$

4.5 Linearização e Representação dos Modelos em Espaço de Estados

Os modelos obtidos nas seções anteriores, para o MSIP e para o conversor, possuem o inconveniente de apresentarem não-linearidades como a multiplicação entre variáveis do sistema. Dessa forma, as variáveis médias quase instantâneas serão decompostas em uma componente constante (X), dependente do ponto de operação do sistema, e uma perturbação (\hat{x}), como apresentado em (4.38).

$$\langle x \rangle_{T_{sw}} = X + \hat{x} \quad (4.38)$$

Por sua vez, realizando a linearização dos modelos conforme [90], obtém-se um novo conjunto de equações apresentado em (4.39), que modela o sistema em torno do ponto de operação escolhido.

$$\left\{ \begin{array}{l}
\dot{\hat{v}}_d = \Omega_r \hat{v}_q + V_q \hat{\omega}_r + \frac{I_{in}}{C_o} \hat{d}_d + \frac{D_d}{C_o} \hat{i}_{in} - \frac{1}{C_o} \hat{i}_{d,m} \\
\dot{\hat{v}}_q = -\Omega_r \hat{v}_d - V_d \hat{\omega}_r + \frac{I_{in}}{C_o} \hat{d}_q + \frac{D_q}{C_o} \hat{i}_{in} - \frac{1}{C_o} \hat{i}_{q,m} \\
\dot{\hat{i}}_{in} = \frac{V_{bat}}{L_{in,eq}} \hat{d}_{in} + \frac{D_{in}}{L_{in,eq}} \hat{v}_{bat} - \frac{3V_q}{2L_{in,eq}} \hat{d}_q - \frac{3D_q}{2L_{in,eq}} \hat{v}_q - \frac{3V_d}{2L_{in,eq}} \hat{d}_d \\
- \frac{3D_d}{2L_{in,eq}} \hat{v}_d - \frac{R_{in,eq}}{L_{in,eq}} \hat{i}_{in} \\
\dot{\hat{i}}_{d,m} = \frac{1}{L_{d,m}} \hat{v}_d - \frac{R_m}{L_{d,m}} \hat{i}_{d,m} + \frac{L_{q,m} \Omega_r}{L_{d,m}} \hat{i}_{q,m} + \frac{L_{q,m} I_{q,m}}{L_{d,m}} \hat{\omega}_r \\
\dot{\hat{i}}_{q,m} = \frac{1}{L_{q,m}} \hat{v}_q - \frac{R_m}{L_{q,m}} \hat{i}_{q,m} - \frac{L_{d,m} \Omega_r}{L_{q,m}} \hat{i}_{d,m} - \left(\frac{L_{d,m} I_{d,m} + \lambda_m}{L_{q,m}} \right) \hat{\omega}_r \\
\dot{\hat{\omega}}_r = \frac{3N_p^2 (L_{d,m} - L_{q,m}) I_{q,m}}{2J_m} \hat{i}_{d,m} + \frac{3N_p^2 [\lambda_m + (L_{d,m} - L_{q,m}) I_{d,m}]}{2J_m} \hat{i}_{q,m} \\
- \frac{B_m}{J_m} \hat{\omega}_r - \frac{N_p}{J_m} \hat{\tau}_m
\end{array} \right. \quad (4.39)$$

As equações em (4.39) podem ser reescritas na forma de espaço de estados $\dot{x} = A \cdot x + B \cdot u + P \cdot q$, conforme visto em (4.40), onde o vetor x contém os estados do sistema, o vetor u as variáveis manipuladas e q as perturbações. Neste caso, os estados v_d e v_q estão associados à energia armazenada nos capacitores de saída do estágio inversor, i_{in} está relacionado à energia presente no indutor de entrada, $i_{d,m}$ e $i_{q,m}$ estão ligados à energia armazenada nas indutâncias do estator e ω_r está associado à energia cinética existente no movimento giratório do rotor na máquina e da carga mecânica.

4.6 Modelo de Carga para o Estágio de Entrada

4.6.1 Determinação dos Parâmetros Equivalentes

Os parâmetros elétricos, utilizados na modelagem da carga vista pelo estágio de entrada, podem ser calculados a partir da energia elétrica armazenada ou convertida nos elementos do sistema [91], originando o circuito equivalente apresentado na Figura 63.

Assim, definindo um ponto de operação do sistema em regime permanente e desprezando as resistências dos semicondutores e dos transformadores de interfase, a potência dissipada na resistência do estator é definida segundo (4.41), onde $\hat{I}_{x,m}$ é o valor de pico da corrente de fase no MSIP.

$$P_{Rm} = \frac{3}{2} R_m \hat{I}_{x,m}^2 . \quad (4.41)$$

Por outro lado, a potência dissipada no resistor do circuito equivalente ($R_{o,eq}$) é calculada segundo a equação (4.42), tendo em vista que o valor médio da corrente em regime permanente em C_o é nulo.

$$P_{R_{o,eq}} = R_{o,eq} I_o^2 = R_{o,eq} I_{in}^2 \quad (4.42)$$

Para que os modelos sejam equivalentes, é necessário que os valores das equações (4.41) e (4.42) sejam iguais, logo

$$R_{o,eq} = \frac{3}{2} R_m \left(\frac{\hat{I}_{x,m}}{I_{in}} \right)^2 . \quad (4.43)$$

No modelo proposto na Figura 63, o parâmetro $L_{o,eq}$ será o equivalente à indutância síncrona do motor ($L_{s,m}$). O valor de $L_{o,eq}$ será obtido a partir da energia armazenada em $L_{s,m}$, que é calculada segundo a equação (4.44).

$$E_{Lsm} = \frac{L_{s,m} \hat{I}_{x,m}^2}{2} \underbrace{\left[\cos(\theta) \right]^2 + \left[\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right]^2 + \left[\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right]^2}_{3/2} \quad (4.44)$$

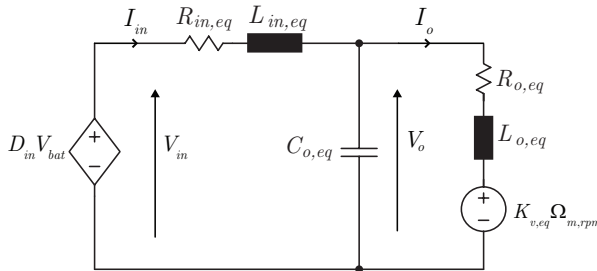


Figura 63 – Modelo equivalente em regime permanente da carga vista pelo estágio de entrada.

$$E_{Lsm} = \frac{3}{4} L_{s,m} \hat{I}_{x,m}^2 \quad (4.45)$$

Por sua vez, a energia armazenada em $L_{o,eq}$ é obtida por

$$E_{Lo,eq} = \frac{1}{2} L_{o,eq} I_{in}^2. \quad (4.46)$$

Igualando (4.45) e (4.46) conclui-se portanto que

$$L_{o,eq} = \frac{3}{2} L_{s,m} \left(\frac{\hat{I}_{x,m}}{I_{in}} \right)^2. \quad (4.47)$$

É importante ressaltar que no caso da máquina de polos lisos, e se for desconsiderado o valor da indutância de dispersão do estator, o valor de $L_{s,m}$ é numericamente igual ao valor das indutâncias de eixo direto ou em quadratura ($L_{d,m}$ ou $L_{q,m}$) [85].

Para o cálculo do capacitor equivalente de saída ($C_{o,eq}$), será considerada a energia armazenada nos três capacitores de saída (C_o), onde ($\hat{V}_{x,o}$) representa o valor de pico da tensão de fase no motor.

$$E_{C_o} = \frac{C_o}{2} \hat{V}_{x,o}^2 \underbrace{[\cos(\theta + \phi)]^2 + \left[\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3} + \phi\right) \right]^2 + \left[\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3} + \phi\right) \right]^2}_{3/2} \quad (4.48)$$

$$E_{C_o} = \frac{3}{4} C_o \hat{V}_{x,o}^2 \quad (4.49)$$

No circuito equivalente, a energia armazenada em $C_{o,eq}$ será

$$E_{C_{o,eq}} = \frac{C_{o,eq} V_o^2}{2}, \quad (4.50)$$

onde a tensão V_o é definida como sendo

$$V_o = D_{in} V_{bat} - R_{in,eq} I_{in}. \quad (4.51)$$

Igualando (4.49) e (4.50) tem-se portanto que

$$C_{o,eq} = \frac{3}{2} C_o \left(\frac{\hat{V}_{x,o}}{V_o} \right)^2. \quad (4.52)$$

Para determinar o valor de $K_{v,eq}$ define-se primeiramente a po-

tência elétrica convertida no MSIP segundo (4.54), considerando que a BEMF com valor de pico $\hat{U}_{x,m}$ é idealmente cossenoidal e está em fase com a forma de onda da corrente de alimentação do motor.

$$P_{conv} = \hat{I}_{x,m} \hat{U}_{x,m} \underbrace{\left[\cos(\theta)^2 + \left[\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \right]^2 + \left[\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \right]^2 \right]}_{3/2} \quad (4.53)$$

$$P_{conv} = \frac{3}{2} \hat{I}_{x,m} \hat{U}_{x,m} = \frac{3}{2} \hat{I}_{x,m} \frac{K_{v,m} \cdot \Omega_{m,rpm}}{\sqrt{3} \cdot 1000} \quad (4.54)$$

No circuito equivalente, a potência convertida é definida como

$$P_{conv,eq} = I_o K_{v,eq} \Omega_{m,rpm} = I_{in} K_{v,eq} \Omega_{m,rpm} . \quad (4.55)$$

Igualando (4.55) com (4.54), obtém-se

$$K_{v,eq} = \frac{3}{2} \left(\frac{\hat{I}_{x,m}}{I_{in}} \right) \frac{K_{v,m}}{\sqrt{3} \cdot 1000} . \quad (4.56)$$

4.6.2 Linearização e Representação em Espaço de Estados

O conjunto de equações que representa o modelo equivalente da Figura 63 é apresentado em (4.57).

$$\begin{cases} d_{in} \langle v_{bat} \rangle = R_{in,eq} \langle i_{in} \rangle + L_{in,eq} \langle \dot{i}_{in} \rangle + \langle v_o \rangle \\ \langle v_o \rangle = R_{o,eq} \langle i_o \rangle + L_{o,eq} \langle \dot{i}_o \rangle + K_{v,eq} \langle \omega_{m,rpm} \rangle \\ \langle i_{in} \rangle = \langle i_o \rangle + C_{o,eq} \langle \dot{v}_o \rangle \end{cases} \quad (4.57)$$

Por sua vez, utilizando o mesmo procedimento da seção anterior para a linearização das equações em (4.57), obtém-se a representação em espaço de estados vista em (4.58).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{in} \\ \hat{i}_o \\ \hat{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{in,eq}}{L_{in,eq}} & 0 & -\frac{1}{L_{in,eq}} \\ 0 & -\frac{R_{o,eq}}{L_{o,eq}} & \frac{1}{L_{o,eq}} \\ \frac{1}{C_{o,eq}} & -\frac{1}{C_{o,eq}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{in} \\ \hat{i}_o \\ \hat{v}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_{bat}}{L_{in,eq}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \hat{d}_{in} + \begin{bmatrix} \frac{D_{in}}{L_{in,eq}} & 0 \\ 0 & -\frac{K_{v,eq}}{L_{o,eq}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{bat} \\ \hat{\omega}_{m,rpm} \end{bmatrix} \quad (4.58)$$

4.7 Visão Geral do Sistema de Controle

Na Figura 64 apresenta-se uma visão geral do sistema de controle que será utilizado, baseado em propostas apresentadas em [24, 31]. Na representação, todas as variáveis serão consideradas livres de componentes de alta frequência (pois serão utilizados filtros para a realização das medições), por isso será abolida a notação $\langle \rangle$. Basicamente, a ideia consiste em utilizar duas malhas de controle, dinamicamente desacopladas, empregando compensadores do tipo proporcional - integral (PI). A malha de controle de maior banda passante será responsável por estabilizar a fonte de corrente de entrada, sendo que o compensador $PI_{i_{in}}$ irá atuar sobre o sinal modulador ($v_{m,cc}$) do estágio de entrada CC-CC. Por sua vez, o controle da velocidade do motor será executado por uma malha de controle com menor banda passante que a anterior, atuando no valor de referência da corrente de eixo em quadratura do motor ($i_{q,m}^*$) através do compensador PI_{ω} . Por simplicidade, neste trabalho será adotado o método de controle do MSIP com ângulo de torque constante em 90° [87], o que implica em $i_{d,m}^* = 0$. Dessa forma, não será avaliado o controle da máquina com enfraquecimento de campo (onde seria necessário que $i_{d,m}^* \neq 0$), o que permitiria a operação do MSIP com uma velocidade acima do valor nominal. Para o melhor aproveitamento da corrente de entrada, o índice de modulação do estágio inversor será mantido fixo em um valor elevado ($M_i = 0,90$).

4.7.1 Especificações do Sistema

No projeto do sistema de controle será considerado o mesmo protótipo de conversor visto no Capítulo 3, sendo que as especificações necessárias são apresentadas na Tabela 14. Para o projeto do sistema

de controle serão utilizadas as especificações da Tabela 14, referentes a um motor a ímãs permanentes comercial (PMS 100R/WB527 - PERM Motors) disponível no laboratório. A medição da posição mecânica do rotor será realizada por um resolver, acoplado ao eixo do motor, que fornece os sinais de seno e cosseno da posição mecânica (θ_m). Estes sinais serão utilizados para determinar os sinais de seno, cosseno e velocidade angular no sistema de referência de interesse (θ_r), conforme indicado na Figura 64(a). Como carga mecânica do MSIP será utilizada uma máquina semelhante (PMS 100R/WB524 - PERM Motors) que irá atuar como um gerador (GSIP). O GSIP estará conectado à uma carga trifásica ($R_{l,g}$), conforme representado na Figura 65. Assim, o GSIP

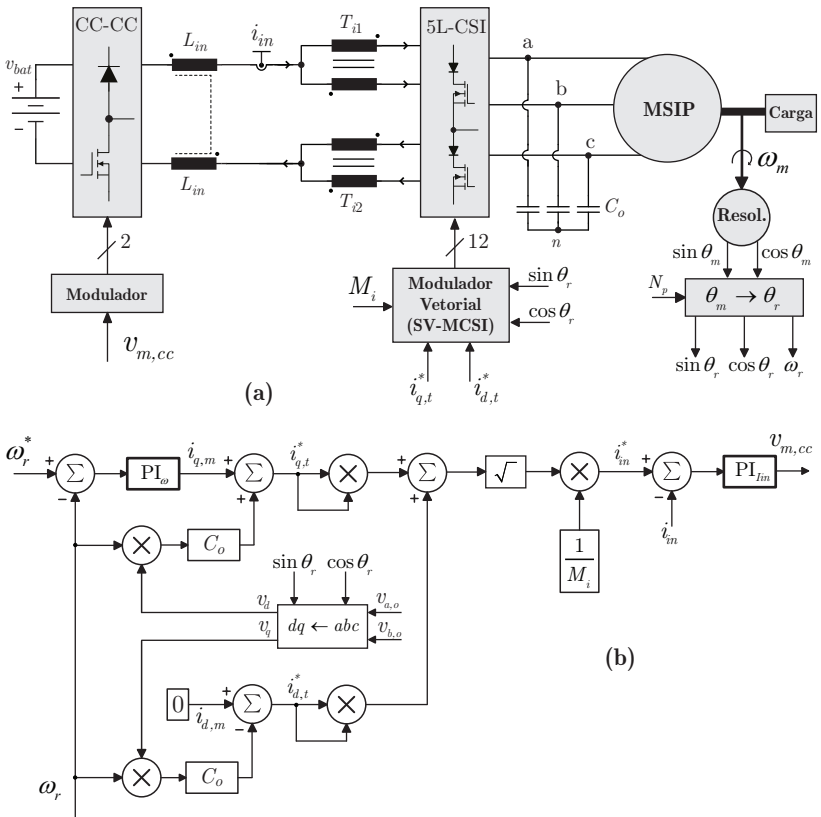


Figura 64 – (a) Representação do sistema que será controlado; (b) Diagrama de blocos da estrutura de controle.

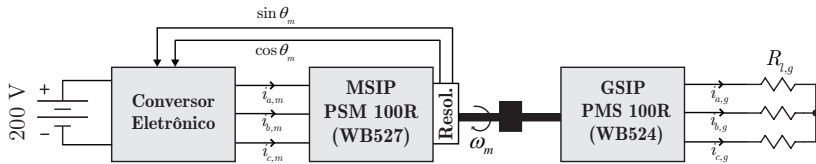


Figura 65 – Representação do sistema de testes considerado no projeto da estrutura de controle.

mais a carga resistiva representam para o MSIP uma carga mecânica com característica de torque/velocidade idealmente linear, pois a tensão, corrente e torque no eixo do GSIP aumentam proporcionalmente com a velocidade do MSIP.

O valor de pico do fluxo magnético a vazio do MSIP (λ_m) normalmente não é fornecido nos catálogos de motores, mas pode ser calculado segundo a equação (4.60).

$$\hat{U}_{x,o} = N_p \omega_m \lambda_m = \frac{K_{v,m} \cdot 60 \cdot \omega_m}{\sqrt{3} \cdot 2\pi \cdot 1000} \quad (4.59)$$

$$\lambda_m = \frac{K_{v,m} \cdot 60}{\sqrt{3} \cdot 2\pi \cdot 1000 \cdot N_p} = 191,8 \text{ mWb} \quad (4.60)$$

No caso do coeficiente de atrito do rotor (B_m), uma estimativa deste valor é obtida a partir das equações apresentadas em (4.5). Sabendo que em regime permanente a derivada da velocidade é nula, e considerando os valores nominais de torque, velocidade e corrente no motor apresentados na Tabela 14, obtém-se o valor de B_m em (4.63).

$$B_m \omega_m = T_e - T_m \quad (4.61)$$

$$B_m \omega_m = \frac{3}{2} N_p \lambda_m I_{q,m} - T_m \quad (4.62)$$

$$B_m = \frac{60}{2\pi \cdot \omega_{m,rpm}} \left[\left(\frac{3}{2} N_p \lambda_m \sqrt{2} I_m^{ef} \right) - T_m \right] = 0,00942 \frac{\text{Nm}}{\text{rad/s}} \quad (4.63)$$

4.7.2 Determinação das Correntes de Referência

O sistema de controle apresentado na Figura 64(b) utiliza três correntes de referência, sendo elas $i_{d,t}^*$, $i_{q,t}^*$ e i_{in}^* .

As correntes $i_{d,t}^*$ e $i_{q,t}^*$ são utilizadas pela estratégia de mo-

Tabela 14 – Especificações do sistema de testes.

Parâmetros do conversor	Valor
Tensão da bateria (V_{bat})	200 V
Indutância equivalente de entrada ($L_{in,eq}$)	500 μ H
Resistência equivalente de entrada ($R_{in,eq}$)	1 Ω
Freq. de comutação do estágio de entrada ($f_{sw,in}$)	22 kHz
Indutância mag. dos transformadores de interfase	3,0 mH
Índice de modulação do estágio inversor (M_i)	0,90
Freq. de comutação do estágio inversor ($f_{sw,out}$)	22 kHz
Freq. de amostragem dos conversores A/D (f_a)	22 kHz
Freq. de corte dos filtros PB para medições ($f_{c,pb}$)	5,5 kHz
Capacitores de saída do inversor (C_o)	10 μ F
Potência máxima de saída ($P_{o,inv}$)	2,2 kW
Parâmetros do MSIP - PMS 100R/WB527	Valor
Tipo de conexão das bobinas do estator	Estrela
Indutância do estator ($L_{s,m}, L_{d,m}, L_{q,m}$)	11,8 mH
Resistência de fase (R_m)	3,35 Ω
Número de pares de polos ($N_{p,m}$)	4
Velocidade nominal ($\omega_{m,rpm}$)	1.500 rpm
Torque mecânico máximo ($T_{m,max}$)	7,0 Nm
Valor eficaz máximo da tensão de linha ($V_{m,max}^{ef}$)	180,8 V
Valor eficaz máximo da corrente de linha ($I_{m,max}^{ef}$)	5,21 A
Potência mecânica máxima de saída ($P_{o,m}$)	1,1 kW
Cte. de pico de linha da BEMF a vazio ($K_{v,m}$)	139,13 V/krpm
Momento de inércia do rotor (J_m)	0,00096 kg/m ²
Parâmetros do GSIP - PMS 100R/WB524	Valor
Tipo de conexão das bobinas do estator	Delta
Indutância do estator ($L_{s,g}, L_{d,g}, L_{q,g}$)	0,8837 mH
Resistência de fase (R_g)	0,2391 Ω
Número de pares de polos ($N_{p,g}$)	4
Velocidade nominal ($\omega_{m,rpm}$)	1.500 rpm
Torque mecânico máximo ($T_{g,max}$)	7,6 Nm
Valor eficaz máximo da tensão de linha ($V_{g,max}^{ef}$)	36,2 V
Valor eficaz máximo da corrente de linha ($I_{g,max}^{ef}$)	21,5 A
Potência mecânica máxima de saída $P_{o,g}$	1,2 kW
Cte. de pico de linha da BEMF a vazio ($K_{v,g}$)	26,13 V/krpm
Momento de inércia do rotor (J_g)	0,00096 kg/m ²

dulação vetorial (SVM), apresentada no Capítulo 3, para determinar o sextante, a região e os tempos de amostragem dos vetores que serão empregados na modulação. Utilizando as equações apresentadas em (4.37) e desconsiderando os termos derivativos (pois em regime permanente estes termos serão nulos e segundo [24] não apresentam significativa influência durante a operação transitória) tem-se que

$$\begin{cases} i_{d,t}^* = d_d \cdot i_{in}^* = i_{d,m} - C_o \omega_r v_q \\ i_{q,t}^* = d_q \cdot i_{in}^* = i_{q,m} + C_o \omega_r v_d . \end{cases} \quad (4.64)$$

Por sua vez, a corrente i_{in}^* é utilizada para controlar a fonte de corrente, permitindo que o estágio de entrada CC-CC controle o fluxo de potência de acordo com a necessidade do motor. Considerando que a modulação vetorial é do tipo linear, empregado $0 < M_i \leq 1$, o valor de i_{in}^* será calculado conforme a equação (4.65).

$$i_{in}^* = \frac{\sqrt{(i_{d,t}^*)^2 + (i_{q,t}^*)^2}}{M_i} \quad (4.65)$$

4.7.3 Definição do Ponto de Operação

Em (4.66) é definido os valores do ponto de operação do sistema, que serão utilizados no projeto das malhas de controle. Com estes valores, além dos parâmetros da Tabela 14 e as equações em regime permanente oriundas dos modelos apresentados em (4.5) e (4.37), obtêm-se na Tabela 15 os pontos de operação das variáveis de interesse do sistema de acionamento.

$$V_{bat} = 200 \text{ V} \quad ; \quad \Omega_{m,rpm} = 1.500 \text{ rpm} \quad ; \quad T_m = 4,5 \text{ Nm} \quad (4.66)$$

4.8 Malha de Controle da Corrente de Entrada

A malha de controle da corrente de entrada será utilizada para controlar a planta modelada em (4.58). Esta planta passará a ser representada pelo diagrama de blocos da Figura 66, tendo em vista uma futura implementação prática em DSC. O bloco z^{-1} representa o atraso de um período de amostragem (T_a) existente na implementação em

Tabela 15 – Valores em regime permanente das variáveis do sistema.

Equação	Valor
$\Omega_m = \Omega_{m,rpm} \left(\frac{2\pi}{60}\right)$	157,08 rad/s
$\Omega_r = N_p \Omega_m$	628,32 rad/s
$T_e = T_m + (B_m \Omega_m)$	5,98 Nm
$I_{d,m}$	0 A
$I_{q,m} = \frac{2}{3} \frac{T_e}{N_p [\lambda_m + (L_{d,m} - L_{q,m}) I_{d,m}]}$	5,19 A
$V_d = (R_m I_{d,m}) - (L_{q,m} \Omega_r I_{q,m})$	-38,53 V
$V_q = (R_m I_{q,m}) + (L_{d,m} \Omega_r I_{d,m}) + (\lambda_m \omega_r)$	137,92 V
$I_{d,t} = I_{d,m} - (C_o \omega_r V_q)$	-0,87 A
$I_{q,t} = I_{q,m} + (C_o \omega_r V_d)$	4,95 A
$I_{in} = \frac{\sqrt{(I_{d,t})^2 + (I_{q,t})^2}}{M_i}$	5,59 A
$D_d = \frac{I_{d,t}}{I_{in}}$	-0,1550
$D_q = \frac{I_{q,t}}{I_{in}}$	0,8865
$D_{in} = \frac{(R_{in,eq} I_{in}) + \frac{3}{2} (D_q V_q + D_d V_d)}{V_{bat}}$	0,9898
$V_{in} = D_{in} V_{bat}$	197,95 V
$\hat{V}_{x,o} = \sqrt{V_d^2 + V_q^2}$	143,20 V
$\hat{I}_{x,m} = \sqrt{I_{d,m}^2 + I_{q,m}^2}$	5,20 A
$L_{in,eq}$	500 μ H
$R_{in,eq}$	1 Ω
$R_{o,eq} = \frac{3}{2} R_m \left(\frac{\hat{I}_{x,o}}{I_{in}}\right)^2$	4,35 Ω
$L_{o,eq} = \frac{3}{2} L_{s,m} \left(\frac{\hat{I}_{x,o}}{I_{in}}\right)^2$	15,30 mH
$V_{o,eq} = V_{in} - (R_{in,eq} I_{in})$	192,37 V
$C_{o,eq} = \frac{3}{2} C_o \left(\frac{\hat{V}_{x,o}}{V_{o,eq}}\right)^2$	8,31 μ F
$K_{v,eq} = \frac{3}{2} \left(\frac{\hat{I}_{x,o}}{I_{in}}\right) \frac{K_{v,m}}{\sqrt{3} \cdot 1000}$	0,11204 V/rpm

DSC, entre o tempo de processamento e a atualização da variável de ação de controle.

O bloco B_0 é o sustentador de ordem zero (ZOH) definido na equação (4.67), representando a característica dos controladores implementados digitalmente de atualizar e manter a variável de ação durante o tempo T_a [92]. O modulador do estágio de entrada (apresentado na Seção 4.3.1) é representado pelo bloco G_m , definido em (4.68) através

da linearização da equação (4.23) e assumindo que o valor de $\hat{V}_{c,cc}$ é unitário.

$$B_0 = \frac{1 - e^{sTa}}{sTa} \quad (4.67)$$

$$G_m(s) = \frac{\hat{d}_{in}}{\hat{v}_{m,cc}} = \frac{2}{\hat{V}_{c,cc}} = 2 \quad (4.68)$$

Os blocos G_{Iin} , G_{q1} e G_{q2} representam o comportamento da corrente \hat{i}_{in} em relação à variável de atuação do controlador (que neste caso é a razão cíclica d_{in}) e o comportamento desta corrente em relação às perturbações v_{bat} e $\omega_{m,rpm}$. As funções de transferência destes blocos são definidas pelas expressões (4.69)-(4.73) e foram obtidas a partir do modelo apresentado em (4.58).

$$G_{Iin}(s) = \frac{\hat{i}_{in}}{\hat{d}_{in}} \quad G_{q1}(s) = \frac{\hat{i}_{in}}{\hat{v}_{bat}} \quad G_{q2}(s) = \frac{\hat{i}_{in}}{\hat{\omega}_{m,rpm}} \quad (4.69)$$

$$G_{Iin}(s) = \frac{k_6 s^2 + (k_6 k_3) s + k_6 k_2 k_1}{s^3 + (k_3 + k_7) s^2 + (k_1 k_2 + k_1 k_8 + k_3 k_7) s + (k_8 k_3 k_1 + k_7 k_2 k_1)} \quad (4.70)$$

$$G_{q1}(s) = \frac{k_5 s^2 + (k_5 k_3) s + k_5 k_2 k_1}{s^3 + (k_3 + k_7) s^2 + (k_1 k_2 + k_1 k_8 + k_3 k_7) s + (k_8 k_3 k_1 + k_7 k_2 k_1)} \quad (4.71)$$

$$G_{q2}(s) = \frac{-k_8 k_1 k_4}{s^3 + (k_3 + k_7) s^2 + (k_1 k_2 + k_1 k_8 + k_3 k_7) s + (k_8 k_3 k_1 + k_7 k_2 k_1)} \quad (4.72)$$

Onde:

$$\begin{aligned} k_1 &= \frac{1}{C_{o,eq}} & k_2 &= \frac{1}{L_{o,eq}} & k_3 &= \frac{R_{o,eq}}{L_{o,eq}} & k_4 &= \frac{K_{v,eq}}{L_{o,eq}} \\ k_5 &= \frac{D_{in}}{L_{in,eq}} & k_6 &= \frac{V_{bat}}{L_{in,eq}} & k_7 &= \frac{R_{in,eq}}{L_{in,eq}} & k_8 &= \frac{1}{L_{in,eq}} \end{aligned} \quad (4.73)$$

O condicionamento do sinal de medição será feito pelo bloco F_{pb} , que representa um filtro passa-baixas com frequência de corte $f_{c,pb}$.

$$F_{pb}(s) = \frac{\omega_{c,pb}}{s + \omega_{c,pb}} \quad , \quad \omega_{c,pb} = 2\pi f_{c,pb} \quad (4.74)$$

Como os controladores serão implementados digitalmente em tempo discreto, é conveniente que o modelo da planta, originalmente

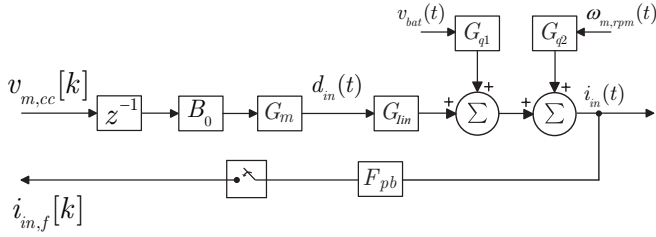


Figura 66 – Planta a ser controlada pela malha de controle de i_{in} .

desenvolvido através da transformada de Laplace no espaço s , seja convertido para o espaço da transformada z [92]. Os modelos em z da planta da malha de corrente i_{in} em função da perturbação do sinal modulador $v_{m,cc}$ e de perturbações do tipo degrau unitário de v_{bat} e $\omega_{r,rpm}$ foram obtidos através da implementação de (4.75) e (4.76) em MATLAB (discretização via comando $c2d()$, pelo método padrão que considera a existência de ZOH nas entradas), utilizando uma frequência de amostragem $f_a = 22$ kHz. Na Figura 67 são vistos os diagramas de resposta em frequência de $G_{uz}(z)$, $G_{q1z}(z)$ e $G_{q2z}(z)$, considerando os parâmetros da Tabela 15.

$$G_{uz}(z) = z^{-1} \mathcal{Z} \{B_0(s)G_m(s)G_{Iin}(s)F_{pb}(s)\} \quad (4.75)$$

$$G_{q1z}(z) = \mathcal{Z} \{G_{q1}(s)F_{pb}(s)\} \quad G_{q2z}(z) = \mathcal{Z} \{G_{q2}(s)F_{pb}(s)\} \quad (4.76)$$

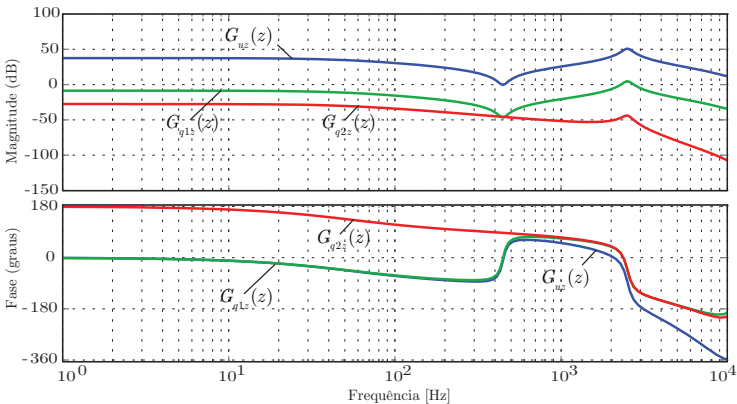


Figura 67 – Resposta em frequência de $G_{uz}(z)$, $G_{q1z}(z)$ e $G_{q2z}(z)$.

Para controlar a planta, utilizou-se um controlador clássico do tipo PI (proporcional integral), cuja representação em z deste controlador é dada pela expressão (4.77). Como complemento ao controlador PI, foi inserido um filtro de referência (F_r), com o intuito de minimizar o efeito do sobressinal causado pelo zero do controlador na função de transferência de malha fechada com relação ao sinal de referência. O zero deste filtro pode ser utilizado para acelerar a resposta com relação ao sinal de referência sem que isso altere a característica de rejeição das perturbações [92]. A função de transferência de F_{ref} é definida em (4.78).

$$PI(z) = \frac{b_1 z + b_0}{z - 1} = K_{PI} \frac{T_{PI}}{z - 1} \quad \text{onde } K_{PI} = b_1; T_{PI} = b_1 + b_0 \quad (4.77)$$

$$F_r(z) = \frac{g_1 z + g_0}{z + f_0} \quad (4.78)$$

Na Figura 68 apresenta-se a malha de controle da corrente i_{in} , com os respectivos blocos do controlador (PI_{Iin}) e do filtro de referência ($F_{r,Iin}$). Os coeficientes de PI_{Iin} e $F_{r,Iin}$ foram ajustados com o auxílio da ferramenta *SISOtool* do MATLAB, a partir do diagrama do lugar das raízes apresentado na Figura 69(a). O objetivo foi proporcionar à saída i_{in} uma resposta subamortecida em relação a um sinal do tipo degrau unitário na referência i_{in}^* , com um tempo de resposta da ordem de 20 ms (o que representa uma malha de controle de i_{in} com uma banda passante de aproximadamente 30 Hz). As funções de transferência em malha fechada, com relação ao sinal de referência e às perturbações v_{bat} e $\omega_{m, rpm}$, são apresentadas nas equações (4.79)-(4.81), originando os diagramas de polos e zeros das Figuras 69(b)-(d).

$$MF_{in^*} = \frac{\hat{i}_{in}}{\hat{i}_{in}^*} = F_{r,Iin} \frac{PI_{Iin} G_{uz}}{1 + PI_{Iin} G_{uz}} \quad (4.79)$$

$$MF_{q1} = \frac{\hat{i}_{in}}{\hat{v}_{bat}} = \frac{G_{q1z}}{1 + PI_{Iin} G_{uz}} \quad (4.80)$$

$$MF_{q2} = \frac{\hat{i}_{in}}{\hat{\omega}_{m, rpm}} = \frac{G_{q2z}}{1 + PI_{Iin} G_{uz}} \quad (4.81)$$

Posteriormente, a implementação de PI_{Iin} e $F_{r,Iin}$ em um controlador digital serão feitas através das funções de recorrência apresentadas em (4.84) e (4.86), que foram obtidas empregando a relação (4.82) nas equações (4.83) e (4.85).

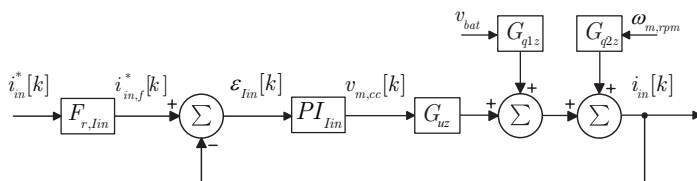


Figura 68 – Malha de controle da corrente i_{in} .

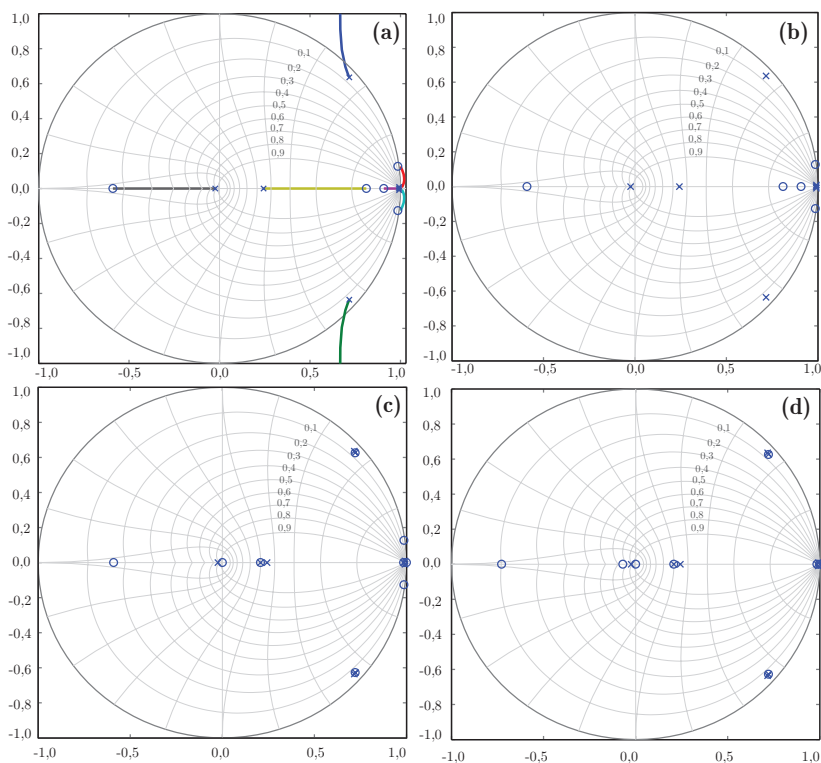


Figura 69 – (a) Lugar das raízes da malha de controle de i_{in} ; (b) diagrama de polos e zeros de malha fechada em relação à referência i_{in}^* (MF_{in*}); (c) e (d) diagrama de polos e zeros de malha fechada em relação às perturbações de v_{bat} e $\omega_{m,rpm}$ respectivamente (MF_{q1} , MF_{q2}).

$$Y(z)z^{-n} = Y[k - n] \quad (4.82)$$

$$F_{r, I_{in}}(z) = \frac{g_1 z + g_0}{z + f_0} = \frac{i_{in,f}^*[k]}{i_{in}^*[k]} \quad (4.83)$$

$$i_{in,f}^*[k] = -f_0 i_{in,f}^*[k - 1] + g_1 i_{in}^*[k] + g_0 i_{in}^*[k - 1] \quad (4.84)$$

$$P I_{in}(z) = \frac{b_1 z + b_0}{z - 1} = \frac{v_{m,cc}[k]}{\varepsilon_{I_{in}}[k]} \quad (4.85)$$

$$v_{m,cc}[k] = v_{m,cc}[k - 1] + b_1 \varepsilon_{I_{in}}[k] + b_0 \varepsilon_{I_{in}}[k - 1] \quad (4.86)$$

Onde:

$$\begin{aligned} f_0 &= -0.991127635898091 \\ g_1 &= 0.096417358411957 & g_0 &= 0.000670322811755179 \\ g_0 &= -0.0875449937634786 & b_0 &= -0.000543367733771243 \end{aligned} \quad (4.87)$$

Considerando a malha de controle da Figura 68, apresenta-se na Figura 70 o comportamento de i_{in} e d_{in} na ocorrência de perturbações do tipo degrau em torno do ponto de operação ($I_{in} = 5,59$ A,

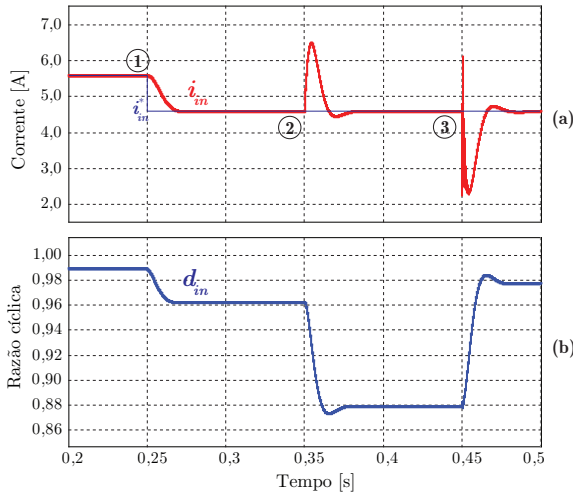


Figura 70 – Resposta da corrente de saída (a) e da razão cíclica de entrada (b) às perturbações do tipo degrau na corrente de referência (1), na velocidade da máquina (2) e na tensão da bateria (3).

$D_{in} = 0,9898$). Foram consideradas perturbações de -1 A na corrente de referência (1), -150 rpm na velocidade da máquina (2) e -20 V na tensão da bateria (3). Observa-se que a resposta da malha de controle em relação ao sinal de referência apresenta o comportamento desejado, sendo subamortecida e com um tempo de resposta de 20 ms. Contudo, apesar da malha de controle proporcionar erro nulo em regime, na ocorrência de perturbações em v_{bat} e $\omega_{m,rpm}$, outros tipos de controladores deverão ser avaliados caso seja necessário reduzir o sobressinal causado por estas perturbações na corrente de entrada.

4.9 Malha de Controle de Velocidade do MSIP

A planta que representa o comportamento da velocidade do MSIP será modelada a partir da sexta equação apresentada em (4.39) e reescrita em (4.88). Por sua vez, sabendo que os valores de $L_{d,m}$ e $L_{q,m}$ são iguais (pois o MSIP é de polos lisos) a equação (4.88) é simplificada em (4.89).

$$\dot{\hat{\omega}}_r = \frac{3N_p^2(L_{d,m}-L_{q,m})I_{q,m}}{2J_m}\hat{i}_{d,m} + \frac{3N_p^2[\lambda_m+(L_{d,m}-L_{q,m})I_{d,m}]}{2J_m}\hat{i}_{q,m} - \frac{B_m}{J_m}\hat{\omega}_r - \frac{N_p}{J_m}\hat{\tau}_m \quad (4.88)$$

$$\dot{\hat{\omega}}_r = \frac{3N_p^2\lambda_m}{2J_m}\hat{i}_{q,m} - \frac{B_m}{J_m}\hat{\omega}_r - \frac{N_p}{J_m}\hat{\tau}_m \quad (4.89)$$

Define-se então o torque de aceleração do motor (τ_{ac}) como sendo

$$\hat{\tau}_{ac,m} = \frac{3N_p^2\lambda_m}{2J_m}\hat{i}_{q,m} - \frac{N_p}{J_m}\hat{\tau}_m. \quad (4.90)$$

Substituindo (4.90) em (4.89) e transformando para o domínio em s , encontra-se a função de transferência $G_{ac}(s)$.

$$G_{ac}(s) = \frac{\hat{\omega}_r}{\hat{\tau}_{ac}} = \frac{1}{s + \frac{B_m}{J_m}} \quad (4.91)$$

A partir das equações (4.89)-(4.91) obtém-se a planta para o controle de velocidade do MSIP representada na Figura 72, onde os blocos G_{Te} e G_{Tm} são definidos em (4.92). Por simplicidade, não serão considerados atrasos de fase existentes na medição de ω_r , tendo em vista que esse valor será calculado a partir dos sinais de seno e cosseno fornecidos pelo resolver.

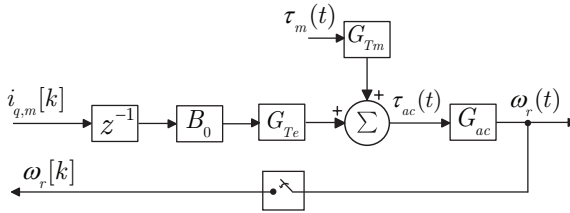


Figura 71 – Planta a ser controlada pela malha de controle de ω_r .

$$G_{Te} = \frac{3N_p^2 \lambda_m}{2J_m} \quad G_{Tm} = -\frac{N_p}{J_m} \quad (4.92)$$

Seguindo o mesmo procedimento utilizado na seção anterior, são obtidas as funções de transferência discretizadas da planta de velocidade, em função da corrente de quadratura (G_{Iqz}) e da perturbação de torque mecânico (G_{Tmz}), conforme (4.95) e (4.96).

$$G_{acz}(z) = \mathcal{Z} \{G_{ac}(s)\} \quad (4.93)$$

$$G_{Tez}(z) = z^{-1} \mathcal{Z} \{B_0(s)G_{Te}(s)\} \quad (4.94)$$

$$G_{Iqz}(z) = G_{Tez}(z)G_{acz}(z) \quad (4.95)$$

$$G_{Tmz}(z) = \mathcal{Z} \{G_{Tm}(s)G_{ac}(s)\} \quad (4.96)$$

$$K_{mr} = N_p \frac{2\pi}{60} \quad (4.97)$$

Assim como utilizado na malha de controle de corrente, para controlar a planta de velocidade empregou-se também uma estrutura formada por um controlador PI e por um filtro no sinal de referência, conforme visto na Figura 73. Na malha de controle de velocidade, o controlador PI_ω irá garantir o erro de velocidade nulo em regime permanente. Já o filtro $F_{r,\omega}$ irá limitar a derivada do sinal de referência de velocidade, evitando que, em situações transitórias, ocorram elevados valores de corrente na alimentação da máquina. O bloco K_{mr} é definido em (4.97), e representa o fator de conversão do valor de velocidade mecânica (em rpm) para frequência elétrica em (rad/s).

As equações de recorrência para implementação de PI_ω e $F_{r,\omega}$ são apresentadas em (4.98)-(4.101). Os coeficientes foram ajustados para proporcionar uma dinâmica subamortecida e um tempo de resposta de aproximadamente 1,2 s (banda passante em malha fechada de 0,6 Hz), na ocorrência de perturbações do tipo degrau na referência

$\omega_{m,rpm}^*$. As funções de transferência em malha fechada, com relação ao sinal de referência e a perturbação τ_m , são apresentadas nas equações (4.103) e (4.104), originando os diagramas de polos e zeros das Figuras 74(a)-(b).

$$F_{r,\omega}(z) = \frac{g_1 z + g_0}{z + f_0} = \frac{\omega_{r,f}^*[k]}{\omega_r^*[k]} \quad (4.98)$$

$$\omega_{r,f}^*[k] = -f_0 \omega_{r,f}^*[k-1] + g_1 \omega_r^*[k] + g_0 \omega_r^*[k-1] \quad (4.99)$$

$$PI_\omega(z) = \frac{b_1 z + b_0}{z - 1} = \frac{i_{q,m}[k]}{\varepsilon_\omega[k]} \quad (4.100)$$

$$i_{q,m}[k] = i_{q,m}[k-1] + b_1 \varepsilon_\omega[k] + b_0 \varepsilon_\omega[k-1] \quad (4.101)$$

Onde:

$$\begin{aligned} f_0 &= -0.99983940858927 \\ g_1 &= 0 & b_1 &= 0.102 \\ g_0 &= 0.000160591410730326 & b_0 &= -0.101942045454545 \end{aligned} \quad (4.102)$$

$$MF_{\omega^*} = \frac{\hat{\omega}_r}{\hat{\omega}_r^*} = F_{r,\omega} \frac{PI_\omega G_{Iqz}}{1 + PI_\omega G_{Iqz}} \quad (4.103)$$

$$MF_{Tm} = \frac{\hat{\omega}_r}{\hat{\tau}_m} = \frac{G_{Tm} G_{acz}}{1 + PI_\omega G_{Tez} G_{acz}} \quad (4.104)$$

Considerando a malha de controle da Figura 73, apresenta-se na Figura 75 o comportamento de $\omega_{r,rpm}$ e $i_{q,m}$ na ocorrência de perturbações do tipo degrau em torno do ponto de operação ($\Omega_{r,rpm} = 1.500$ rpm,

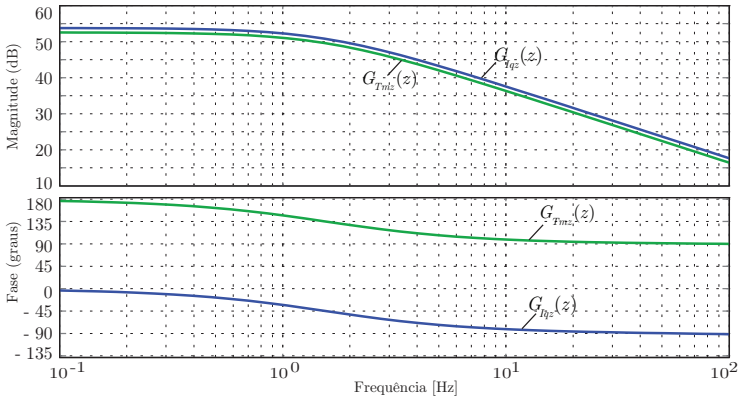


Figura 72 – Resposta em frequência de $G_{Iqz}(z)$ e $G_{Tmz}(z)$.

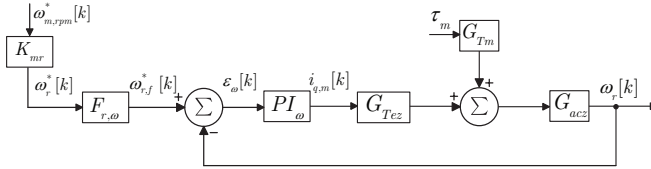


Figura 73 – Malha de controle de velocidade ω_r .

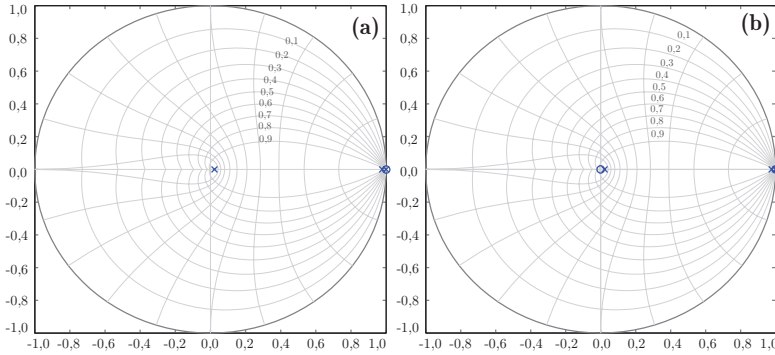


Figura 74 – (a) Diagrama de polos e zeros de malha fechada em relação à referência ω_r^* (MF_{ω^*}); (b) diagrama de polos e zeros de malha fechada em relação à perturbação de τ_m (MF_{Tm}).

$I_{q,m} = 5,19$ A). Foram consideradas perturbações de -150 rpm na velocidade de referência (1) e -1 Nm no torque de carga do eixo da máquina (2). Observa-se que a resposta da malha de controle em relação ao sinal de referência apresenta o comportamento desejado, sendo subamortecida e com um tempo máximo de resposta de 1,2 s. O sobressinal que existe na velocidade do motor na ocorrência de perturbações de torque, não representa um valor expressivo.

4.10 Simulação do Sistema Completo

Utilizando as especificações da Tabela 14 e os parâmetros dos compensadores apresentados nas seções 4.8 e 4.9, realizou-se uma simulação completa do sistema no programa *PSIM*, considerando a estrutura de acionamento em estudo (inversor 5L-CSI e estágio de entrada CC-CC) e um MSIP. A carga mecânica do motor foi implementada utilizando a equação (4.105), que proporciona um torque de 4,5 Nm na

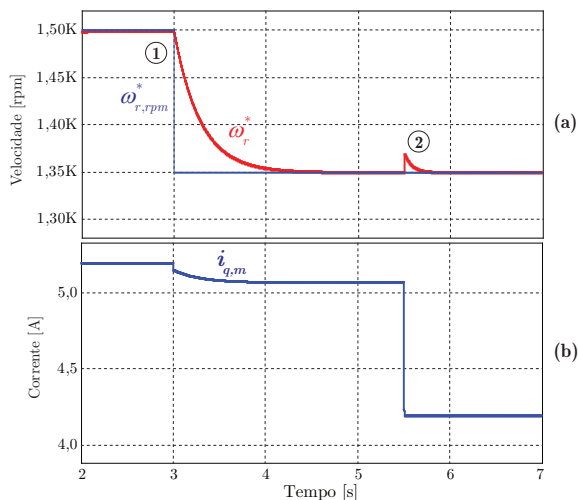


Figura 75 – Resposta da velocidade no motor (a) e da corrente de eixo em quadratura (b) às perturbações do tipo degrau na velocidade de referência (1) e no torque mecânico no eixo da máquina (2).

velocidade de 157,08 rad/s (1.500 rpm).

$$T_m = 28,648 \times 10^{-3} \cdot \omega_m \quad (4.105)$$

Tendo em vista que o resolver do motor fornece os valores de seno e cosseno da posição mecânica do rotor (θ_m), é necessário manipular estes sinais para obter os valores de seno e cosseno da posição das grandezas elétricas (θ_r) no sistema de referência de interesse. Dessa forma, para o caso particular de $N_p = 4$, e utilizando identidades trigonométricas básicas, obtêm-se as expressões (4.106) e (4.107).

$$\sin(\theta_r) = \sin(4\theta_m) = 4 \sin(\theta_m) \cos(\theta_m) [2\cos^2(\theta_m) - 1] \quad (4.106)$$

$$\cos(\theta_r) = \cos(4\theta_m) = (2 [2\cos^2(\theta_m) - 1] [2\cos^2(\theta_m) - 1] - 1) \quad (4.107)$$

Por sua vez, sabendo que $\theta_m = \omega_m t$, e utilizando a derivada dos sinais do resolver, obtêm-se a expressão (4.108) que determina o valor de ω_r para a malha de controle de velocidade.

$$\omega_r = 4 \left\{ \left[\cos(\omega_m t) \cdot \sin(\dot{\omega}_m t) \right] - \left[\sin(\omega_m t) \cdot \cos(\dot{\omega}_m t) \right] \right\} \quad (4.108)$$

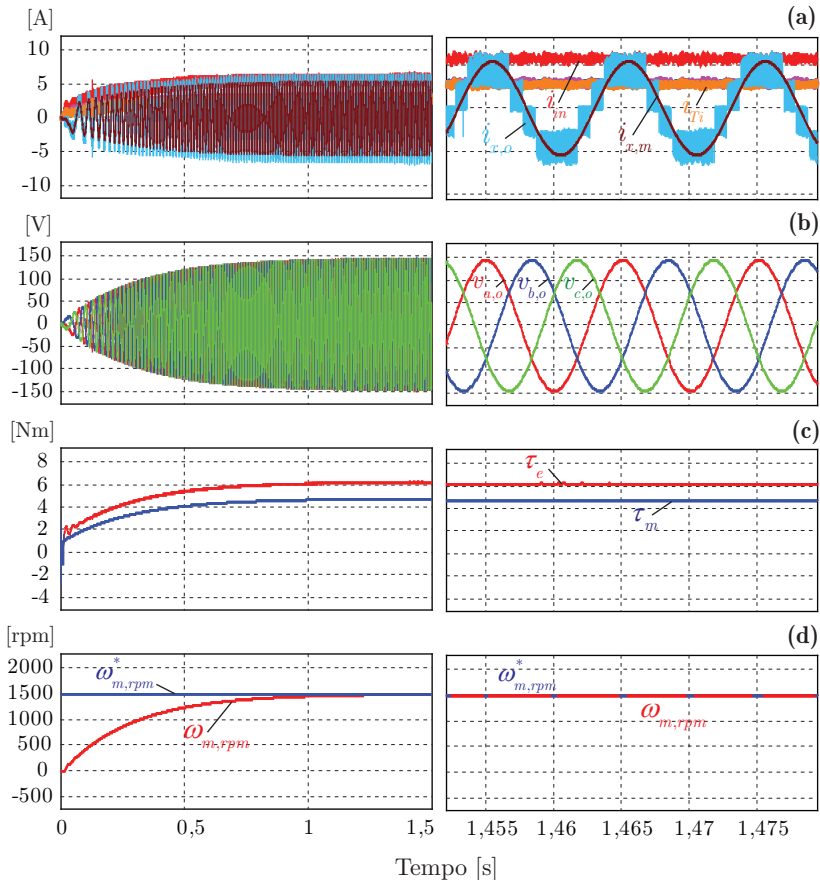


Figura 76 – Simulação do sistema completo durante a etapa de partida do MSIP: (a) Corrente de entrada (i_{in}), nos transformadores de interface (i_{Ti}), na saída do inversor ($i_{x,o}$) e no motor ($i_{x,m}$); (b) tensões de fase ($v_{x,o}$) na saída do inversor; (c) torque eletromagnético (τ_e) e torque mecânico (τ_m) no eixo; (d) velocidade do rotor ($\omega_{m,rpm}$).

Na Figura 76 apresenta-se o comportamento das diversas grandezas do sistema na partida do MSIP. Observa-se na Figura 76(a) a forma de onda da corrente de saída do inversor com 5 níveis ($i_{x,o}$) e a respectiva componente fundamental que é utilizada para alimentar o motor ($i_{x,m}$). A corrente de entrada i_{in} apresenta o valor médio de 5,7 A e está igualmente dividida entre as bobinas dos transformadores de

interfase (i_{Ti}). Na Figura 76(b) são vistas as tensões de fase na saída do inversor, apresentando um formato senoidal com uma componente de alta frequência não significativa (devido ao efeito de filtragem proporcionado pelos capacitores de saída). O torque mecânico de carga (τ_m), gerado segundo a equação (4.105), e o torque eletromagnético do motor (τ_e) são exibidos na Figura 76(c), sendo que em regime τ_e apresenta o valor de 6,2 Nm. Conforme definido para a malha de controle de velocidade, o tempo de resposta ao degrau de perturbação na referência de velocidade ($\omega_{m,rpm}^*$) é da ordem de 1,2 s, de acordo com o apresentado na Figura 76(d).

As formas de onda selecionadas na Figura 76 também são analisadas na Figura 77, considerando a ocorrência de perturbações do tipo degrau em torno do ponto de operação de $\omega_{r,rpm} = 1.000$ rpm. Na Figura 77(a) a velocidade de referência é reduzida em 500 rpm no

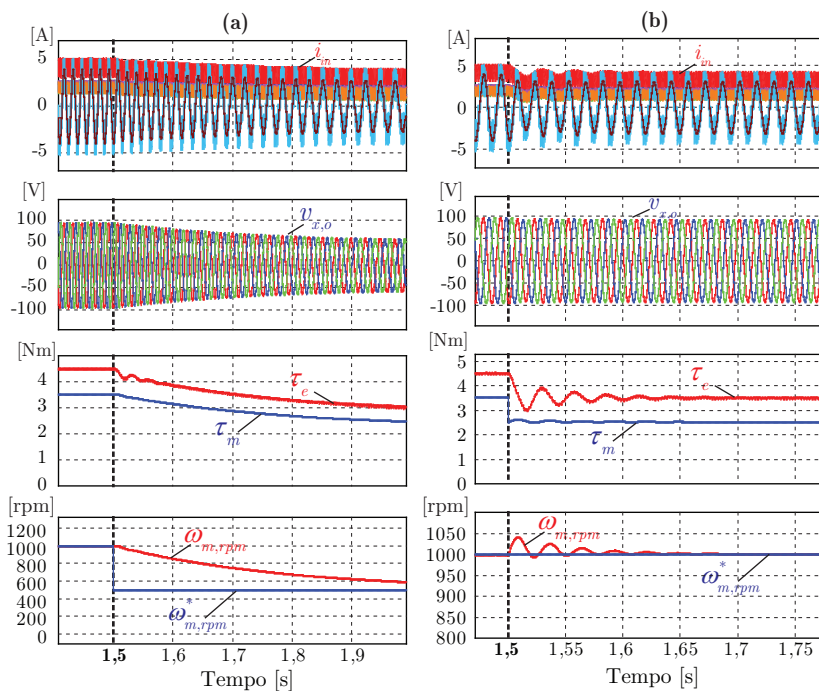


Figura 77 – Simulações do sistema completo em situações de perturbação: (a) degrau de -500 rpm na velocidade de referência; (b) degrau de -1 Nm no torque mecânico de carga.

instante 1,5, resultando em uma resposta subamortecida da velocidade da máquina. Esta dinâmica se reflete no torque de carga e por consequência nas tensões de saída ($v_{x,o}$) e na corrente de entrada (i_{in}). Na Figura 77(b) a velocidade de referência é mantida em 1.000 rpm, porém o torque de carga é reduzido em 1 Nm. Observa-se uma resposta oscilatória na velocidade da máquina, sendo que a malha de controle de velocidade proporciona o retorno ao ponto de equilíbrio após 150 ms.

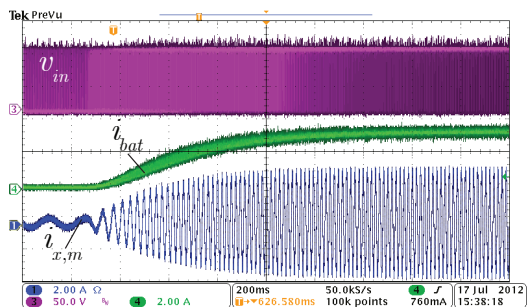
4.11 Resultados Experimentais

4.11.1 Testes com carga resistiva

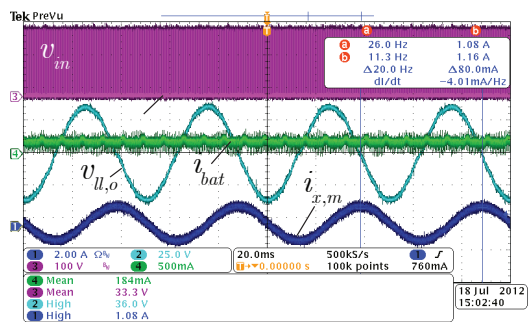
Para avaliar o controle da corrente de entrada, foram realizados testes em bancada utilizando resistores de 21Ω conectados em cada fase de saída do estágio inversor. Dessa forma, os valores de $\sin(\theta_m)$ e $\cos(\theta_m)$ (que seriam fornecidos pelo resolver do motor) foram gerados internamente no DSC, de acordo com a frequência elétrica (ω_r) de interesse. Os valores das variáveis do sistema, atuando em cinco pontos de operação diferentes, foram previamente calculados utilizando as equações apresentadas na Tabela 15. Nestas equações, os parâmetros associados ao MSIP ($L_{q,m}$, $L_{d,m}$, λ_m , etc.) foram considerados nulos, sendo que a corrente de eixo em quadratura (que representa o valor de pico da corrente na carga quando $I_{d,m} = 0$), foi imposta em função de ω_r , conforme a equação (4.109). Os valores de $\Omega_{m,rpm}$, escolhidos para definir os pontos de operação em regime, são apresentados na Tabela 16. Por sua vez, os valores de Ω_r foram calculados empregando a constante definida em (4.97) com $N_p = 4$.

$$i_{q,m} = \hat{I}_{x,m} = 8,7535 \times 10^{-3} \cdot \omega_r \quad (4.109)$$

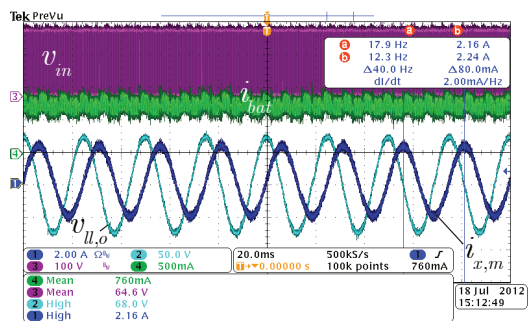
Os valores calculados e medidos experimentalmente são apresentados na Tabela 16, sendo que a análise comparativa dos dados permite encontrar uma grande similaridade entre os resultados, validando o procedimento de cálculo apresentado na Tabela 15. As formas de onda obtidas nos testes são apresentadas na figuras 78 e 79, mostrados os sinais possíveis de serem medidos no protótipo, como a corrente drenada da fonte de alimentação (i_{bat}), a tensão nos terminais de entrada após o estágio CC-CC (v_{in}), a tensão de linha na saída do estágio inversor ($v_{ll,o}$) e a corrente de fase na carga ($i_{x,m}$). Na Figura 78(a) é visto o transitório da corrente i_{bat} na ocorrência da mudança no va-



(a)

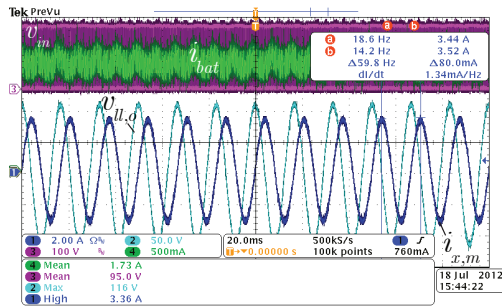


(b)

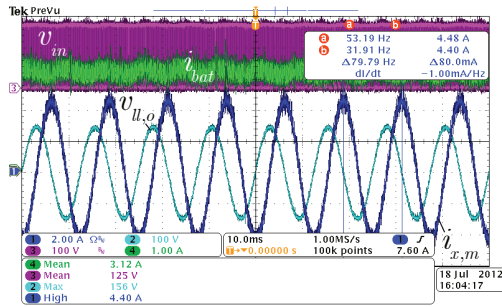


(c)

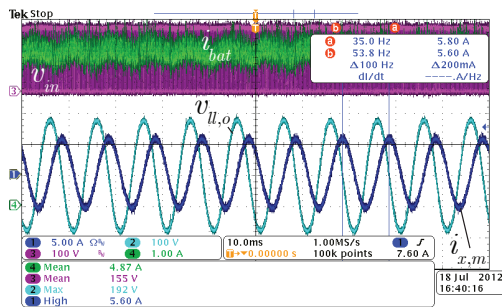
Figura 78 – Formas de onda obtidas experimentalmente com carga resistiva - tensão de entrada (v_{in}), corrente na fonte de alimentação (i_{bat}), corrente em uma das fases da carga ($i_{x,m}$) e tensão de linha de saída ($v_{ll,o}$): (a) transitório de aceleração; (b) $\Omega_r = 20$ Hz ($\Omega_{m,rpm} = 300$ rpm); (c) $\Omega_r = 40$ Hz ($\Omega_{m,rpm} = 600$ rpm).



(a)



(b)



(c)

Figura 79 – Formas de onda obtidas experimentalmente com carga resistiva - tensão de entrada (v_{in}), corrente na fonte de alimentação (i_{bat}), corrente em uma das fases da carga ($i_{x,m}$) e tensão de linha de saída ($v_{ll,o}$): (a) $\Omega_r = 60$ Hz ($\Omega_{m,rpm} = 900$ rpm); (b) $\Omega_r = 80$ Hz ($\Omega_{m,rpm} = 1.200$ rpm); (c) $\Omega_r = 100$ Hz ($\Omega_{m,rpm} = 1.500$ rpm).

lor de referência de ω_r , com um tempo de acomodação superior a 1 s. Esta dinâmica é proporcionada pela limitação da derivada do sinal de referência, existente na malha de controle de velocidade. Posteriormente, na Figura 78(b)-(c) e na Figura 79(a)-(c), observa-se as formas de onda em regime permanente, mostrando a estabilização de i_{bat} para diferentes valores de ω_r , cujo controle é efetuado pela variação do valor médio de v_{in} .

4.11.2 Testes com o MSIP

Os testes com eletrônica de acionamento conectada a um MSIP foram realizados com os dispositivos mostrados na Figura 80. As conexões existentes entre os elementos que compõem o sistema de testes estão representadas na Figura 65. Foram utilizados resistores ($R_{l,g}$) de 4Ω , conectados aos terminais do GSIP, ocasionando um torque mecânico no eixo proporcional à velocidade do MSIP.

Nas figuras 81 e 82 são apresentadas as formas de onda obtidas, considerando velocidades mecânicas de 300-900 rpm. Nestes casos utilizou-se apenas a malha de controle da corrente de entrada, sendo que os valores de velocidade do eixo foram alcançados selecionando valores pré-determinados da corrente de quadratura no motor. Observa-se nas figuras 81 e 82 que, nos quatro casos selecionados, foi possível controlar a corrente de entrada e manter o funcionamento do MSIP.

Entretanto, constatou-se a existência de imperfeições nas aquisições dos sinais do resolver, de acordo com a Figura 83(a). Estas imperfeições ocasionaram uma elevada distorção nos sinais de seno e cosseno de θ_r , os quais são calculados pelo DSC utilizando as equações

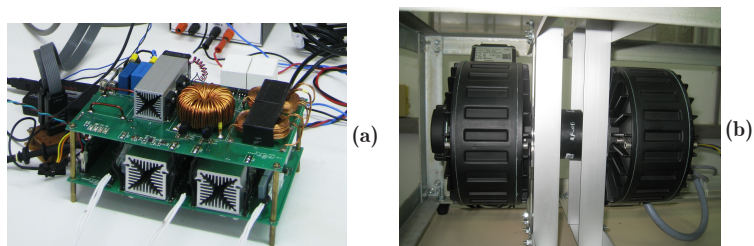


Figura 80 – Dispositivos utilizados nos testes em bancada, sendo: (a) protótipo do sistema de acionamento (estágio de entrada CC-CC e estágio inversor 5L-CSI); (b) MSIP e GSIP acoplados.

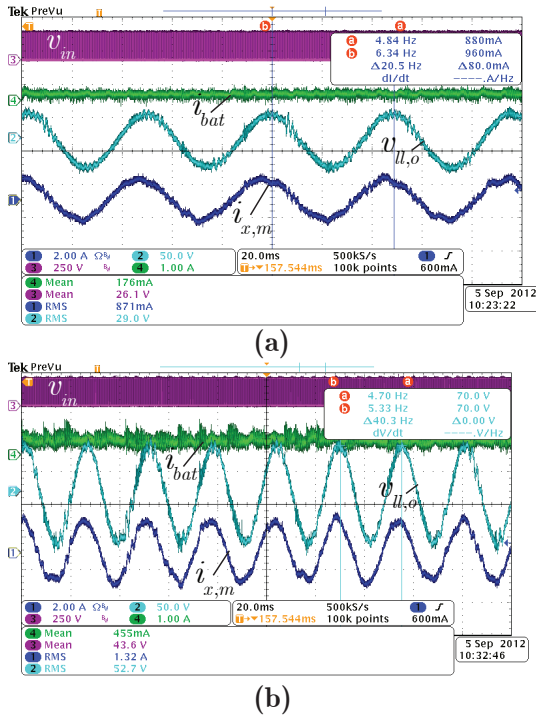
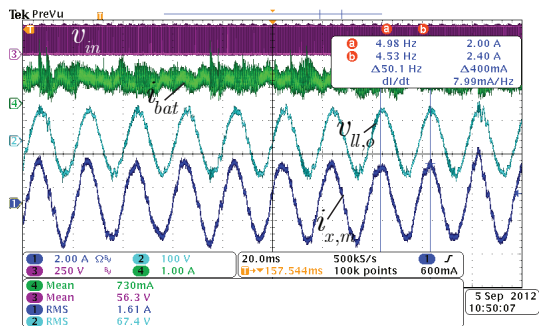


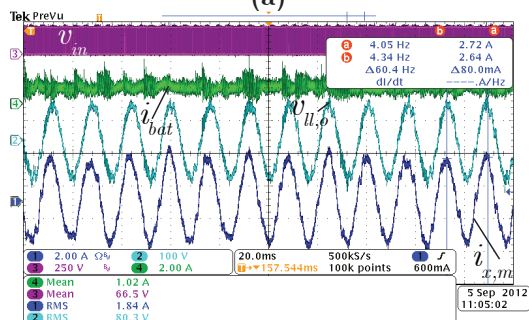
Figura 81 – Formas de onda obtidas experimentalmente com o MSIP - tensão de entrada (v_{in}), corrente na fonte de alimentação (i_{bat}), corrente em uma das fases da carga ($i_{x,m}$) e tensão de linha de saída ($v_{ll,o}$): (a) $\Omega_r = 20$ Hz ($\Omega_{m,rpm} = 300$ rpm); (b) $\Omega_r = 40$ Hz ($\Omega_{m,rpm} = 600$ rpm).

(4.106)-(4.107), estando representados na Figura 83(b). Como estes sinais de posição são utilizados para modular o 5L-CSI, as distorções existentes refletem-se nas correntes de saída do inversor, conforme pode ser observado nas formas de onda de $i_{x,m}$ presentes nas figuras 81 e 82.

Por sua vez, os mapeamentos errôneos do vetor de referência de corrente no espaço vetorial implicam em descontinuidades no processo de modulação, que ocasionam picos na corrente de entrada i_{in} que não são compensados pela malha de controle de corrente. Dessa forma, as imperfeições existentes no sensoriamento de posição da máquina impediram a aquisição de formas de onda para velocidades acima de 900



(a)



(b)

Figura 82 – Formas de onda obtidas experimentalmente com o MSIP - tensão de entrada (v_{in}), corrente na fonte de alimentação (i_{bat}), corrente em uma das fases da carga ($i_{x,m}$) e tensão de linha de saída ($v_{ll,o}$): (a) $\Omega_r = 50$ Hz ($\Omega_{m,rpm} = 750$ rpm); (b) $\Omega_r = 60$ Hz ($\Omega_{m,rpm} = 900$ rpm).

rpm, devido a atuação da proteção de sobrecorrente em i_{in} . Assim, ainda são necessários ajustes no sistema de sensoriamento de posição do motor (e conseqüente determinação da rotação mecânica), para a implementação prática da malha de controle de velocidade, além de melhorias na programação do DSC responsável pelo processo de modulação vetorial. Para a obtenção de medidas elétricas confiáveis dos parâmetros do sistema, também seria necessário aprimorar a bancada de testes, adicionando um sensor que permita a medição do torque mecânico real aplicado ao eixo de conexão entre as máquinas.

Tabela 16 – Resultados experimentais com carga resistiva.

Ω_m [rpm]	Valores calculados					
	I_{bat} [A]	V_{in} [V]	D_{in}	Ω_r [Hz]	$\hat{I}_{x,m}$ [A]	$\hat{V}_{x,o}$ [V]
300	0,19	31,17	0,1559	20,00	1,10	40,01
600	0,76	62,28	0,3114	40,00	2,20	80,02
900	1,72	93,26	0,4663	60,00	3,30	120,03
1.200	3,05	124,05	0,6203	80,00	4,40	160,04
1.500	4,76	154,58	0,7729	100,00	5,50	200,05
Valores medidos						
300	0,18	33,3	0,1665	20,0	1,08	36,0
600	0,76	64,6	0,3230	40,0	2,16	68,0
900	1,73	95,0	0,4750	59,8	3,36	116,0
1.200	3,12	125,0	0,6250	79,8	4,40	156,0
1.500	4,87	155,0	0,7750	100,0	5,60	192,0

4.12 Conclusões

A planta da corrente de entrada, utilizada na seção 4.8, foi obtida através do circuito elétrico equivalente apresentado na Figura 63. Com este modelo foi possível a elaboração de uma malha de controle clássica, baseada na determinação da função de transferência da planta, seguido pelo ajuste dos parâmetros do compensador. Contudo, poderiam ser avaliados métodos de controle não linear [93] ou a determinação de leis de controle obtidas através do modelo em espaço de estados apresentado em (4.40). Devido à complexidade do sistema, que apresenta diversos acoplamentos entre variáveis elétricas e mecânicas, acredita-se

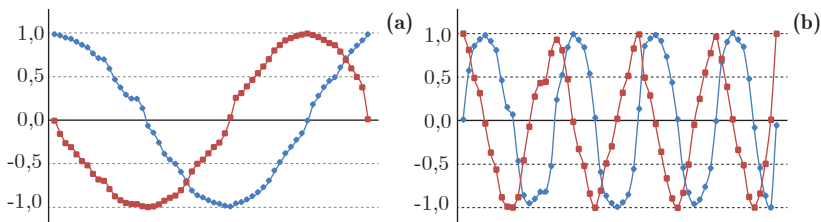


Figura 83 – (a) Sinais de seno e cosseno da posição mecânica do rotor (θ_m), fornecidos pelo resolver; (b) sinais de seno e cosseno para o sistema de referências (θ_r), calculados com as equações (4.106) e (4.107).

que o uso de técnicas de controle em espaço de estados [94–96], seria mais vantajoso que a abordagem de controle clássico utilizada neste trabalho. Dessa forma, poderia se pensar em aprimorar o modelo apresentado em (4.40), adicionando as características da bateria (resistência e indutância em série), um capacitor de entrada (C_{in}), responsável por evitar a circulação de componentes de alta frequência pela bateria e a característica dinâmica de torque/velocidade da carga.

Observou-se também que as descontinuidades no processo de modulação do inversor afetam o pleno funcionamento da malha de controle de corrente. Estas descontinuidades são ocasionadas pela distorção existente nos sinais de posição fornecidos pelo resolver e pelas imperfeições no processo de modulação do vetor de referência (troca de vetores nas transições entre setores, tempo mínimo de atuação dos vetores, etc). No caso dos sinais do resolver, a implementação de um PLL (*Phase Locked Loop*) [85] poderia contribuir para reduzir a distorção nos sinais de posição, melhorando a forma de onda da corrente de saída e viabilizando a implementação da malha de controle de velocidade da máquina. Por sua vez, a utilização de um FPGA (*Field Programmable Gate Array*) permitiria melhorar a técnica de modulação vetorial, ou, se mantido o DSC, utilizar uma técnica de modulação baseada em sinais portador/modulador conforme a Seção 2.4.2.

5 Estudo de Perdas Elétricas

A determinação das perdas e do rendimento de um sistema de acionamento elétrico é de fundamental importância na escolha do tipo de inversor e de motor que serão empregados na aplicação desejada. Além disso, quando o sistema de acionamento será utilizado em aplicações embarcadas, o conhecimento das perdas elétricas permite o correto dimensionamento do banco de baterias, em função da autonomia esperada para o sistema. Dessa forma, apresenta-se neste capítulo um estudo analítico das perdas em um sistema de acionamento elétrico de 12 kW, considerando um motor síncrono a ímãs permanentes (MSIP) e o inversor cinco níveis em corrente (5L-CSI) abordado nos capítulos anteriores. O foco deste estudo será avaliar a viabilidade do uso do 5L-CSI em um sistema de propulsão elétrica para embarcações de pequeno porte, utilizando um banco de baterias de baixa tensão (96 V). A implementação física do protótipo, bem como a obtenção dos resultados experimentais, correspondem à atividades em desenvolvimento e não serão apresentadas neste trabalho.

5.1 Aplicação em Embarcações Elétricas

O uso de sistemas elétricos de propulsão nos meios de transporte representa uma alternativa para a redução da poluição ambiental e na melhoria da qualidade de vida das pessoas. Apesar de grande parte das embarcações de pequeno porte serem equipadas com motores a combustíveis fósseis, as pesquisas de mobilidade sustentável têm introduzido novos conceitos para os sistemas de propulsão embarcados [97–99]. Atualmente, os modernos sistemas elétricos de propulsão visam reduzir as perdas, a fim de utilizar fontes alternativas de energia, armazenadas em baterias ou em cilindros de hidrogênio. Além disso, em publicações recentes, tem sido considerado o uso de MSIP submersos [97, 100], aproveitando a água para refrigerar o motor e com isso aumentar a densidade de potência da máquina e o espaço disponível dentro da embarcação. Contudo, neste estudo será considerada a proposta representada na Figura 84, onde a carcaça de um motor de popa de 25 hp será utilizada para abrigar um MSIP de alta rotação (5.500 rpm) e o seu respectivo sistema de acionamento baseado em um 5L-CSI de 12 kW [101]. A carga mecânica do propulsor será modelada de maneira simplificada através da equação (5.1) [102, 103], devido a ausência de maiores informações sobre as características hidrodinâmicas do casco e do propulsor da embarcação. Neste modelo, será considerado o torque de 20,8 Nm na velocidade máxima de 5.500 rpm (575,96 rad/s).

$$T_m = 62,822 \times 10^{-6} \omega_m^2 \quad (5.1)$$

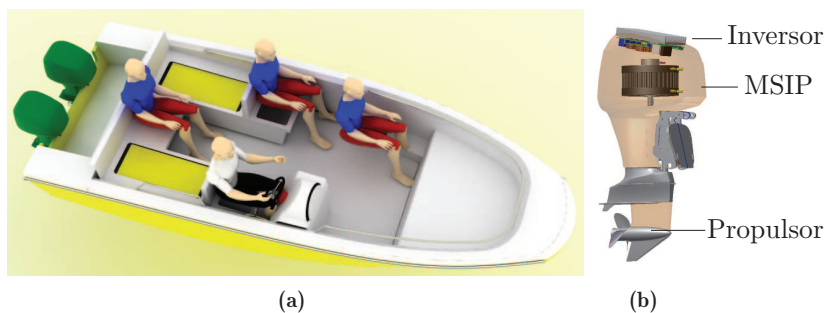


Figura 84 – (a) Representação de uma embarcação de 16 pés. (b) Motor de popa para barcos (2 tempos, 25 hp), empregado um MSIP e um sistema eletrônico de acionamento.

5.2 Perdas no MSIP

Devido a alta densidade de potência proporcionada pelo uso de imãs de terras raras, os MSIP representam a opção mais atrativa para aplicações embarcadas, seja em automóveis ou embarcações elétricas.

Para determinar as perdas elétricas no MSIP, é necessário conhecer os parâmetros físicos da máquina, relacionadas ao cobre das bobinas e ao ferro do estator e do rotor, além dos pontos de operação em regime permanente, os quais estão associados a característica de torque/velocidade da carga mecânica no eixo.

O levantamento dos parâmetros físicos do MSIP pode ser realizado através de um procedimento otimizado de cálculo, baseado em equações analíticas simplificadas, conforme visto no Apêndice C. Este procedimento é válido para o projeto de um MSIP com bobinagem concentrada, fornecendo uma estimativa razoável dos volumes de cobre, ferro e imãs, necessários para atender um determinado conjunto de especificações de torque, volume e perdas no motor [104].

As perdas no MSIP são divididas em perdas no cobre (P_{Cu}) e perdas no ferro (P_{Fe}). As perdas no cobre são simples de serem calculadas, bastando conhecer a resistência das bobinas e a corrente eficaz nas fases do estator no ponto de operação analisado. Por outro lado, as perdas no ferro são mais complexas de serem calculadas, pois são divididas em perdas por histerese, perdas por correntes de Foucault e perdas excedentes, estando relacionadas a fenômenos físicos distintos. Assim, para determinar as perdas no ferro, é necessário o uso de programas de cálculo de campos eletromagnéticos pelo método de elementos finitos e do conhecimento prévio das características de perdas das lâminas de ferro utilizadas no estator e no rotor da máquina.

Considerando o modelo da característica de carga apresentado na equação (5.1), apresenta-se na Figura 105 a distribuição das perdas no cobre e no ferro para cinco pontos de operação do projeto preliminar de MSIP proposto no Apêndice C. Observa-se que o rendimento elétrico estimado no ponto de operação nominal (5.500 rpm) é de aproximadamente 97%.

5.3 Perdas no Conversor

Para a aplicação proposta, foi projetado um conversor eletrônico de 12 kW, conforme a estrutura de potência apresentada na Figura 85. Assim como estudado anteriormente, foi considerada uma estrutura

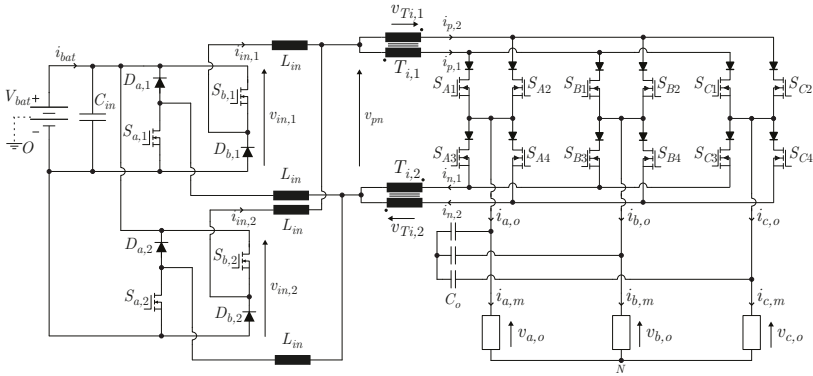


Figura 85 – Estrutura de potência do conversor eletrônico que será considerada no cálculo de perdas.

Tabela 17 – Especificações de projeto do conversor eletrônico.

Parâmetro	Valor
Tensão da bateria (V_{bat})	96 V
Índice de modulação (M_i)	0,94
Indutores de entrada (L_{in})	10 μ H
Transformadores de interfase (T_i)	500 μ H
Capacitor de entrada (C_{in})	90 μ F
Capacitores de saída (C_o)	30 μ F
Frequência de comutação ($f_{sw,in}$ e $f_{sw,out}$)	22 kHz
Frequência fundamental de saída ($f_{o,max}$)	367 Hz

formada por um estágio de entrada CC-CC para controlar a fonte de corrente e um estágio inversor cinco níveis em corrente para controlar o MSIP. As especificações utilizadas são apresentadas na Tabela 17, sendo que devido à aplicação embarcada, limitou-se a tensão da bateria em 96 V (120 V durante o processo de recarga) para a maior segurança dos usuários da embarcação. Dessa forma, a corrente fornecida pela bateria apresenta um valor da ordem de 130 A, implicando em dividir o estágio de entrada em dois circuitos, como é visto na Figura 85. Com isso, é possível utilizar interruptores com menor capacidade de corrente, capazes de comutar com frequências elevadas (superior a 20 kHz), além de distribuir as perdas dos interruptores em uma área maior de dissipação. Tanto no estágio de entrada como no estágio inversor serão utilizados diodos do tipo Schottky (DSSK60-02A / 60 A / 200 V) e MOSFETs (IXFH150N17T / 75 A / 175 V) produzidos pela IXYS.

Utilizando os parâmetros do MSIP apresentado no Apêndice C, as especificações do conversor da Tabela 17, a técnica de modulação vetorial proposta no Capítulo 3, o método de controle do Capítulo 4 e o modelo de carga descrito pela equação (5.1), foram realizadas simulações para verificar a funcionalidade do sistema de acionamento elétrico. As formas de onda e os resultados de simulação para o ponto de máxima potência são apresentados na Figura 86 e na Tabela 18.

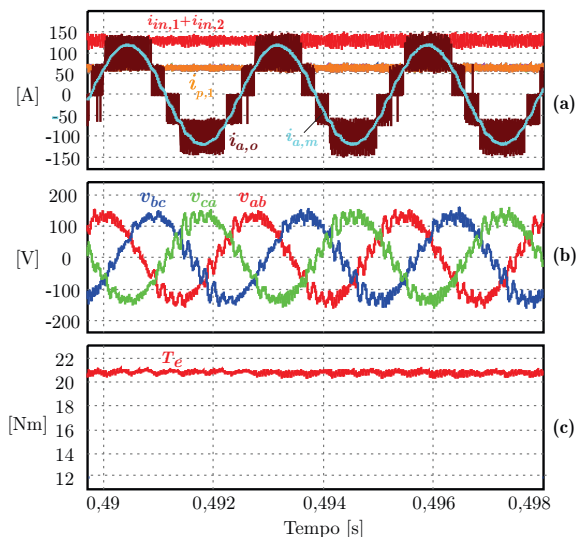


Figura 86 – Formas de onda de simulação do circuito de potência (@5.500 rpm, 20,8 Nm, 12 kW): (a) correntes de entrada ($i_{in,1} + i_{in,2}$), nos transformadores de interfase ($i_{p,1}$), na saída ($i_{o,A}$) e no motor ($i_{m,A}$); (b) tensões de linha de saída; (c) torque eletromagnético (T_e).

Tabela 18 – Resultados de simulação (@5.500 rpm, 20,8 Nm, 12 kW).

Parâmetro	Valor
Valor médio da corrente de entrada	130,4 A
Valor eficaz da corrente de fase de saída	88,2 A
Valor eficaz da corrente de fase no motor	83,6 A
Valor eficaz da tensão de linha de saída	97,0 V
Valor eficaz da tensão de modo comum	17,4 V
THD da corrente de fase no motor	2,4 %
THD da tensão de linha de saída	15,0 %
Valor médio do torque eletromagnético gerado	20,8 Nm

5.3.1 Cálculo de perdas por condução

O cálculo das perdas por condução inicia com a determinação das características de condução dos interruptores de potência, sendo representada nos diodos pela função $v_{fd}(i_{fd}, T_j)$ de queda de tensão em condução direta, e nos MOSFETs pela função $r_{ds,on}(i_d, T_j)$ de resistência de condução, que são dependentes da corrente conduzida e da temperatura de junção (T_j) destes componentes. No catálogo dos componentes foram obtidos diferentes pontos de operação, considerando os valores mínimo e máximo de temperatura de junção iguais a $T_{j,\min} = 25^\circ\text{C}$ e $T_{j,\max} = 125^\circ\text{C}$, respectivamente. Através de aproximações quadráticas do tipo $v(i) = a_2i^2 + a_1i + a_0$, foram obtidas as equações que descrevem o comportamento da queda de tensão e da resistência de condução nos componentes, conforme visto na Figura 87. Observa-se nesta figura que a queda de tensão nos diodos cresce com o aumento da corrente conduzida, mas decresce com o aumento da temperatura de junção. Por outro lado, a resistência de condução dos MOSFETs se mantém praticamente constante em função da corrente conduzida (até o valor de 120 A), mas é fortemente afetada pela temperatura de junção. Assim, as perdas por condução serão calculadas para as curvas com $T_{j,\min} = 25^\circ\text{C}$ e $T_{j,\max} = 125^\circ\text{C}$, assumindo o valor médio entre elas (o que representa uma aproximação razoável das perdas com $T_j = 75^\circ\text{C}$).

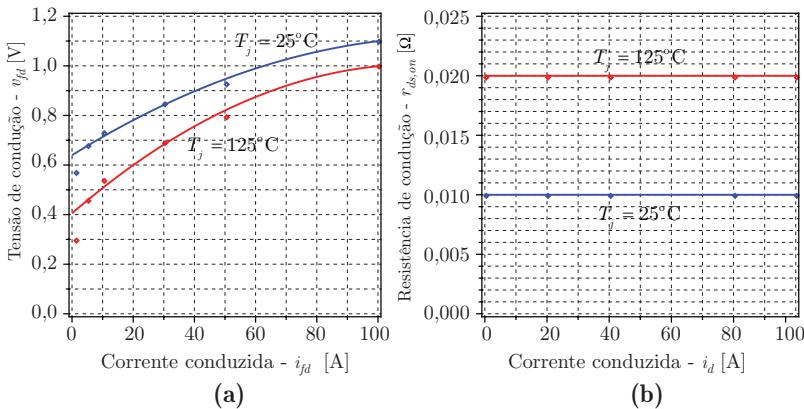


Figura 87 – (a) Comportamento da tensão de condução - v_{fd} do diodo (DSSK60-02A) e (b) da resistência de condução - $r_{ds,on}$ do MOSFET (IXFH150N17T) em função da corrente conduzida e T_j .

Considerando que a corrente I_{in} é igualmente dividida entre os dois circuitos que compõem o estágio de entrada, e lembrando que este estágio é modulado conforme foi apresentado na Seção 4.3.1, o valor médio da corrente nos MOSFETs ($I_{Sm,n}$) e nos diodos ($I_{Dm,n}$) é calculado respectivamente pelas equações (5.2) e (5.3), onde $m \in \{a, b\}$, $n \in \{1, 2\}$ e $D_{in,n}$ representa a razão cíclica do estágio de entrada (que será idealmente a mesma para ambos os circuitos). Por sua vez, as perdas por condução nos MOSFETs ($P_{S,in}^{Cd}$) e nos diodos ($P_{D,in}^{Cd}$) do estágio de entrada são obtidas a partir das equações (5.5) e (5.7).

$$I_{Sm,n} = \frac{I_{in}}{2} D_{Sm,n} = \frac{I_{in}}{2} \left(\frac{1 + D_{in,n}}{2} \right) \quad (5.2)$$

$$I_{Dm,n} = \frac{I_{in}}{2} D_{Dm,n} = \frac{I_{in}}{2} \left(\frac{1 - D_{in,n}}{2} \right) \quad (5.3)$$

$$P_{S,in}^{Cd} = r_{ds,on}(i_d, T_j) \cdot \left(I_d^{ef} \right)^2 \quad (5.4)$$

$$P_{S,in}^{Cd} = r_{ds,on} \left(\frac{I_{in}}{2}, T_j \right) \cdot \left[\frac{I_{in}}{2} \sqrt{D_{Sm,n}} \right]^2 = r_{ds,on} \left(\frac{I_{in}}{2}, T_j \right) \cdot \frac{I_{in}}{2} I_{Sm,n} \quad (5.5)$$

$$P_{D,in}^{Cd} = v_{fd}(i_{fd}, T_j) \cdot i_{fd} \cdot D_{Dm,n} \quad (5.6)$$

$$P_{D,in}^{Cd} = v_{fd} \left(\frac{I_{in}}{2}, T_j \right) \cdot \frac{I_{in}}{2} \cdot D_{Dm,n} = v_{fd} \left(\frac{I_{in}}{2}, T_j \right) \cdot I_{Dm,n} \quad (5.7)$$

Para o cálculo das perdas por condução nos semicondutores do estágio inversor, será considerada a perda gerada pela forma de onda dos valores médios quase instantâneos de corrente no interruptor S_{A1} ($\langle i_{SA1}(\theta_s) \rangle$) e posteriormente multiplicada pelo número total de interruptores (doze). A forma de onda de $\langle i_{SA1}(\theta_s) \rangle$ está representada na Figura 88, sendo obtida a partir da equação (5.8). A função de razão cíclica $d_{SA1}(\theta_s)$ é descrita na Tabela 19, onde são consideradas as razões cíclicas de amostragem dos vetores empregados no processo de modulação vetorial (d_a, d_b, d_c), de acordo com o sextante (S) e a região (R) do vetor de referência (i^*) [80]. Assim, através das equações (5.11) e (5.14) calculam-se respectivamente as perdas por condução nos MOSFETs ($P_{S,out}^{Cd}$) e nos diodos ($P_{D,out}^{Cd}$) dos estágio inversor.

$$\langle i_{SA1}(\theta_s) \rangle = \frac{I_{in}}{2} d_{SA1}(\theta_s) \quad (5.8)$$

$$P_{S,out}^{Cd} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} r_{ds,on}(I_{SA1}, T_j) \cdot (I_{SA1}^{ef})^2 d\theta_s \quad (5.9)$$

$$P_{S,out}^{Cd} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} r_{ds,on} \left(\frac{I_{in}}{2}, T_j \right) \cdot \left[\frac{I_{in}}{2} \sqrt{d_{SA1}(\theta_s)} \right]^2 d\theta_s \quad (5.10)$$

$$P_{S,out}^{Cd} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} r_{ds,on} \left(\frac{I_{in}}{2}, T_j \right) \cdot \frac{I_{in}}{2} \cdot \langle i_{SA1}(\theta_s) \rangle d\theta_s \quad (5.11)$$

$$P_{D,out}^{Cd} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{fd}(I_{SA1}, T_j) \cdot I_{SA1} \cdot d_{SA1}(\theta_s) d\theta_s \quad (5.12)$$

$$P_{D,out}^{Cd} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{fd} \left(\frac{I_{in}}{2}, T_j \right) \cdot \frac{I_{in}}{2} \cdot d_{SA1}(\theta_s) d\theta_s \quad (5.13)$$

$$P_{D,out}^{Cd} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{fd} \left(\frac{I_{in}}{2}, T_j \right) \cdot \langle i_{SA1}(\theta_s) \rangle d\theta_s \quad (5.14)$$

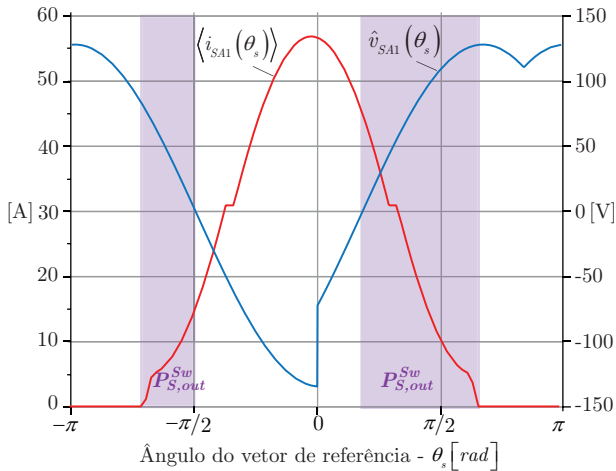


Figura 88 – Formas de onda no interruptor S_{A1} dos valores médios quase instantâneos de corrente - $\langle i_{SA1}(\theta_s) \rangle$ e dos valores máximos de tensão de comutação - $\hat{v}_{SA1}(\theta_s)$ (@5.500 rpm, 20,8 Nm). $P_{S,out}^{Sw}$ representa os intervalos onde idealmente ocorrem perdas por comutação no estágio inversor.

5.3.2 Cálculo de perdas por comutação

As perdas por comutação estão associadas à energia acumulada nas capacitâncias e indutâncias parasitas do circuito, presentes nos diodos, interruptores controlados e na placa de circuito impresso (PCI). Estes parâmetros são influenciados pela temperatura de junção dos semicondutores, pela tensão e pela corrente do processo de comutação e pelo *layout* da PCI. Além disso, os circuitos de acionamento (*drivers*) interferem nas perdas por comutação geradas, pois afetam os tempos de entrada em condução e bloqueio dos interruptores.

Tabela 19 – Funções de razão cíclica ($d_{SA1}(\theta_s)$) e de valores máximos de tensão de comutação ($\hat{v}_{SA1}(\theta_s)$) para o interruptor de S_{A1} , proporcionadas pela modulação vetorial para o 5L-CSI em cada sextante (S) e região (R) de posicionamento do vetor de referência.

S	R	Razão cíclica	Tensão de comutação
1	I	$d_{SA1} = d_a/2 + d_b/2$	$\hat{v}_{SA1} = \max(v_{ca} , v_{ba})$
	II	$d_{SA1} = d_a/2 + d_b/2 + d_c$	$\hat{v}_{SA1} = \max(v_{ca} , v_{ba})$
	III	$d_{SA1} = d_a + d_b + d_c/2$	$\hat{v}_{SA1} = v_{ca}$
	IV	$d_{SA1} = d_a + d_b + d_c/2$	$\hat{v}_{SA1} = v_{ba}$
2	I	$d_{SA1} = d_a/2 + d_b/2 + d_c/2$	$\hat{v}_{SA1} = v_{ba}$
	II	$d_{SA1} = d_a/2 + d_b/2 + d_c/2$	
	III	$d_{SA1} = d_a + d_b/2 + d_c/2$	
	IV	$d_{SA1} = d_a/2 + d_c/2$	
3	I	$d_{SA1} = d_a/2 + d_c/2$	$\hat{v}_{SA1} = \max(v_{ca} , v_{ba})$
	II	$d_{SA1} = d_b/2$	$\hat{v}_{SA1} = \max(v_{ca} , v_{ba})$
	III	$d_{SA1} = d_c/2$	$\hat{v}_{SA1} = v_{ba}$
	IV	$d_{SA1} = 0$	$\hat{v}_{SA1} = \max(v_{ca} , v_{ba})$
4	-	$d_{SA1} = 0$	$\hat{v}_{SA1} = \max(v_{ca} , v_{ba})$
5	I	$d_{SA1} = d_b/2 + d_c/2$	$\hat{v}_{SA1} = \max(v_{ca} , v_{ba})$
	II	$d_{SA1} = d_a/2$	$\hat{v}_{SA1} = \max(v_{ca} , v_{ba})$
	III	$d_{SA1} = 0$	$\hat{v}_{SA1} = \max(v_{ca} , v_{ba})$
	IV	$d_{SA1} = d_c/2$	$\hat{v}_{SA1} = v_{ca}$
6	I	$d_{SA1} = d_a/2 + d_b/2 + d_c/2$	$\hat{v}_{SA1} = v_{ca}$
	II	$d_{SA1} = d_a/2 + d_b/2 + d_c/2$	
	III	$d_{SA1} = d_b/2 + d_c/2$	
	IV	$d_{SA1} = d_a/2 + d_b + d_c/2$	

Tipicamente, os catálogos de IGBTs apresentam curvas de energia de entrada em condução (E_{on}) e de bloqueio (E_{off}) para determinadas combinações paramétricas (temperatura de junção, resistência de *gate*, corrente e tensão de comutação). Por outro lado, os fabricantes de MOSFETs não fornecem estas informações para os seus produtos. Devido a isto, será utilizado um procedimento analítico para a estimação das energias de comutação envolvidas, utilizando os parâmetros disponíveis nos catálogos dos componentes e as propostas apresentadas em [105, 106]. Este procedimento consiste em calcular as energias de comutação a partir da integração da curva de potência instantânea no interruptor, durante o tempo de comutação utilizado, conforme representado na Figura 89. Por simplicidade, o processo de integração será aproximado através do cálculo da área de uma região triangular ($A = b \cdot h/2$), onde b corresponde ao tempo de comutação e h o valor de pico de potência de comutação ($v_{ds} \cdot i_d$).

O tempo de entrada em condução do MOSFET (t_{on}) é determinado por (5.15), onde t_{ri} corresponde ao tempo de subida da corrente e t_{fu} o tempo de descida da tensão durante o processo de comutação. O valor de t_{ri} é definido no catálogo do componente como *rise time* (t_r), sendo normalmente apresentado para uma condição paramétrica extrema (pior caso), onde é considerado o valor máximo de corrente suportado pelo interruptor. Por sua vez, o parâmetro t_{fu} é calculado através da soma dos tempos $t_{fu,1}$ e $t_{fu,2}$, definidos em (5.16) e (5.17), envolvendo a tensão de comutação (v_{ds}), a corrente de *gate* ($i_{g,on}$) e a capacitância entre *gate* e dreno do MOSFET (C_{gd}) (também identificada nos catálogos como capacitância de transferência - C_{rss}).

$$t_{on} = t_{ri} + t_{fu} \quad ; \quad t_{fu} = t_{fu,1} + t_{fu,2} \quad (5.15)$$

Durante o processo de comutação, o valor de C_{gd} varia, pois depende da tensão v_{ds} . Assim, $t_{fu,1}$ e $t_{fu,2}$ empregam $C_{gd,1} = C_{gd}(V_{ds})$ e $C_{gd,2} = C_{gd}(R_{ds,on} \cdot I_{d,on})$. Os valores de $C_{gd}(v_{ds})$ são encontrados na curva de C_{rss} em função da tensão, disponível no catálogo do MOSFET. No caso de $i_{g,on}$, esta corrente dependerá da resistência e da tensão de *gate* oriundas do circuito de *driver* (R_g e $V_{drv,on}$ respectivamente), além da tensão de grampeamento do *gate* ($V_{gs,grp}$), ocasionada pelo efeito Miller, limitando a corrente de ativação do interruptor durante t_{fu} .

$$t_{fu,1} = \frac{v_{ds}}{i_{g,on}} C_{gd,1} = (V_{ds} - R_{ds,on} I_{d,on}) R_g \frac{C_{gd,1}}{(V_{drv,on} - V_{gs,grp})} \quad (5.16)$$

$$t_{fu,2} = \frac{v_{ds}}{i_{g,on}} C_{gd,2} = (V_{ds} - R_{ds,on} I_{d,on}) R_g \frac{C_{gd,2}}{(V_{drv,on} - V_{gs,grp})} \quad (5.17)$$

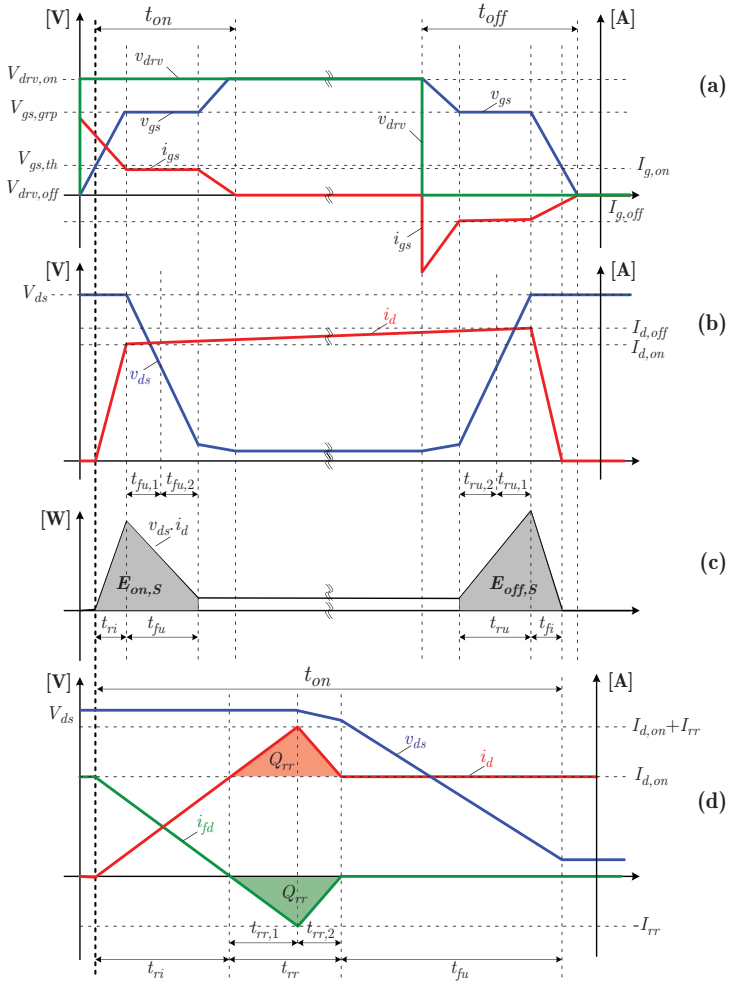


Figura 89 – Formas de onda durante o processo de comutação: (a) tensão gerada pelo driver (v_{drv}), tensão e corrente de gate (v_{gs} e i_{gs} respectivamente); (b) tensão (v_{ds}) e corrente (i_d) no interruptor durante a comutação; (c) representação das áreas utilizadas para cálculo das energias de comutação; (d) detalhe do processo de entrada em condução do interruptor durante t_{on} , representando a energia de comutação extra ocasionada pela corrente de recuperação do diodo.

A energia de entrada em condução do interruptor ($E_{on,S}$) é então obtida na equação (5.18), onde V_{ds} é a tensão entre dreno e *source* existente enquanto o interruptor estava bloqueado, $I_{d,on}$ é a corrente no interruptor logo após a entrada em condução, t_{on} é o valor do tempo de comutação calculado anteriormente e o fator $1/2$ é referente a aproximação triangular da área que representa a energia de comutação. O termo $Q_{rr} \cdot V_{ds}$ corresponde à energia extra, ocasionada pela corrente de recuperação reversa de um diodo que possa ter sido bloqueado pela entrada em condução do interruptor.

$$E_{on,S} = \int_0^{t_{ri}+t_{fu}} v_{ds}(t) \cdot i_d(t) dt \approx \frac{V_{ds} \cdot I_{d,on} \cdot (t_{ri} + t_{fu})}{2} + (Q_{rr} \cdot V_{ds}) \quad (5.18)$$

Para determinar a energia de bloqueio do interruptor utiliza-se um processo semelhante, considerando neste caso que o tempo de bloqueio (t_{off}) é composto pelo tempo de subida da tensão (t_{ru}) mais o tempo de descida da corrente (t_{fi}) (identificada no catálogo do componente como *fall time* - t_f). O valor de t_{ru} é calculado pela soma dos tempos $t_{ru,1}$ e $t_{ru,2}$ definidos em (5.20) e (5.21). O sinal negativo das expressões é devido a corrente de *gate* estar sendo extraída do componente, e será eliminado posteriormente devido ao valor de $V_{drv,off}$ ser nulo ou negativo.

$$t_{off} = t_{ru} + t_{fi} \quad ; \quad t_{ru} = t_{ru,1} + t_{ru,2} \quad (5.19)$$

$$t_{ru,1} = -\frac{v_{ds}}{i_{g,off}} C_{gd,1} = (V_{ds} - R_{ds,on} I_{d,off}) R_g \frac{C_{gd,1}}{(V_{drv,off} - V_{gs,grp})} \quad (5.20)$$

$$t_{ru,2} = -\frac{v_{ds}}{i_{g,off}} C_{gd,2} = (V_{ds} - R_{ds,on} I_{d,off}) R_g \frac{C_{gd,2}}{(V_{drv,off} - V_{gs,grp})} \quad (5.21)$$

A energia de bloqueio do interruptor ($E_{off,S}$) é calculada segundo a equação (5.22).

$$E_{off,S} = \int_0^{t_{ru}+t_{fi}} v_{ds}(t) \cdot i_d(t) dt \approx \frac{V_{ds} \cdot I_{d,off} \cdot (t_{ru} + t_{fi})}{2} \quad (5.22)$$

No caso dos diodos, a energia de comutação está relacionada principalmente à sua corrente de recuperação reversa (I_{rr}), sendo calculada segundo a equação (5.23).

$$E_{off,D} = \int_0^{t_{rr}} v_{rd}(t) \cdot i_{fd}(t) dt \approx \frac{V_{ds} \cdot I_{rr} \cdot t_{rr}}{2} = V_{ds} \cdot Q_{rr} \quad (5.23)$$

Perdas por comutação no estágio de entrada:

Para o cálculo das perdas no estágio de entrada serão utilizados os parâmetros na Tabela 20, referentes aos diodos e MOSFETS empregados no projeto do conversor. Pelo fato de estarem sendo utilizados diodos do tipo Schottky, a energia $E_{off,D}$ será considerada nula, tendo em vista que I_{rr} não é significativo (e nem fornecido pelo fabricante).

Neste estágio, os interruptores dos conversores CC-CC estarão sempre comutando com a tensão da bateria (V_{bat}) e com um valor de corrente igual a metade do valor médio da corrente de entrada. Assim, a partir de (5.24), juntamente com os dados da Tabela 20, obtém-se com as equações (5.18) e (5.22) as energias de comutação dos interruptores do estágio CC-CC. É importante ressaltar que o valor médio de I_{in} dependerá da potência processada pelo conversor, variando com a carga mecânica no motor.

$$V_{ds} = V_{bat} \quad I_{d,on} = I_{d,off} = \frac{I_{in}}{2} \quad (5.24)$$

Por sua vez, a perda por comutação no estágio de entrada ($P_{S,in}^{Sw}$) é calculada em (5.25), sendo n o número total de interruptores controlados.

$$P_{S,in}^{Sw} = (E_{on,S} + E_{off,S}) \cdot f_{sw,in} \cdot n \quad \text{onde } n = 4 \quad (5.25)$$

Tabela 20 – Parâmetros dos semicondutores para cálculo das energias de comutação.

Parâmetro	Valor
Temperatura de junção (T_j)	25°C
Tempo de subida da corrente (t_{ri})	30 ns
Tempo de descida da corrente (t_{fi})	30 ns
Capacitância entre <i>gate</i> e dreno ($C_{gd,1}$)	60 pF
Capacitância entre <i>gate</i> e dreno ($C_{gd,2}$)	150 pF
Resistência de condução entre dreno e <i>source</i> ($R_{ds,on}$)	10 mΩ
Resistência de <i>gate</i> presente no <i>driver</i> (R_g)	10 Ω
Tensão de ativação gerada pelo <i>driver</i> ($V_{drv,on}$)	12 V
Tensão de bloqueio gerada pelo <i>driver</i> ($V_{drv,off}$)	0 V
Tensão de grampeamento do <i>gate</i> ($V_{gs,grp}$)	5 V
Carga de recuperação reversa do diodo (Q_{rr})	0 nC

Perdas por comutação no estágio inversor:

Pelo fato dos interruptores do estágio inversor comutarem com as tensões de linha de saída do 5L-CSI, os valores de $E_{on,S}$ e $E_{off,S}$ obtidos com (5.18) e (5.22) dependerão do ângulo do vetor de referência (θ_s). Assim, adotando como referência o interruptor S_{A1} , os valores de V_{ds} e I_d são definidos em (5.26), sendo que a função $\hat{v}_{SA1}(\theta_s)$ representa os valores máximos de tensão nos quais o interruptor irá comutar durante um ciclo da frequência fundamental de saída do inversor. Esta função é obtida a partir dos vetores e estados de comutação utilizados na técnica de modulação vetorial, e está descrita na Tabela 19 e representada na Figura 88. As energias de comutação também irão variar de acordo com os pontos de operação do motor, sendo $\hat{v}_{SA1}(\theta_s)$ dependente da velocidade e I_{in} do torque no eixo da máquina. A perda por comutação no estágio inversor ($P_{S,out}^{Sw}$) é então calculada por (5.27).

$$V_{ds} = \hat{v}_{SA1}(\theta_s) \quad ; \quad I_{d,on} = I_{d,off} = \frac{I_{in}}{2} \quad (5.26)$$

$$P_{S,out}^{Sw} = n \cdot f_{sw,out} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [E_{on,S}(\theta_s) + E_{off,S}(\theta_s)] d\theta_s \quad \text{onde } n = 12 \quad (5.27)$$

Comutação suave em inversores de corrente:

Uma peculiaridade dos inversores de corrente, que utilizam interruptores bidirecionais em tensão formados por um MOSFET ou IGBT em série com um diodo, diz respeito à possibilidade de comutação suave por tensão ou corrente nula (CSTN ou CSCN respectivamente) [107].

Dependendo da polaridade da tensão de linha de saída, os diodos que formam cada interruptor bidirecional em tensão podem estar diretamente ou reversamente polarizados, proporcionando duas situações de comutação distintas. Quando o interruptor é submetido à tensão positiva, a comutação é dita *natural*. Neste caso o diodo está diretamente polarizado e o início do processo de entrada em condução ou bloqueio do interruptor depende apenas da aplicação do seu próprio sinal de *gate*. Por outro lado, se o interruptor é submetido à tensão negativa, a comutação é dita *forçada*, estando o diodo reversamente polarizado. Neste caso, a entrada em condução ou bloqueio do interruptor depende não apenas do seu sinal de *gate* como também do processo de comutação do interruptor adjacente [108,109]. Para compreender melhor os

processos envolvidos, será utilizada a célula de comutação representada na Figura 90(c) [107] e as formas de onda da Figura 91 [109].

Inicialmente, os interruptores S_{A1}/D_{A1} estão em condução ($i_{sw2} = I_{in}/2$, $v_{sw2} = 0$) e S_{B1}/D_{B1} estão bloqueados com uma tensão positiva em seus terminais ($i_{sw1} = 0$, $v_{sw1} = v_{ab}$). Quando S_{B1} é comandado a conduzir ($t = t_1$), pelo fato de D_{B1} estar diretamente polarizado, ocorre um processo natural de entrada em condução. A corrente $I_{in}/2$ é gradativamente desviada de S_{A1} para S_{B1} , até se anular ($i_{sw2} = 0$). Nesse momento, inicia-se o bloqueio de D_{A1} , cuja corrente de recuperação reversa se reflete em i_{sw1} . Assim, conforme representado na situação 1 da Figura 91(b), S_{B1} apresenta perdas por comutação devido à sua energia de entrada em condução ($E_{on,S}$) e à energia de bloqueio de D_{A1} ($E_{off,D}$). Finalizada a comutação de S_{B1} , ocorre a comutação forçada do diodo D_{A1} (pois $i_{sw2} = 0$), além deste ficar reversamente polarizado ($v_{sw2} = -v_{ab}$). Após o período de *overlap* ($t = t_2$), é retirado o sinal de comando de S_{A1} , e como a corrente é nula, S_{A1} apresenta um bloqueio tipo CSCN [107]. Dessa forma, mostra-se na situação 2 da Figura 91(c), que ocorrem apenas perdas por comutação em D_{A1} , devido à sua energia de recuperação reversa ($E_{off,D}$).

Posteriormente, o interruptor S_{A1} é comandado à conduzir ($t =$

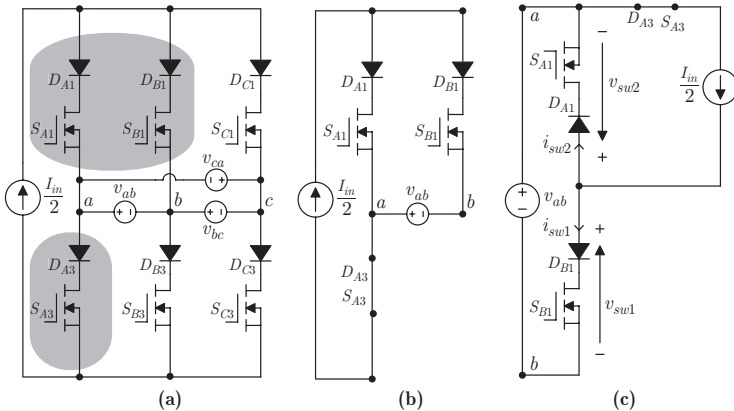


Figura 90 – Obtenção da célula de comutação: (a) seleção dos interruptores que serão analisados; (b) situação onde o interruptor do grupo inferior permanecerá em condução, ocorrendo a comutação dos interruptores do grupo superior; (c) reposicionamento dos componentes para facilitar a análise.

t_3), mas, como D_{A1} está reversamente polarizado, a comutação não ocorre. Decorrido o tempo de *overlap* ($t = t_4$), S_{B1} é comandado a bloquear, dando início ao processo natural de elevação da sua tensão v_{sw1} , até que esta se torne igual a v_{ab} e ocasione a polarização direta de D_{A1} ($v_{sw2} = 0$, onde $v_{sw2} = v_{sw1} - v_{ab}$). Com isso, acontece a comutação forçada de D_{A1} , onde i_{sw2} cresce até atingir $I_{in}/2$, anulando i_{sw1} e finalizando o bloqueio de S_{B1} . Então, conforme representado na situação 3 da Figura 91(b), as perdas por comutação em S_{B1} ocorrem devido a sua energia de bloqueio ($E_{off,S}$). Na situação 4 da Figura 91(c), como S_{A1} foi comandado a conduzir ainda em $t = t_3$, mas com início da circulação da corrente após a polarização direta de D_{A1} , a tensão v_{sw2} será nula e a entrada em condução de S_{A1} será do tipo CSTN [107].

Conclui-se portanto que, se os interruptores entram em condução ou irão bloquear na presença de uma tensão negativa, a polarização reversa dos diodos ocasiona comutações suaves que favorecem a redução das perdas no inversor de corrente. Assim, na Figura 88 são destacados os intervalos em que ocorrem perdas por comutação em S_{A1} ($P_{S,out}^{Sw}$), correspondendo somente às situações onde este interruptor está comutando com tensão positiva. Estes intervalos devem então ser considerados nos limites de integração da equação (5.27), para determinar o valor

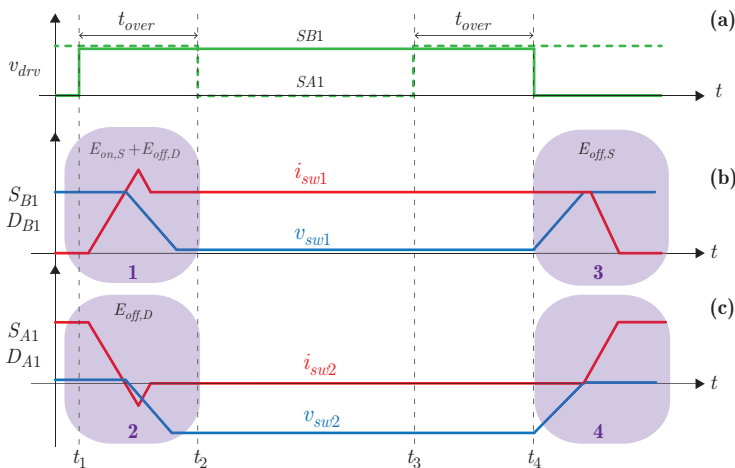


Figura 91 – Curvas para análise da célula de comutação: (a) sinais de comando (v_{drv}) com *overlap*; (b) tensão (v_{sw1}) e corrente (i_{sw1}) em S_{B1} e D_{B1} ; (c) tensão (v_{sw2}) e corrente (i_{sw2}) em S_{A1} e D_{A1} .

total das perdas por comutação no estágio inversor. Apesar da análise anterior considerar os efeitos da corrente de recuperação reversa nas comutações, a energia de $E_{off,D}$ não é incluída na equação (5.27) pois o diodo Schottky utilizado no projeto (tal como o de Carbetto de Silício - SiC) não ocasiona esse tipo de perda [110].

Por outro lado, um fator importante que não foi considerado até o momento diz respeito às indutâncias parasitas existentes nos componentes e nas conexões entre eles, que afetam negativamente as comutações. As indutâncias parasitas limitam o tempo de subida e de descida da corrente (t_{ri} e t_{fi} respectivamente), podendo resultar em valores superiores aos apresentados nos catálogos dos componentes, elevando as energias de comutação calculadas em (5.18) e (5.22). Além disso, se o tempo de descida for superior ao tempo de *overlap*, não será possível obter a condição necessária para o bloqueio CSCN (situação 2 da Figura 91(b)). As indutâncias parasitas ocasionam também sobretensões durante as comutações que, mesmo não sendo destrutivas para o interruptor, colaboram para o aumento das energias de comutação envolvidas. Dessa forma, fica evidente a influência que as indutâncias parasitas tem nas perdas por comutação, sendo importante adotar critérios de *layout* da placa de circuito impresso que visem minimizá-las [109, 111].

5.4 Resultados estimados

A partir do cálculo de perdas do MSIP, visto no Apêndice C, e dos procedimentos para cálculo das perdas por condução e por comutação nos conversores, estima-se a quantidade total de perdas e o rendimento do sistema elétrico de propulsão em estudo.

Inicialmente, são determinados os valores das razões cíclicas, das tensões e das correntes em regime permanente no estágio de entrada e no estágio inversor. Para isso, utilizam-se as equações apresentadas na Tabela 15, considerando $V_{bat} = 96$ V e cinco diferentes valores de $\Omega_{r,rpm}$ (2.500, 3.500, 4.500, 5.000 e 5.500 rpm). Os valores de $\Omega_{r,rpm}$ (convertidos para o seu valor equivalente em rad/s) originam os valores de torque de carga (T_m), conforme a equação (5.1). Considera-se também o mesmo método de controle do MSIP apresentado na Seção 4.7, com $I_{d,m} = 0$. O coeficiente de atrito viscoso é negligenciado ($B_m = 0$). Conhecidas as variáveis em regime permanente, calculam-se as perdas através da implementação em uma planilha de cálculo do equacionamento apresentado nas seções 5.3.1 e 5.3.2.

Adicionam-se também a esses resultados as perdas no cobre e no

núcleo magnético dos indutores (L_{in}) e dos transformadores de interfase ($T_{i,1}$ e $T_{i,2}$), sendo que o projeto destes elementos, bem como o cálculo de suas perdas, foram realizados conforme apresentado em [112, 113]. No projeto dos indutores L_{in} considerou-se núcleos de pó de ferro (XFlux - Magnetics) e nos transformadores de interfase núcleos de material nanocristalino (Vitroperm 500F - VAC). Pelo fato dos conversores eletrônicos necessitarem de alimentação para os circuitos de *drives*, sensores e dispositivos digitais de controle, uma potência adicional de 20 W é definida para a fonte auxiliar, sendo que, por não atuar diretamente na realização de trabalho útil, representa uma fonte de perdas.

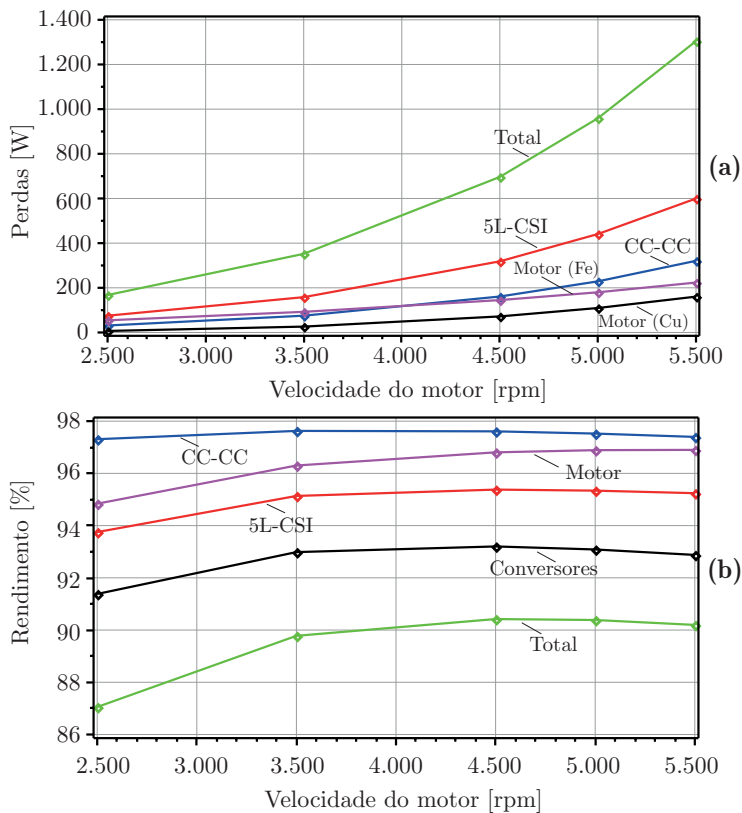


Figura 92 – Cálculo de perdas (a) e de rendimento elétrico (b) em função da velocidade do motor.

Tabela 21 – Resultados quantitativos do cálculo de perdas e rendimento.

Ω_m [rpm]	$P_{o,m}$ [W]	P_{loss}^{in} [W]	P_{loss}^{out} [W]	P_{Cu} [W]	P_{Fe} [W]	P_{loss}^{tot} [W]	η [%]
2.500	1.127,0	31,2	75,1	6,9	54,5	167,7	87,0%
3.500	3.093,0	75,2	158,1	26,3	92,5	352,1	89,8%
4.500	6.574,0	161,0	318,5	71,9	145,0	696,4	90,4%
5.000	9.018,0	228,9	440,9	109,6	179,9	959,3	90,4%
5.500	12.003,0	320,8	599,7	160,5	223,5	1304,5	90,2%

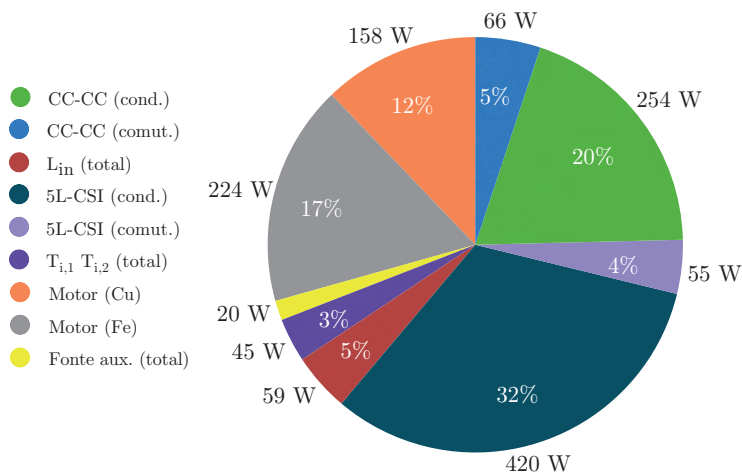


Figura 93 – Valores percentuais e absolutos da distribuição de perdas no sistema de propulsão elétrica, considerando a situação de carga máxima (@5.500 rpm, 20,8 Nm, 12 kW).

Na Figura 92(a) e na Tabela 21 apresentam-se os resultados para o cálculo de perdas elétricas no cobre (P_{Cu}) e no ferro (P_{Fe}) do MSIP, no estágio de entrada CC-CC (P_{loss}^{in}) e no estágio de saída 5L-CSI (P_{loss}^{out}). A partir das perdas totais (P_{loss}^{tot}) e da potência na carga ($P_{o,m}$), com a equação (5.28) calculam-se os rendimentos percentuais estimados para o sistema de acionamento elétrico, sendo exibidos na Figura 92(b).

$$\eta\% = \frac{P_{o,m}}{P_{o,m} + P_{loss}^{tot}} \cdot 100 = \frac{\Omega_m T_m}{\Omega_m T_m + P_{loss}^{tot}} \cdot 100 \quad (5.28)$$

Observa-se na Figura 92(a) que dobrando a velocidade do motor (2.500-5.000 rpm) as perdas totais aumentam praticamente seis vezes

(168-959 W). Esse resultado é devido a característica da carga mecânica no eixo e na sua influência na corrente e nas perdas por condução no sistema de acionamento. A predominância das perdas por condução fica evidente na Figura 93, onde é visto que do total de 1.310 W, 674 W (52%) estão associadas às perdas por condução nos estágios de entrada e inversor. Segundo a Figura 92(b), o rendimento elétrico máximo do sistema é obtido entre de 4.500-5.000 rpm, correspondendo ao valor de 90,4%.

5.4.1 Avaliação de densidade de potência

Para avaliar a densidade de potência do sistema de acionamento, é proposta a construção de um protótipo para testes em bancada, assumindo a temperatura ambiente (T_{amb}) de 25°C, com potência máxima de 12 kW. Na Figura 94 é mostrada uma representação deste protótipo, onde utiliza-se um dissipador de alumínio com ventilação forçada e resistência térmica ($R_{th,hs}$) de 0,035 °C/W (modelo LAV-8 250 mm da Fischer Elektronik, com três ventiladores de 12 V/2,9 W). Foram considerados os volumes reais dos componentes, principalmente dos magnéticos e dos capacitores de entrada e de saída, os quais foram especificados em função dos seus valores eficazes de corrente.

Os *drivers* foram elaborados em placas separadas, conectadas sob seus respectivos interruptores de potência. Os estágios de entrada e de saída foram desenvolvidos em placas distintas, cujo elo de conexão entre elas corresponde à placa superior do protótipo, contendo os indutores e transformadores de interfase. Entre a placa com os interruptores e a placa com os elementos magnéticos, são alocadas as placas de controle e de interface, para a distribuição dos pulsos de comando e aquisição das medições de tensão e de corrente.

O volume total encontrado foi de 10,52 dm³, proporcionando uma densidade de potência de 1,14 kW/dm³. Desconsiderando o volume do dissipador, obtém-se um volume total de 6,25 dm³, aumentando a densidade de potência para 1,92 kW/dm³. Desta forma, mesmo utilizando outros métodos para a dissipação do calor gerado pelos interruptores (apenas com ventilação forçada, ou com um dissipador de alumínio com refrigeração a água), a densidade de potência estaria limitada entre estes dois valores. Contudo, outras modificações, a fim de aumentar a densidade de potência, poderiam ser realizadas, como por exemplo reduzir a altura da placa de controle ou aproveitar melhor o espaço existente entre as placas para a alocação dos magnéticos.

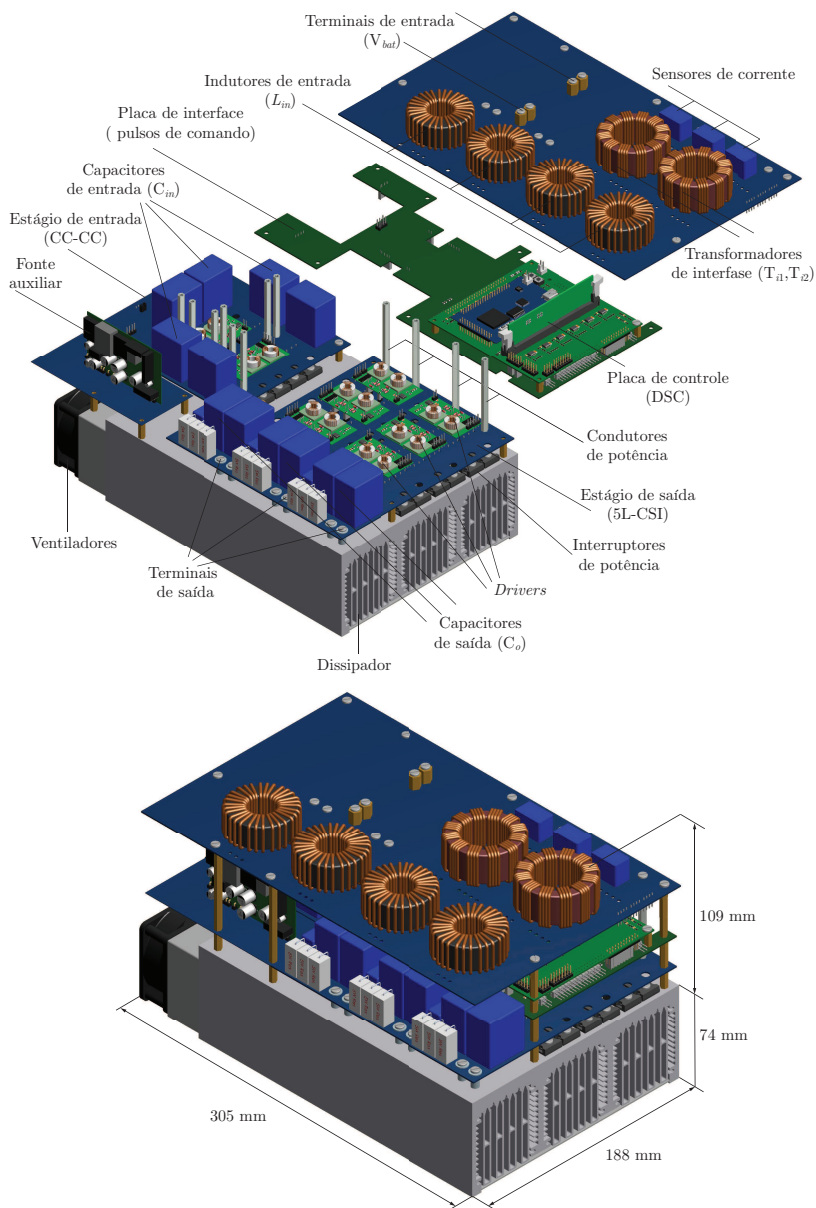


Figura 94 – Proposta de um sistema eletrônico de 12 kW, composto por um estágio de entrada (CC-CC) e por um estágio inversor cinco níveis em corrente (5L-CSI).

5.5 Conclusões

O fato do 5L-CSI apresentar baixas perdas de comutação, associado à possibilidade de utilizar diodos sem corrente de recuperação reversa, permitiria trabalhar com frequências de comutação mais elevadas buscando reduzir ainda mais os elementos passivos. O preço a pagar neste caso são as elevadas perdas por condução existentes, devido a presença de dois componentes em série para formar um interruptor bidirecional em tensão. Desta forma, observa-se a necessidade de novas tecnologias de componentes semicondutores, melhor adaptados para esse tipo de topologia.

Modelos mais complexos, para os parâmetros parasitas e não-lineares presentes nas comutações, podem ser elaborados a fim de melhorar a confiabilidade do cálculo de perdas por comutação [114]. Contudo, resultados mais precisos, que envolvem tanto as indutâncias parasitas como o circuito de *driver*, são obtidos através de ensaios práticos com os interruptores e a placa de circuito impresso, para as medições das tensões, das correntes e dos tempos de comutação. Assim, adotando um procedimento de ensaio conforme apresentado em [115] e a célula de comutação vista na Figura 90(c) seria possível obter resultados mais fiéis para as perdas por comutação do 5L-CSI projetado, sendo no entanto necessário dispor de amostras dos componentes e da PCI para testes.

Constatou-se que apesar das partes individuais do sistema apresentarem bons rendimentos (superiores a 95%) o rendimento global limitou-se à aproximadamente 90%, na potência máxima. Este resultado mostra que a estrutura de potência proposta não é favorável para a aplicação em questão, não apenas devido ao fato de serem necessários dois estágios (e duas fontes de perdas), mas também por causa da característica da carga mecânica no motor. Na característica de carga considerada, o máximo valor de potência ocorre com os máximos valores de velocidade (que define a tensão dos interruptores) e de torque (que define os valores de corrente e de perdas por condução nos interruptores). Ou seja, caso se espere um rendimento maior, é necessário superdimensionar a capacidade de corrente dos interruptores e reduzir a resistência de condução deles.

Por outro lado, existe a hipótese de que, a estrutura de potência considerada, apresente um rendimento melhor, caso seja utilizado um procedimento otimizado de projeto visando minimizar as perdas dos conversores. Além disso, outras aplicações podem apresentar uma característica de carga que seja mais propícia para o uso de inversores de

corrente, como por exemplo em carros elétricos. Neste caso, a carga no eixo do motor segue um comportamento segundo a Figura 98(c), onde na máxima velocidade obtém-se o mínimo torque, reduzindo a corrente necessária no conversor, e por consequência as perdas por condução.

Observou-se também que o uso de um dissipador de alumínio com ventilação forçada ocasiona um elevado volume, tornando o conversor incompatível com a sua alocação dentro da carcaça do motor de popa. Dessa forma, seria necessário avaliar outras soluções de refrigeração, como fixar o dissipador na própria carcaça, e aproveitar o fluxo de ar gerado com o deslocamento da embarcação para extrair o calor dos componentes, ou adequar o sistema de circulação de água (usado para refrigerar motores a combustão) para ser utilizado com um dissipador refrigerado a água.

6 Considerações Finais

As diversas conclusões, alcançadas no decorrer deste trabalho, serão apresentadas neste capítulo. Além de proporcionar as respostas para as hipóteses definidas inicialmente, muitas destas conclusões ocasionam novos questionamentos e necessidades de melhorias. Assim, apresentam-se também novos assuntos a serem investigados e as sugestões de trabalhos futuros, relacionados à continuidade das pesquisas sobre inversores multiníveis em corrente.

6.1 Estrutura de Potência

Conforme apresentado no Capítulo 2, o inversor cinco níveis em corrente, formado a partir de células multiníveis em corrente paralelas, viabiliza o modo intercalado de operação, permitindo, através de uma modulação adequada, multiplicar a frequência de operação dos elementos passivos. Esse fato resulta em menores ondulações de corrente nos indutores de entrada e de tensão nos capacitores de saída, comprovando a hipótese de que tal estrutura apresenta volume e perdas menores que os inversores de corrente tradicionais (3L-CSI) [80].

Por outro lado, o uso do 5L-CSI alimentado com tensão contínua, implica na utilização de um estágio de potência adicional, responsável por controlar a corrente de entrada. Este estágio, ao mesmo tempo que agrega positivamente a funcionalidade de tornar o sistema bidirecional em energia, ocasiona um impacto negativo no rendimento do sistema, devido às elevadas perdas por condução (conforme visto no Capítulo 5). Nesta linha de pensamento, encontrar maneiras de eliminar o estágio de entrada (quando a bidirecionalidade em energia não é necessária), seria um tópico de pesquisa interessante, a fim de aumentar o rendimento da estrutura. Alternativas para este problema, seja através de técnicas de controle não linear [93] ou pela modificação do estágio de potência [30], já vêm sendo pesquisadas.

Quando se trata do uso de inversores de corrente, seja de três, cinco ou mais níveis, muito se discute a respeito da sua viabilidade e análise comparativa frente aos inversores de tensão [19, 25–27, 116]. Apesar de ambas as estruturas, terem a mesma finalidade de acionar um motor elétrico, tratam-se de estruturas completamente distintas, envolvendo componentes, técnicas de modulação e de controle diferentes. Desta forma, realizar análises comparativas entre estruturas VSI e CSI seria de grande interesse técnico, a fim de encontrar soluções alternativas, que visem melhorar aspectos como redução da tensão de modo comum, aumento do rendimento ou da densidade de potência, redução da THD, entre outras figuras de mérito. Contudo, estas análises comparativas dependem do desenvolvimento prévio de procedimentos de projeto otimizados, visando encontrar soluções ótimas para uma determinada figura de mérito, empregando as melhores tecnologias (ou de menor custo) de capacitores, interruptores e materiais magnéticos disponíveis para cada estrutura. Tentar realizar análises comparativas que busquem utilizar componentes, frequências de comutação ou outros parâmetros iguais entre as duas estruturas, resulta em incoerências no processo de comparação, pois estaria atribuindo vantagens ou desvan-

tagens para uma determinada estrutura. Desta forma, a comparação justa entre uma estrutura CSI ou VSI seria entre soluções ótimas, destinadas para o acionamento de uma mesma carga.

Outro ponto importante referente a estrutura 5L-CSI, e que não foi abordado neste trabalho, corresponde à necessidade de dispositivos e métodos de proteção contra sobretensões nos interruptores. Como o número de componentes e de sinais de comando são elevados, aumenta-se a possibilidade de falhas no processo de comutação, ocasionando a abertura de circuitos indutivos. Alternativas de dispositivos de proteção poderiam ser implementadas conforme proposto em [44, 117].

6.2 Modulação

A técnica de modulação de espaço vetorial, apresentada no Capítulo 3, mostrou bons resultados, proporcionando alcançar os objetivos de empregar os vetores mais adequados para a modulação do conversor, ao mesmo tempo que multiplica a frequência de operação dos elementos passivos. Comparada à técnica de modulação PWM com a transformação *biologic-trilogic* (referente ao Método 1 de modulação apresentado no Capítulo 2), a modulação de espaço vetorial para o 5L-CSI mostrou melhores resultados, sobretudo com relação à redução da tensão de modo comum [80].

Pelo fato da modulação vetorial exigir um tempo de processamento considerável do DSC, observou-se, nos resultados do Capítulo 4, as limitações quanto à implementação concomitante da modulação e das malhas de controle em um mesmo componente. Esta limitação de tempo de processamento impediu também que melhorias fossem realizadas com relação às imperfeições da modulação nas transições entre setores. As correções destas imperfeições dependem da implementação do algoritmo de modulação em um FPGA, que devido ao seu modo paralelo de operação, viabiliza a redução dos tempos de processamento envolvidos, além de abrir portas para a modulação de um MCSI com um maior número de níveis [118].

Inicialmente, os resultados obtidos com o Método 1 de modulação PWM levaram a crer que os melhores resultados para o 5L-CSI somente poderiam ser obtidos com uma técnica de modulação vetorial, fato este que direcionou as pesquisas para esta linha de estudos. Contudo, um estudo recente [74] mostra outras opções de modulação PWM para o 5L-CSI, através da modificação dos sinais modulantes utilizados (Método 2 de modulação PWM apresentado no Capítulo 2). Dessa

maneira, seria possível aliviar o esforço computacional do DSC, pois os blocos moduladores deste componente seriam aproveitados.

O estudo da técnica de modulação vetorial para o 5L-CSI proporcionou, também, um método de atuação nos equilíbrios dos valores médios de corrente nos transformadores de interfase. Caso o equilíbrio das correntes seja um problema existente em uma determinada aplicação, o uso da modulação vetorial proposta seria uma solução interessante, tendo em vista que busca resolver este problema explorando as características inerentes aos estados de comutação do conversor.

6.3 Modelagem Dinâmica e Controle

A complexidade de modelagem e controle do sistema de acionamento, envolvendo os conversores, o MSIP e sua respectiva carga mecânica, foi destacada no Capítulo 4. São inúmeros os desafios nesta área, principalmente devido às ressonâncias existentes entre os elementos capacitivos e indutivos inerentes ao 5L-CSI e ao motor, que dificultam o projeto dos controladores.

Apesar do controle da corrente de entrada e da velocidade do motor terem sido propostos por meio de um controlador PI tradicional, outros métodos de controle poderiam ser avaliados, envolvendo técnicas de controle em variáveis de estado [96, 119] e de amortecimento ativo [120, 121]. Desta forma existe a hipótese de que seria possível aumentar a velocidade de atuação do sistema de controle e apresentar melhores resultados quanto à rejeição das perturbações de carga.

As características da bateria, envolvendo sua capacitância, indutância e resistência interna, bem como a presença do capacitor de entrada (C_{in}), poderiam ser consideradas na modelagem. Com isto, uma representação mais fiel do sistema de propulsão seria obtido, principalmente com relação à fonte de alimentação do sistema, que neste trabalho é tratada simplesmente como uma fonte de tensão ideal.

Além do estágio CC-CC ter a finalidade de controlar a corrente de entrada, este estágio também viabiliza a circulação bidirecional de energia para o 5L-CSI, permitindo transferir para a bateria, a energia armazenada no motor, durante uma frenagem regenerativa [18, 62]. Este modo de recuperação de energia, bem como a sua execução no algoritmo de modulação/controle, seria um assunto interessante para ser avaliado, proporcionando o aumento do rendimento global do sistema de acionamento.

6.4 Perdas e Rendimento

Na proposta avaliada neste trabalho, a adição do estágio CC-CC para controlar a corrente de entrada, mostrou-se uma fonte adicional de perdas, que compromete o rendimento global do sistema. Quando comparado a um VSI ou MVSI, os quais não requerem um estágio adicional para operarem com baterias (desde que a tensão das baterias seja compatível com a tensão do motor), a solução avaliada não é vantajosa, pois as perdas elevadas implicam no uso de um dissipador volumoso, que resulta em uma baixa densidade de potência. Contudo, caso o VSI demande um estágio de entrada CC-CC (para elevar a tensão de barramento), o sistema baseado no 5L-CSI poderia ser considerado, tendo em vista que os interruptores utilizados seriam dimensionados para uma tensão menor (no CSI os interruptores comutam com a tensão de linha de saída e no VSI com a tensão de barramento).

A pesquisa mostrou que a maior parte dos desafios, relacionados ao uso do MCSI para baixos valores de tensão e elevados valores de corrente, diz respeito à inexistência de interruptores bidirecionais em tensão, para valores inferiores a 600 V e que possam operar com alta frequência de comutação. OS RB-IGBTs disponíveis comercialmente são limitados para aplicações de 600-1.200 V, sendo que, devido à alta corrente de recuperação reversa do diodo intrínseco, a frequência de comutação deste componente é limitada a valores inferiores a 5 kHz. Deste modo, conforme apresentado no Capítulo 5, foram utilizados MOSFETs e diodos conectados em série, correspondendo aos componentes de menor resistência e queda de tensão de condução encontrados no mercado, para a faixa de tensão de interesse. Mesmo assim, as perdas por condução existentes, ainda representam uma barreira para melhorar o rendimento da estrutura.

Constatou-se também que, para abordar aspectos relacionados às perdas e rendimento do sistema de acionamento elétrico, é fundamental o conhecimento prévio da máquina e da sua respectiva carga mecânica. Isso porque é a curva característica de carga que irá definir os valores de corrente e de tensão nos conversores, resultando nas perdas e no rendimento para cada ponto de operação. Apesar da característica de carga avaliada no Capítulo 5 se mostrar propícia para o uso do 5L-CSI, existe a hipótese de que outras características de carga, como a de carros elétricos (Figura 98(c)) possam ser interessantes para a operação com o 5L-CSI, pois demandam, ao motor, tensões de linha elevadas porém com torque e correntes reduzidas.

Outra hipótese feita na proposição do trabalho foi com relação

ao benefício que o CSI poderia oferecer, devido à sua característica de estrutura elevadora de tensão (inversor tipo boost). Inicialmente poderia parecer uma característica vantajosa desta estrutura, permitindo trabalhar com motores de tensão elevada a partir de tensões de alimentação baixas. Contudo, a pesquisa mostrou que este efeito só é obtido através da redução do índice de modulação do inversor, que por sua vez aumenta o valor médio da corrente que circula pelos interruptores. Ou seja, se o valor da fonte de alimentação não puder ser modificado, o preço a pagar para se obter elevados ganhos de tensão pelo 5L-CSI é aumentar as perdas por condução nos interruptores e o valor da fonte de corrente de entrada (que por sua vez afeta o dimensionamento e as perdas nos elementos magnéticos).

Perdas, volume, interruptores, índice de modulação, frequência de comutação, característica de carga; são estes e muitos outros parâmetros e especificações em torno do projeto de inversores de corrente, que de certa forma tornam confusa a análise e a tomada de decisão com relação a esta estrutura, que hora favorecem ou descredenciam a sua aplicação em um sistema de acionamento elétrico. Na opinião do autor, muitos destes questionamentos poderiam ser elucidados em um trabalho futuro, voltado para o projeto do sistema de acionamento através de um procedimento otimizado de cálculo. Através dos equacionamentos e modelos do 5L-CSI apresentados neste trabalho, e do estudo de técnicas e ferramentas de otimização, seria possível determinar os valores de tensão de alimentação, frequência de comutação e índice de modulação que permitissem minimizar as perdas (ou o volume), de acordo com a característica da carga na máquina e dos interruptores disponíveis.

Um bom exemplo dos resultados que podem ser obtidos com procedimentos de otimização, é apresentado no Apêndice C, relacionado ao projeto de motores a ímãs permanentes. Mesmo partindo da hipótese de que, um motor de baixa tensão apresentaria correntes e perdas por condução elevadas (ou seja, baixo rendimento), o procedimento otimizado de cálculo permite determinar os fatores de forma e o número de espiras no estator da máquina que viabilizem o projeto de MSIP que atenda os requisitos de torque e de rendimento especificados. Esta linha de pensamento também poderia ser utilizada no projeto de inversores de corrente, a fim encontrar condições paramétricas que viabilizem a sua utilização prática.

6.5 Outras Aplicações

Devido à característica bidirecional em energia, da estrutura de potência avaliada neste trabalho, o mesmo sistema de acionamento elétrico poderia ser utilizado como carregador rápido das baterias do sistema de propulsão, conforme proposto em [62]. Neste caso, os terminais de saída do 5L-CSI seriam comutados para o motor (operação normal) ou para uma rede elétrica trifásica (durante a etapa de carregamento das baterias), atribuindo duas funcionalidades distintas para o mesmo sistema de potência.

Uma ideia interessante para trabalhos futuros, seria utilizar o 5L-CSI como um bloco construtivo para outros conversores de maior potência. Em aplicações de acionamento de máquinas, a partir da rede elétrica CA convencional, o bloco construtivo de baixa potência, representado na Figura 95(a), seria utilizado para formar tanto o retificador de entrada como o inversor de saída. Neste caso, como é indispensável a existência de um retificador controlado para a correção do fator de potência, o estágio de entrada não seria um inconveniente, pois outros sistemas *back-to-back*, baseados em inversores de tensão, também utilizam dois estágios. Os blocos construtivos seriam então associados em paralelo, a fim de aumentar a capacidade de potência do conversor, conforme ilustrado na Figura 95(b). Esta associação paralela também tornaria o sistema mais tolerante a falhas, devido à redundância implícita de conversores.

Outra hipótese a ser explorada em um sistema *back-to-back* multinível em corrente, seria quanto à geração de baixo ruído eletromagnético de modo comum, visando reduzir o volume final dos filtros de

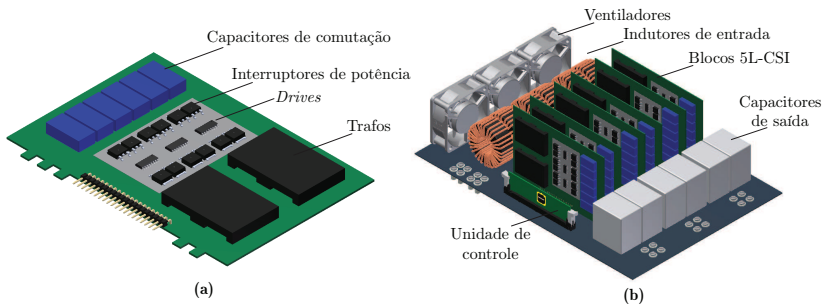


Figura 95 – (a) Bloco construtivo de baixa potência, baseado no 5L-CSI; (b) Conversor de maior potência gerado a partir dos blocos 5L-CSI.

EMI [116, 122]. Estes componentes apresentam um impacto significativo na densidade de potência de conversores eletrônicos comerciais [59].

No campo das energias renováveis, diversos trabalhos têm investigado o uso de inversores de corrente em aplicações de energia solar fotovoltaica [123–126]. Isto porque as características do inversor de corrente, com relação ao ganho de tensão e às formas de onda de saída senoidais, contribuiriam para a conexão dos painéis solares de baixa tensão com a rede elétrica CA. Além disso, o 5L-CSI representaria uma solução integrada, sendo responsável tanto pela injeção de energia elétrica na rede, como também pelo rastreamento dos pontos de máxima potência dos painéis solares [127, 128]. Em aplicações de alta potência, o uso de conversores de corrente, seja como inversores ou retificadores tipo buck, vem sendo avaliado também em sistemas de geração eólica [129–131].

Com a chegada ao mercado dos interruptores SiC-JFET, uma nova linha de pesquisas tem surgido para os inversores de corrente. Estes componentes, disponíveis para tensões de 1.200 V, apresentam a característica de estarem naturalmente em condução, necessitando de tensões negativas para serem bloqueados. Esta característica, aliada às baixas perdas por condução e comutação (comparado a outros interruptores com mesmo nível de tensão de bloqueio), tem viabilizado o desenvolvimento de novos conversores de corrente, operando com frequência de comutação superiores a 200 kHz [132–134]. Assim, para os níveis de tensão em questão, os SiC-JFET seriam uma alternativa promissora para melhorar a densidade de potência do 5L-CSI.

Referências Bibliográficas

- [1] QUEIROZ, J. F. *Introdução do veículo híbrido no Brasil: Evolução tecnológica aliada à qualidade de vida*. Dissertação (Mestrado) — Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, SP, 2006.
- [2] DENATRAN. *Departamento Nacional de Trânsito*. 2010. <http://www.denatran.gov.br/frota.htm>.
- [3] RIEZENMAN, M. J. Electric vehicles. *IEEE Spectrum*, p. 18–21, nov. 1992.
- [4] CHAN, C.; CHAU, K. An overview of power electronics in electric vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 44, n. 1, p. 3–13, feb. 1997. ISSN 0278-0046.
- [5] EHSANI, M.; RAHMANN, K.; TOLIYAT, H. Propulsion system design of electric vehicles. In: *22nd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation - IECON '96*. [S.l.: s.n.], 1996. v. 1, p. 7–13.
- [6] EPA. *U.S. Environmental Protection Agency*. 2009. <http://www.epa.gov>.
- [7] EPA. *Gasoline Boats and Personal Watercraft*. 2009. <http://www.epa.gov/otaq/marinesi.htm>.
- [8] FREEDOMCAR. *Multi-Year Program Plan - 2006-2011*. USA, 2006.
- [9] FREEDOMCAR. *Electrical and Electronics Technical Team Roadmap*. [S.l.], 2006.
- [10] FREEDOMCAR. *Plug-In Hybrid Electric Vehicle R&D Plan*. USA, 2007.
- [11] VOELCKER, J. How green is my plug-in? *IEEE Spectrum*, p. 42–58, mar. 2009.
- [12] VOELCKER, J. Lithium batteries take to the road. *IEEE Spectrum*, p. 27–31, sep. 2007.

- [13] HOWELL, D. *Annual Progress Report for Energy Storage R&D*. USA, 2009.
- [14] ALVES, R. N. *Propulsão Elétrica de Navios*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Elétrica, Rio de Janeiro-RJ, 2007.
- [15] FREIRE, P.; FERREIRA, C. Propulsão elétrica - histórico e perspectivas futuras. In: *Congresso Nacional de Transportes Marítimos, Construção Naval e Offshore*. Rio de Janeiro-RJ: [s.n.], 2004.
- [16] OLSZEWSKI, M. *Evaluation of 2004 Toyota Prius Hybrid Electric Drive System*. USA, 2005.
- [17] ROGERS, S. A. *Advanced Power Electronics - 2009 Annual Progress Report*. U.S. Department of Energy, USA, 2010.
- [18] WU, Z.; SU, G. High-performance permanent magnet machine drive for electric vehicle applications using a current source inverter. In: *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics - IECON '08*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 2812 –2817. ISSN 1553-572X.
- [19] COLLI, V. et al. Influence of voltage and current source inverters on low-power induction motors. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, v. 152, n. 5, p. 1311 – 1320, sep. 2005. ISSN 1350-2352.
- [20] COLLI, V. et al. Voltage control of current source inverters. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 21, n. 2, p. 451 – 458, jun. 2006. ISSN 0885-8969.
- [21] WOOLAGHAN, S.; SCHOFIELD, N. Current source inverters for PM machine control. In: *IEEE International Electric Machines and Drives Conference - IEMDC '09*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 702 –708.
- [22] NABAE, A.; SHIMAMURA, T.; SHIMIZU, I. Inverter apparatus. *U.S. Patent 4.032.831*, 1977.
- [23] MATSUDA, Y.; MAEDA, T.; MATSUMURA, T. Current source inverter. *U.S. Patent 4.156.899*, 1979.
- [24] WU, B. *High-power converters and AC drives*. USA: John Wiley & Sons, 2006. (IEEE Press).

- [25] WIECHMANN, E. et al. On the efficiency of voltage source and current source inverters for high-power drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 4, p. 1771 –1782, apr. 2008. ISSN 0278-0046.
- [26] FRIEDLI, T.; KOLAR, J. A semiconductor area based assessment of ac motor drive converter topologies. In: *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC'09*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 336 –342. ISSN 1048-2334.
- [27] MOHR, M. et al. Converter systems for fuel cells in the medium power range - a comparative study. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 6, p. 2024 –2032, jun. 2010. ISSN 0278-0046.
- [28] SUH, Y.; STEINKE, J.; STEIMER, P. Efficiency comparison of voltage-source and current-source drive systems for medium-voltage applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 5, p. 2521 –2531, oct. 2007. ISSN 0278-0046.
- [29] SU, G.-J. Power conversion apparatus and method. *U.S. Patent 0251000A1*, 2009.
- [30] ROGERS, S. *Advanced Power Electronics and Electric Motors - 2011 Annual Progress Report*. U.S. Department of Energy, USA, 2012.
- [31] TANG, L.; SU, G.-J. Boost mode test of a current-source-inverter-fed permanent magnet synchronous motor drive for automotive applications. In: *IEEE Workshop on Control and Modeling for Power Electronics - COMPEL'10*. USA: [s.n.], 2010. p. 1–8.
- [32] BAKER, R. Bridge converter circuit. *U.S. Patent 4.270.163*, 1981.
- [33] NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A new neutral-point-clamped PWM inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-17, n. 5, p. 518 –523, sep. 1981. ISSN 0093-9994.
- [34] MCMURRAY, W. Fast response stepped-wave switching power converter circuit. *U.S. Patent 3.581.212*, 1971.
- [35] BAKER, R.; BANNISTER, L. Electric power converter. *U.S. Patent 3.867.643*, 1974.

- [36] MALINOWSKI, M. et al. A survey on cascaded multilevel inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 7, p. 2197–2206, jul. 2010. ISSN 0278-0046.
- [37] SUGIMOTO, H. Method fo connecting electronic switch in series. *Japanese Patent 57-080260*, 1980.
- [38] MEYNARD, T.; FOCH, H. Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters. In: *IEEE Power Electronics Specialists Conference - PESC '92*. [S.l.: s.n.], 1992. p. 397–403 vol.1.
- [39] MEYNARD, T. et al. Multicell converters: derived topologies. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 5, p. 978–987, oct. 2002. ISSN 0278-0046.
- [40] NABAE, A.; SHIMAMURA, T.; KUROSAWA, R. A new multiple current source inverter. In: *IEEE Int. Power Semiconductor Converter Conf.* [S.l.: s.n.], 1977. p. 200–204. ISSN 0278-0046.
- [41] OKAWA, T.; HONBU, M.; MATSUDA, Y. Twelve-step current source inverter. *U.S. Patent 4276589*, 1981.
- [42] BRAGA, H. A. *Conversores Multiníveis em Corrente*. Tese (Dr. Eng.) — Universidade Federal de Santa Catarina, Departamento de Engenharia Elétrica, Florianópolis, SC, 1996.
- [43] BRAGA, H.; BARBI, I. Conversores estáticos multiníveis - uma revisão. *SBA Controle e Automação*, v. 11, n. 1, p. 20–28, Jan-Abr 2000.
- [44] BLAUTH, Y. B. *Retificadores Trifásicos Controlados com Elevador Fator de Potência e Multiníveis de Corrente*. Tese (Dr. Eng.) — Universidade Federal de Santa Catarina, Departamento de Engenharia Elétrica, Florianópolis, SC, 1999.
- [45] ANTUNES, F.; BRAGA, H.; BARBI, I. Application of a generalized current multilevel cell to current-source inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 46, n. 1, p. 31–38, Feb. 1999.
- [46] BAI, Z.; ZHANG, Z. Conformation of multilevel current source converter topologies using the duality principle. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 5, p. 2260–2267, sep. 2008. ISSN 0885-8993.

- [47] BAI, Z.; ZHANG, Z.; ZHANG, Y. A generalized three-phase multilevel current source inverter with carrier phase-shifted SPWM. In: *IEEE Power Electronics Specialists Conference - PESC '07*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 2055 –2060. ISSN 0275-9306.
- [48] BAO, J. et al. A simple current-balancing method for a three-phase 5-level current-source inverter. In: *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics - IECON '09*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 104 –108. ISSN 1553-572X.
- [49] FAMILIANT, Y. et al. A general modulation strategy for a five-level three-phase current source inverter with regulated intermediate dc link currents. In: *42nd Annual Conference of IEEE Industry Applications - IAS '07*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 581 –588. ISSN 0197-2618.
- [50] MCGRATH, B.; HOLMES, D. Natural current balancing of multicell current source converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 3, p. 1239 –1246, may 2008. ISSN 0885-8993.
- [51] HOMBU, M.; HONDA, K.; UEDA, A. A multiple current source gto inverter with sinusoidal output voltage and current. In: *Annual Conference of IEEE Industry Applications - IAS '87*. [S.l.: s.n.], 1987. p. 600–606. ISSN 0278-0046.
- [52] CHANDORKAR, M.; DIVAN, D.; LASSETER, R. Control techniques for multiple current source GTO converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 31, n. 1, p. 134–140, jan. 1995. ISSN 0093-9994.
- [53] ESPINOZA, J.; MORAN, L.; GUZMAN, J. Multi-level three-phase current source inverter based ac drive for high performance applications. In: *36th IEEE Power Electronics Specialists Conference - PESC '05*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 2553–2559.
- [54] XIONG, Y. et al. Analysis and experimentation of a new three-phase multilevel current-source inverter. In: *35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference - PESC '04*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 548 – 551 Vol.1. ISSN 0275-9306.
- [55] BAI, Z.; ZHANG, Z. Digital control technique for multi-module current source converter. In: *IEEE International Conference on Industrial Technology - ICIT '08*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1 –5.

- [56] SATO, A.; NOGUCHI, T. Multi-level current-source pwm rectifier based on direct power control. In: *33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society - IECON '07*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1768 –1773. ISSN 1553-572X.
- [57] XUJIAO, G.; ZHENGMING, Z.; HAINAN, W. Evaluation on performances of a new three-phase five-level current source inverter. In: *5th International Conference on Electrical Machines and Systems - ICEMS '01*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 1, p. 500 –503 vol.1.
- [58] XIONG, Y. et al. A new three-phase five-level current-source inverter. In: *20th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC '05*. [S.l.: s.n.], 2005. v. 1, p. 424 – 427 Vol. 1.
- [59] KOLAR, J. et al. PWM converter power density barriers. In: *Power Conversion Conference - PCC '07*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 9–29.
- [60] ORTMANN, M. S. *Retificadores Multiníveis PWM Unidirecionais de Alto Fator de Potência com Célula de Comutação de Múltiplos Estados*. Tese (Dr. Eng.) — Universidade Federal de Santa Catarina, Departamento de Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2012.
- [61] HIRAKAWA, M. et al. High power density DC/DC converter using the close-coupled inductors. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition - ECCE '09*. San Jose, CA: [s.n.], 2009. p. 1760 –1767.
- [62] SU, G.-J.; TANG, L. Current source inverter based traction drive for EV battery charging applications. In: *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference - VPPC'11*. Chicago, IL: [s.n.], 2011. p. 1 –6.
- [63] PATEL, H. S.; HOFT, R. G. Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I - harmonic elimination. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-9, n. 3, p. 310–317, may 1973. ISSN 0093-9994.
- [64] GUZMAN, J. et al. Selective harmonic elimination in multimodule three-phase current-source converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 1, p. 44–53, jan. 2010.

- [65] VAELTMAN, A.; HOLMES, D. Charge controlled modulation of a current source inverter. In: *IEEE Industry Applications Annual Meeting - IAS'97*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 2, p. 1529–1533.
- [66] TAKAHASHI, I.; NOGUCHI, T. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-22, n. 5, p. 820–827, sept. 1986.
- [67] DEPENBROCK, M. Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 3, n. 4, p. 420–429, oct 1988.
- [68] LOH, P. C.; HOLMES, D. A variable band universal flux/charge modulator for VSI and CSI modulation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 38, n. 3, p. 695–705, may 2002.
- [69] NONAKA, S.; NEBA, Y. New GTO current source inverter with pulsewidth modulation control techniques. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-22, n. 4, p. 666–672, jul. 1986.
- [70] WANG, X.; OOI, B.-T. Unity PF current-source rectifier based on dynamic trilogic PWM. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 8, n. 3, p. 288–294, jul 1993. ISSN 0885-8993.
- [71] ESPINOZA, J.; JOOS, G. On-line generation of gating signals for current source converter topologies. In: *IEEE International Symposium on Industrial Electronics - ISIE'93*. [S.l.: s.n.], 1993. p. 674–678.
- [72] KAZERANI, M.; ZHANG, Z.-C.; OOI, B.-T. Linearly controllable boost voltages from tri-level PWM current-source inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 42, n. 1, p. 72–77, feb 1995. ISSN 0278-0046.
- [73] CASS, C. et al. Improved charge control with adjustable input power factor and optimized switching pattern for a 150 kHz three-phase buck rectifier. In: *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC'08*. Austin, TX: [s.n.], 2008. p. 1200–1206.
- [74] SOEIRO, T.; ORTMANN, M.; HELDWEIN, M. Three-phase five-level bidirectional buck- + boost-type PFC converter for DC

- distribution systems. In: *IEEE International Conference on Industrial Technology - ICIT'13*. Cape Town, South Africa: [s.n.], 2013.
- [75] SU, G.-J.; TANG, L.; WU, Z. Extended constant-torque and constant-power speed range control of permanent magnet machine using a current source inverter. In: *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference - VPPC'09*. Dearborn, MI: [s.n.], 2009. p. 109–115.
- [76] JARDAN, K. R.; DEWAN, S.; SLEMON, G. General analysis of three-phase inverters. *IEEE Transactions on Industry and General Applications*, IGA-5, n. 6, p. 672–679, 1969. ISSN 0018-943X.
- [77] BROECK, H. van der; SKUDELNY, H.-C.; STANKE, G. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 24, n. 1, p. 142–150, jan 1988. ISSN 0093-9994.
- [78] HOLMES, D. G.; LIPO, T. *Pulse width modulation for power converters - principles and practice*. first. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2003. (IEEE Press).
- [79] DUPCZAK, B. S.; HELDWEIN, M. L.; PERIN, A. J. Space vector modulation strategy applied to interphase transformers-based five-level current source inverters for electric propulsion. In: *European Conference on Power Electronics and Applications-EPE'11*. Birmingham, UK: [s.n.], 2011. p. 1–10.
- [80] DUPCZAK, B.; PERIN, A.; HELDWEIN, M. Space vector modulation strategy applied to interphase transformers-based five-level current source inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 6, p. 2740–2751, june 2012.
- [81] POU, J. *Modulation and control of three-phase PWM multilevel converters*. Tese (Ph.D.) — Technical University of Catalonia, Spain, 2002.
- [82] PARK, G.; KIM, S. Modeling and analysis of multi-interphase transformers for connecting power converters in parallel. In: *IEEE Power Electronics Specialists Conference - PESC '97*. [S.l.: s.n.], 1997. v. 2, p. 1164–1170. ISSN 0275-9306.

- [83] GRBOVI, P. et al. Turn-on performance of reverse blocking IGBT (RB-IGBT) and optimization using advanced gate driver. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 4, p. 970–980, apr. 2010. ISSN 0885-8993.
- [84] JOSIFOVIC, I. et al. SMT high power density construction of industrial, automotive and lighting electronics. In: *International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion and Power Quality - PCIM '10 Europe*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 278 – 286.
- [85] COLLIER, D. A. *Modelagem e controle de retificadores PWM trifásicos conectados a geradores síncronos a ímãs permanentes em sistemas de conversão de energia eólica*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Departamento de Engenharia Elétrica, Florianópolis, SC, 2011.
- [86] KRAUSE, P.; WASYNCZUK, O.; SUDHOFF, S. *Analysis of electric machinery and drive systems*. Second. USA: Wiley Interscience, 2002.
- [87] KRISHNAN, R. *Permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives*. USA: CRC Press, 2010.
- [88] LIU, F. et al. Zero-speed operation of high-power PWM current-source-inverter-fed induction motor drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 6, p. 3020–3027, june 2012.
- [89] LEE, H.; JUNG, S.; SUL, S. A current controller design for current source inverter-fed ac machine drive system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 3, p. 1366–1381, mar 2013.
- [90] ERICKSON, R.; MAKSIMOVIE, D. *Fundamentals of Power Electronics*. USA: Kluwer Academics, 2004.
- [91] NUSSBAUMER, T. et al. Modeling and robust control of a three-phase buck+boost PWM rectifier (VRX-4). *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 44, n. 2, p. 650–662, mar 2008.
- [92] LAGO, J. *Redistribuidor de correntes para redes de distribuição em corrente contínua bipolares*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Departamento de Engenharia Elétrica, Florianópolis, SC, 2011.

- [93] KOMURCUGIL, H.; KUKRER, O. Control strategy for three-phase current-source inverters based on Lyapunov's direct method. In: *IEEE International Symposium on Industrial Electronics - ISIE '08*. Cambridge: [s.n.], 2008. p. 890–895.
- [94] FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; EMAMI-NAEINI, A. *Feedback control of dynamic systems*. USA: Addison-Wesley, 1994.
- [95] SATO, Y.; KATAOKA, T. State feedback control of current-type PWM AC-to-DC converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 29, n. 6, p. 1090–1097, nov 1993.
- [96] KLONNE, A.; FUCHS, F. W. Optimal state feedback control of a vector controlled current source rectifier. In: *European Conference on Power Electronics and Applications - EPE'01*. Austria: [s.n.], 2001. v. 1, p. 1–10.
- [97] BOLOGNANI, S.; FAGGION, A. High efficiency multi-drive system for a hybrid electric catamaran with submersed PM synchronous motors. In: *18th International Conference on Electrical Machines, ICEM'08*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1–5.
- [98] PIZZO, A. D. et al. Design criteria of on-board propulsion for hybrid electric boats. In: *19th International Conference on Electrical Machines, ICEM'10*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6.
- [99] POSTIGLIONE, C. et al. Propulsion system for an all electric passenger boat employing permanent magnet synchronous motors and modern power electronics. In: *International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion - ESARS'12*. Bologna, IT: [s.n.], 2012.
- [100] MECKE, R. Permanent magnet synchronous motor for passenger ship propulsion. In: *13th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE'09*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–10.
- [101] DUPCZAK, B. et al. PMSM and 5-level CSI based boat electrical propulsion system efficiency analysis. In: *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC'12*. South Korea: [s.n.], 2012. p. 538–543.
- [102] REN, J. et al. Simulation of PMSM vector control system based on propeller load characteristic. In: *International Conference on Intelligent Control and Information Processing - ICICIP'10*. China: [s.n.], 2010. p. 735–737.

- [103] SHANG, D. xi et al. Study on DTC-SVM of PMSM based on propeller load characteristic. In: *International Conference on Intelligent Control and Automation - WCICA'08*. China: [s.n.], 2008. p. 6445–6449.
- [104] DUPCZAK, B. et al. PMSM specification and design for an electrical boat propulsion system. In: *International Conference and Exhibition for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management - PCIM South America*. São Paulo: [s.n.], 2012.
- [105] KLEIN, J. *Synchronous buck MOSFET loss calculations with Excel model - AN6005*. Fairchild Semiconductor, USA, 2006.
- [106] GRAOVAC, D.; PURSCHEL, M.; KIEP, A. *MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters*. Infineon, USA, 2006.
- [107] AVERY, C.; BURROW, S.; MELLOR, P. Comparison of losses in IGBT based voltage and current source converters using a single switching pole approach. In: *IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives - PEMD '10*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6.
- [108] ABU-KHAIZARAN, M.; PALMER, P. Commutation in a high power IGBT based current source inverter. In: *IEEE Power Electronics Specialists Conference - PESC'07*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 2209–2215. ISSN 0275-9306.
- [109] JUNG, S.; LEE, H.-J.; SUL, S.-K. Layout of IGBT-based current source converter for low stray inductance. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC'12*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 2206–2212.
- [110] FARAG, M. M. et al. Elimination of reverse recovery effects associated with coolMOS devices employing current source inverter topology. In: *IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives - PEMD'12*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–6.
- [111] ZHANG, Z. et al. Switching loss analysis considering parasitic loop inductance with current source drivers for buck converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 7, p. 1815–1819, July 2011. ISSN 0885-8993.

- [112] MAGNETICS Powder Cores - Molypermalloy, High Flux, Kool Mu and XFlux. Magnetics, USA, 2008.
- [113] VAC VITROPERM 500 and VITROVAC 6030 F - Tape-Wound Cores in Power Transformers for Switched Mode Power Supplies. Vacuumschmelze GmbH, Germany, 2003.
- [114] REN, Y. et al. Analytical loss model of power MOSFET. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 2, p. 310–319, march 2006. ISSN 0885-8993.
- [115] CALLEGARO, A. et al. Power semiconductor switching losses experimental characterization system. In: *Brazilian Power Electronics Conference - COBEP'11*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1062–1068. ISSN 2175-8603.
- [116] CUZNER, R.; DREWS, D.; VENKATARAMANAN, G. Power density and efficiency of system compatible, sine-wave input/output drives. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition -ECCE'12*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 4561–4568.
- [117] HABERBERGER, M.; FUCHS, F. Novel protection strategy for current interruptions in IGBT current source inverters. In: *IEEE Power Electronics Specialists Conference - PESC'04*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 558 – 564 Vol.1. ISSN 0275-9306.
- [118] AGUIRRE, M.; CALVINO, L.; VALLA, M. Multilevel current-source inverter with FPGA control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 1, p. 3–10, jan. 2013. ISSN 0278-0046.
- [119] YE, Y.; KAZERANI, M.; QUINTANA, V. Current-source converter based STATCOM: modeling and control. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 20, n. 2, p. 795–800, april 2005. ISSN 0885-8977.
- [120] MORSY, A. et al. An active damping technique for a current source inverter employing a virtual negative inductance. In: *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC'10*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 63–67. ISSN 1048-2334.
- [121] LIU, F. et al. An active damping method using inductor-current feedback control for high-power PWM current-source rectifier. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 9, p. 2580–2587, sept. 2011. ISSN 0885-8993.

- [122] HELDWEIN, M. L. *EMC Filtering of Three-Phase PWM Converters*. Tese (Dr. Sc.) — ETH Zurich, Suíça, 2008.
- [123] BARBOSA, P. et al. Boost current multilevel inverter and its application on single-phase grid-connected photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 21, n. 4, p. 1116–1124, 2006. ISSN 0885-8993.
- [124] KLUMPNER, C. A new single-stage current source inverter for photovoltaic and fuel cell applications using reverse blocking IGBTs. In: *IEEE Power Electronics Specialists Conference - PESC'07*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1683–1689. ISSN 0275-9306.
- [125] CHEN, Y.; SMEDLEY, K. Three-phase boost-type grid-connected inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 5, p. 2301–2309, sept. 2008. ISSN 0885-8993.
- [126] SAHAN, B. et al. Comparative evaluation of three-phase current source inverters for grid interfacing of distributed and renewable energy systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 8, p. 2304–2318, aug. 2011. ISSN 0885-8993.
- [127] SAHAN, B. et al. Development of a single-stage three-phase PV module integrated converter. In: *European Conference on Power Electronics and Applications - EPE'07*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–11.
- [128] PHOTONG, C.; KLUMPNER, C.; WHEELER, P. Evaluation of single-stage power convert topology for grid-connected photovoltaic. In: *IEEE International Conference on Industrial Technology - ICIT'10*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1161–1168.
- [129] NIKOLIC, A.; JEFTENIC, B. Current source converter topologies for PMSG wind turbine applications. In: *International Power Electronics and Motion Control Conference - EPE/PEMC'10*. [S.l.: s.n.], 2010. p. S14–27–32.
- [130] AMIN, M.; MOHAMMED, O. Development of a grid-connected wind generation system utilizing high frequency-based three-phase semicontrolled rectifier-current source inverter. In: *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC'11*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 645–652. ISSN 1048-2334.
- [131] POPAT, M.; WU, B.; ZARGARI, N. A novel decoupled interconnecting method for current-source converter-based offshore wind

- farms. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 10, p. 4224–4233, oct. 2012. ISSN 0885-8993.
- [132] KOCH, I.; HINRICHSSEN, F.; CANDERS, W.-R. Application of SiC-JFETs in current source inverter topologies. In: *European Conference on Power Electronics and Applications-EPE'05*. [S.l.: s.n.], 2005. p. 7–14.
- [133] CASS, C. J. et al. Evaluation of SiC JFETs for a three-phase current-source rectifier with high switching frequency. In: *IEEE Applied Power Electronics Conference - APEC'07*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 345–351. ISSN 1048-2334.
- [134] FRIEDLI, T. et al. Design and performance of a 200-khz All-SiC JFET current DC-link back-to-back converter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 45, n. 5, p. 1868–1878, sept. 2009. ISSN 0093-9994.
- [135] HENDERSHOT, J. R.; MILLER, T. J. E. *Design of Brushless Permanent-Magnet Motors*. USA: Oxford University Press, 1995.
- [136] CROS, J. et al. Design methodology for small brush and brushless DC motors. In: *Vehicle Engineering*. USA: Academy Publish, 2012.
- [137] CROS, J.; VIAROUGE, P. Synthesis of high performance PM motors with concentrated windings. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 17, n. 2, p. 248–253, jun 2002.
- [138] Cogent Power Ltd. *Non Oriented Fully Processed Electrical Steel - product catalogue*. Sweden, 2002.
- [139] CEDRAT. *Flux 9.10 user's guide - Physical applications*. Vol. 3. France, july 2005.
- [140] FIORILLO, F.; NOVIKOV, A. An improved approach to power losses in magnetic laminations under nonsinusoidal induction waveform. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 26, n. 5, p. 2904–2910, sep 1990.

APÊNDICE A – Estados de Comutação e Vetores

E_n	Situação dos interruptores												Correntes de saída						Estado				\vec{I}_k
	S_{A1}	S_{A3}	S_{B1}	S_{B3}	S_{C1}	S_{C3}	S_{A2}	S_{A4}	S_{B2}	S_{B4}	S_{C2}	S_{C4}	$I_{O,A}$	$I_{O,B}$	$I_{O,C}$	I_{α}	I_{β}	f_1	f_2	f_3	f_4		
01	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	A	A	A	A	00	
02	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	C	B	C	B	00	
03	0	0	0	1	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	C	B	C	B	00	
04	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	B	C	B	C	00	
05	0	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	B	C	C	B	00	
06	1	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	A	C	C	A	00	
07	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	C	A	C	A	00	
08	0	1	0	0	1	0	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	C	A	A	C	00	
09	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	A	C	A	C	00	
10	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	B	A	B	A	00	
11	1	1	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	A	B	A	B	00	
12	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	A	B	A	B	00	
13	0	1	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	B	A	A	B	00	
14	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	C	C	C	B	00	
15	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	B	B	B	B	00	
16	1	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	1/2	0	-1/2	1/2	0	-1/2	0	0	01	
17	1	1	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	1/2	0	-1/2	1/2	0	-1/2	0	0	01	
18	0	0	1	0	0	1	1	0	0	1	0	0	0	1/2	0	-1/2	0	0	0	0	0	01	
19	1	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1/2	0	-1/2	1/2	0	-1/2	0	0	01	
20	1	0	0	0	0	1	0	0	1	1	0	0	0	1/2	0	-1/2	1/2	0	-1/2	0	0	01	
21	1	0	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1/2	0	-1/2	1/2	0	-1/2	0	0	01	
22	0	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	1	1	1/2	0	-1/2	1/2	0	-1/2	0	0	01	
23	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	1	0	1/2	0	-1/2	1/2	0	-1/2	0	0	01	
24	1	0	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0	0	1/2	-1/2	0	0	0	0	0	02	
25	0	1	1	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	1/2	-1/2	0	0	0	0	0	02	
26	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1/2	-1/2	0	0	0	0	0	02	
27	0	0	1	0	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1/2	-1/2	0	0	0	0	0	02	
28	0	0	1	1	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1/2	-1/2	0	0	0	0	0	02	
29	0	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	0	0	1/2	-1/2	0	0	0	0	0	02	
30	0	0	1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	0	0	1/2	-1/2	0	0	0	0	0	02	
31	0	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1/2	-1/2	0	0	0	0	0	02	

E_n	Situação dos interruptores																Correntes de saída				Estado				$\rightarrow I_k$
	S_{A1}	S_{A3}	S_{B1}	S_{B3}	S_{C1}	S_{C3}	S_{A2}	S_{A4}	S_{B2}	S_{B4}	S_{C2}	S_{C4}	$I_{0,A}$	$I_{0,B}$	$I_{0,C}$	I_α	I_β	f_1	f_2	f_3	f_4				
32	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1	0	0	-1/2	1/2	0	-1/2	$\sqrt{3}/6$	C	B	A	C	03			
33	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	-1/2	1/2	0	-1/2	$\sqrt{3}/6$	B	C	C	A	03			
34	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1	1	-1/2	1/2	0	-1/2	$\sqrt{3}/6$	B	C	A	C	03			
35	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	-1/2	1/2	0	-1/2	$\sqrt{3}/6$	C	B	C	A	03			
36	1	1	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	-1/2	1/2	0	-1/2	$\sqrt{3}/6$	A	B	A	A	03			
37	0	1	1	0	0	0	1	1	0	0	0	0	-1/2	1/2	0	-1/2	$\sqrt{3}/6$	B	B	A	A	03			
38	0	1	1	0	0	0	0	0	1	1	0	0	-1/2	1/2	0	-1/2	$\sqrt{3}/6$	B	B	A	A	03			
39	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	-1/2	1/2	0	-1/2	$\sqrt{3}/6$	B	B	B	A	03			
40	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	-1/2	0	1/2	-1/2	$-\sqrt{3}/6$	B	C	A	B	04			
41	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	-1/2	0	1/2	-1/2	$-\sqrt{3}/6$	C	B	B	A	04			
42	0	0	1	1	0	0	0	1	0	1	0	1	-1/2	0	1/2	-1/2	$-\sqrt{3}/6$	B	C	B	A	04			
43	1	1	0	0	0	0	0	1	0	0	1	0	-1/2	0	1/2	-1/2	$-\sqrt{3}/6$	A	C	A	A	04			
44	0	1	0	0	1	0	1	1	0	0	0	0	-1/2	0	1/2	-1/2	$-\sqrt{3}/6$	C	A	A	A	04			
45	0	1	0	0	1	0	0	0	0	1	1	1	-1/2	0	1/2	-1/2	$-\sqrt{3}/6$	C	C	A	C	04			
46	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1	-1/2	0	1/2	-1/2	$-\sqrt{3}/6$	C	C	C	A	04			
47	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	0	-1/2	0	1/2	-1/2	$-\sqrt{3}/6$	C	B	A	B	04			
48	0	0	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	0	-1/2	1/2	0	$-\sqrt{3}/3$	C	A	B	A	05			
49	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	-1/2	1/2	0	$-\sqrt{3}/3$	A	C	A	B	05			
50	1	0	0	1	1	0	0	0	1	0	1	0	0	-1/2	1/2	0	$-\sqrt{3}/3$	A	C	B	A	05			
51	0	0	1	1	0	0	0	0	0	1	1	0	0	-1/2	1/2	0	$-\sqrt{3}/3$	B	C	B	B	05			
52	0	1	0	0	1	0	1	0	0	1	0	0	0	-1/2	1/2	0	$-\sqrt{3}/3$	C	A	A	B	05			
53	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1	0	0	0	-1/2	1/2	0	$-\sqrt{3}/3$	C	B	B	B	05			
54	0	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	-1/2	1/2	0	$-\sqrt{3}/3$	C	C	C	B	05		
55	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1	0	0	-1/2	1/2	0	$-\sqrt{3}/3$	C	C	C	B	05		
56	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0	1/2	-1/2	0	1/2	$-\sqrt{3}/6$	C	A	C	B	06			
57	1	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1/2	-1/2	0	1/2	$-\sqrt{3}/6$	A	C	B	C	06			
58	1	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1/2	-1/2	0	1/2	$-\sqrt{3}/6$	C	A	B	C	06			
59	1	0	0	0	0	0	1	0	0	1	1	0	1/2	-1/2	0	1/2	$-\sqrt{3}/6$	A	C	C	B	06			
60	0	0	0	0	0	0	1	0	0	1	1	0	1/2	-1/2	0	1/2	$-\sqrt{3}/6$	B	A	B	B	06			
61	1	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0	1/2	-1/2	0	1/2	$-\sqrt{3}/6$	A	B	B	B	06			
62	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1	1/2	-1/2	0	1/2	$-\sqrt{3}/6$	A	A	B	A	06			
63	1	0	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1/2	-1/2	0	1/2	$-\sqrt{3}/6$	A	A	B	A	06			

E_n	Situação dos interruptores												Correntes de saída					Estado				\vec{I}_k
	S_{A1}	S_{A3}	S_{B1}	S_{B3}	S_{C1}	S_{C3}	S_{A2}	S_{A4}	S_{B2}	S_{B4}	S_{C2}	S_{C4}	$I_{o,A}$	$I_{o,B}$	$I_{o,C}$	I_{α}	I_{β}	f_1	f_2	f_3	f_4	
64	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	1	1	-1/2	-1/2	1	0	0	A	A	B	C	07
65	1	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0	1	-1/2	-1/2	1	0	0	A	A	C	B	07
66	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1	0	-1	1	$\sqrt{3}/3$	A	A	C	C	08	
67	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	1/2	1/2	-1	1/2	$\sqrt{3}/2$	A	B	C	C	09	
68	0	0	1	0	0	1	1	0	0	0	1	1/2	1/2	-1	1/2	$\sqrt{3}/2$	B	A	C	C	09	
69	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	1	-1	0	1,155	B	B	C	C	10	
70	0	1	1	0	0	0	1	0	0	1	0	-1/2	1	-1/2	-1/2	$\sqrt{3}/2$	B	B	A	C	11	
71	0	0	1	0	0	1	0	1	1	0	0	-1/2	1	-1/2	-1/2	$\sqrt{3}/2$	B	B	C	A	11	
72	0	1	1	0	0	0	1	1	0	0	0	-1	1	0	-1	$\sqrt{3}/3$	B	B	A	A	12	
73	0	1	1	0	0	0	1	0	0	1	0	-1	1/2	1/2	-1	0	B	C	A	A	13	
74	0	1	0	0	1	0	0	1	1	0	0	-1	1/2	1/2	-1	0	C	B	A	A	13	
75	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	-1	0	1	-1	$-\sqrt{3}/3$	C	C	A	A	14	
76	0	1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	-1/2	-1/2	1	-1/2	$-\sqrt{3}/2$	C	C	A	B	15	
77	0	0	0	1	1	0	0	1	0	0	1	-1/2	-1/2	1	-1/2	$-\sqrt{3}/2$	C	C	B	A	15	
78	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1	0	0	-1	1	0	-1,155	C	C	B	B	16	
79	1	0	0	1	0	0	0	0	0	1	1	0	1/2	-1	1/2	$\sqrt{3}/2$	A	C	B	B	17	
80	0	0	0	1	1	0	1	0	0	1	0	0	1/2	-1	1/2	$-\sqrt{3}/2$	C	A	B	B	17	
81	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	-1	0	1	$-\sqrt{3}/3$	A	A	B	B	18

**APÊNDICE B – Equações para a Modulação de Espaço
Vetorial**

B.1 Transformação dos Sistemas de Referência

Normalmente, as técnicas de controle de máquinas elétricas são baseadas em sistemas ortogonais girantes, chamadas de coordenadas dq . Contudo, o vetor de referência (\vec{i}^*) gerado pelas coordenadas dq pode ser definido em função de um sistema de coordenadas estático, com eixos em $\pm\pi/6$, visando simplificar posteriormente o cálculo das razões cíclicas dos vetores.

Considerando a representação vetorial normalizada, vista na Figura 96, o vetor de referência é definido como sendo

$$\vec{i}^* = \vec{i}_{d,t}^* + \vec{i}_{q,t}^* = \vec{p}_a + \vec{p}_b. \tag{B.1}$$

Reescrevendo B.1 em função do módulo e do ângulo dos vetores, tem-se que

$$i_{d,t}^* e^{(-\pi/2+\theta_r)} + i_{q,t}^* e^{j\theta_r} = p_a e^{-j\pi/6} + p_b e^{j\pi/6}. \tag{B.2}$$

Conhecida a definição apresentada em (B.3), a equação (B.2) será reescrita em coordenadas retangulares. Dessa forma, os termos reais e imaginários podem ser isolados, originando as igualdades apre-

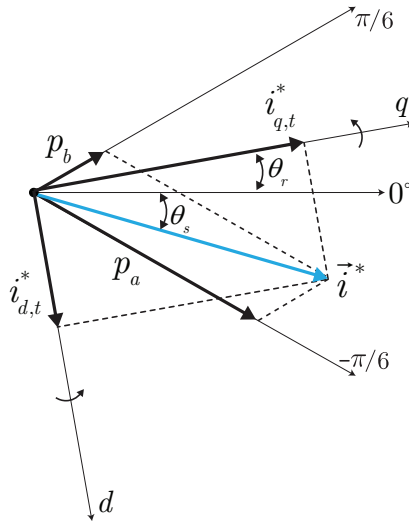


Figura 96 – Representação do vetor de referência em coordenadas dq (sistema girante) ou em coordenadas $\pm\pi/6$ (sistema estático).

sentadas em (B.4) e (B.5).

$$Ae^{jx} = A \cos(x) + jA \sin(x) \quad (\text{B.3})$$

$$i_{d,t}^* \sin(\theta_r) - i_{q,t}^* \cos(\theta_r) = p_a \frac{\sqrt{3}}{2} + p_b \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (\text{B.4})$$

$$-i_{d,t}^* \cos(\theta_r) + i_{q,t}^* \sin(\theta_r) = -p_a \frac{1}{2} + p_b \frac{1}{2} \quad (\text{B.5})$$

Somando e subtraindo as equações (B.4) e (B.5), determinam-se

$$p_a = \left[\frac{1}{\sqrt{3}} \sin(\theta_r) + \cos(\theta_r) \right] i_{d,t}^* + \left[\frac{1}{\sqrt{3}} \cos(\theta_r) - \sin(\theta_r) \right] i_{q,t}^*, \quad (\text{B.6})$$

$$p_b = \left[\frac{1}{\sqrt{3}} \sin(\theta_r) - \cos(\theta_r) \right] i_{d,t}^* + \left[\frac{1}{\sqrt{3}} \cos(\theta_r) + \sin(\theta_r) \right] i_{q,t}^*. \quad (\text{B.7})$$

Considerando então as identidades trigonométricas

$$\sin\left(\theta_r \pm \frac{\pi}{6}\right) = \frac{1}{2} \left[\sqrt{3} \sin(\theta_r) \pm \cos(\theta_r) \right], \quad (\text{B.8})$$

$$\cos\left(\theta_r \pm \frac{\pi}{6}\right) = \frac{1}{2} \left[\sqrt{3} \cos(\theta_r) \mp \sin(\theta_r) \right], \quad (\text{B.9})$$

e utilizando-as nas equações (B.6) e (B.7), tem-se portanto que

$$p_a = \frac{2\sqrt{3}}{3} \left[\cos\left(\theta_r - \frac{\pi}{6}\right) i_{d,t}^* - \sin\left(\theta_r - \frac{\pi}{6}\right) i_{q,t}^* \right], \quad (\text{B.10})$$

$$p_b = \frac{2\sqrt{3}}{3} \left[-\cos\left(\theta_r + \frac{\pi}{6}\right) i_{d,t}^* + \sin\left(\theta_r - \frac{\pi}{6}\right) i_{q,t}^* \right]. \quad (\text{B.11})$$

Reescrevendo as equações (B.10) e (B.11) na forma matricial, tem-se que

$$\begin{bmatrix} p_a \\ p_b \end{bmatrix} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} i_{q,t}^* \\ i_{d,t}^* \end{bmatrix} \quad (\text{B.12})$$

$$\mathbf{T} = \frac{2\sqrt{3}}{3} \begin{bmatrix} -\sin\left(\theta_r - \frac{\pi}{6}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{\pi}{6}\right) \\ \sin\left(\theta_r + \frac{\pi}{6}\right) & -\cos\left(\theta_r + \frac{\pi}{6}\right) \end{bmatrix}. \quad (\text{B.13})$$

Por sua vez, utilizando o método da matriz adjunta, a transformação inversa é obtida como sendo

$$\mathbf{T}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\left(\theta_r + \frac{\pi}{6}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{\pi}{6}\right) \\ \sin\left(\theta_r + \frac{\pi}{6}\right) & \sin\left(\theta_r - \frac{\pi}{6}\right) \end{bmatrix}. \quad (\text{B.14})$$

B.2 Determinação dos sextantes

Os módulos das projeções (p_a e p_b), obtidos por meio da transformação \mathbf{T} , permitem determinar o sextante do diagrama vetorial onde o vetor de referência está presente. Analisando a Figura 97, conclui-se que a determinação dos sextantes pode ser realizada através de comparações dos valores de p_a , p_b e $p_a + p_b$, conforme a Tabela 22.

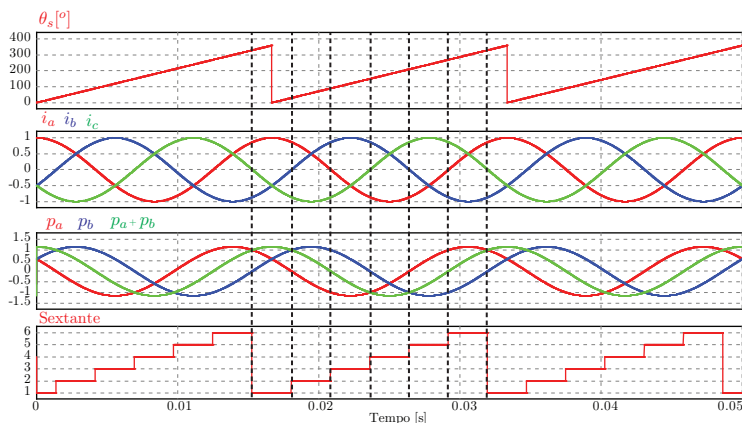


Figura 97 – Determinação do sextante do vetor de referência, utilizando os módulos das projeções (p_a e p_b).

Tabela 22 – Condições de comparação para determinar o sextante do vetor de referência.

Condição	Sextante (S)
$p_a \geq 0$ e $p_b \geq 0$	1
$p_a < 0$ e $p_b \geq 0$ e $p_a + p_b \geq 0$	2
$p_a < 0$ e $p_b \geq 0$ e $p_a + p_b < 0$	3
$p_a < 0$ e $p_b < 0$	4
$p_a \geq 0$ e $p_b < 0$ e $p_a + p_b < 0$	5
$p_a \geq 0$ e $p_b < 0$ e $p_a + p_b \geq 0$	6

B.3 Equivalência das projeções no primeiro sextante

Devido a simetria do diagrama vetorial, é possível determinar valores equivalentes das projeções p_a e p_b no primeiro sextante, o que contribui para reduzir esforço computacional no processo de modulação. Para isso, é necessário rotacionar o vetor de referência para o primeiro sextante, sendo que o ângulo de rotação necessário (φ) é definido pela expressão (B.15), onde S corresponde ao sextante original do vetor de referência.

$$\varphi = (1 - S) \frac{\pi}{3} \quad (\text{B.15})$$

Utilizando então a matriz de rotação (B.16)

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \sin(\varphi) \\ -\sin(\varphi) & \cos(\varphi) \end{bmatrix}, \quad (\text{B.16})$$

e representando o módulo das componentes dq do vetor de referência como

$$\vec{i}_{qd} = [i_{q,t}^* \quad i_{d,t}^*]^T, \quad (\text{B.17})$$

os seus respectivos valores equivalentes no primeiro sextante (\vec{i}_{qd}') são calculados segundo

$$\vec{i}_{qd}' = \mathbf{R} \cdot \vec{i}_{dq}. \quad (\text{B.18})$$

Contudo, empregando as transformações definidas em (B.13) e (B.14), a expressão (B.18) pode ser reescrita segundo

$$\mathbf{T}^{-1} \cdot \vec{i}_{p_a p_b}' = \mathbf{R} \cdot \mathbf{T}^{-1} \cdot \vec{i}_{p_a p_b}, \quad (\text{B.19})$$

$$\vec{i}_{p_a p_b}' = \mathbf{T} \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{T}^{-1} \cdot \vec{i}_{p_a p_b}, \quad (\text{B.20})$$

$$\vec{i}_{p_a p_b}' = \mathbf{W} \cdot \vec{i}_{p_a p_b}, \quad (\text{B.21})$$

onde

$$\vec{i}_{p_a p_b}' = [p_a' \quad p_b']^T, \quad (\text{B.22})$$

$$\vec{i}_{p_a p_b} = [p_a \quad p_b]^T, \quad (\text{B.23})$$

$$\mathbf{W} = \mathbf{T} \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{T}^{-1} = \frac{2\sqrt{3}}{3} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \varphi\right) & \sin(-\varphi) \\ \sin(\varphi) & \sin\left(\frac{\pi}{3} + \varphi\right) \end{bmatrix}. \quad (\text{B.24})$$

Assim, se o vetor de referência estiver no primeiro sextante, tem-se que

$$S = 1; \quad \varphi = 0; \quad \mathbf{W}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (\text{B.25})$$

e portanto,

$$p_a' = p_a; \quad p_b' = p_b. \quad (\text{B.26})$$

Estando o vetor de referência no segundo sextante, tem-se que

$$S = 2; \quad \varphi = -\frac{\pi}{3}; \quad \mathbf{W}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (\text{B.27})$$

logo,

$$p_a' = p_a + p_b \quad ; \quad p_b' = -p_a. \quad (\text{B.28})$$

Empregando o mesmo procedimento para os demais sextantes, obtém-se a Tabela 23, onde são apresentados os valores equivalentes no primeiro sextante das projeções do vetor de referência.

Tabela 23 – Valores equivalentes no primeiro sextante, das projeções do vetor de referência.

Sextante (S)	Projeções equivalentes	
1	$p_a' = p_a$	$p_b' = p_b$
2	$p_a' = p_a + p_b$	$p_b' = -p_a$
3	$p_a' = p_b$	$p_b' = -p_a - p_b$
4	$p_a' = -p_a$	$p_b' = -p_b$
5	$p_a' = -p_a - p_b$	$p_b' = p_a$
6	$p_a' = -p_b$	$p_b' = p_a + p_b$

APÊNDICE C – Projeto de Motores a Imãs Permanentes

C.1 Introdução

Os motores a ímãs permanentes representam a solução mais atracente para aplicações de acionamento elétrico em sistemas embarcados, principalmente devido ao elevado rendimento, torque de partida e densidade de potência, proporcionados por este tipo de máquina.

Entre as inúmeras aplicações, cita-se a sua presença em diversos tipos de acessórios automotivos como alternadores, ventiladores, condicionador de ar, direção assistida, freios ABS, vidros elétricos entre outros. Além disso, os motores a ímãs permanentes fazem parte dos modernos sistemas de propulsão elétrica, utilizados em automóveis, embarcações, motos e bicicletas elétricas, operando isoladamente ou em conjunto com os motores a combustão tradicionais.

Tendo em vista que estes motores são uma carga comum para os inversores trifásicos, é importante conhecer um pouco sobre o funcionamento e dimensionamento destes dispositivos, visando auxiliar na determinação dos parâmetros elétricos necessários para o projeto dos circuitos de eletrônica de potência.

Desta forma, neste capítulo apresenta-se um breve estudo sobre a metodologia de projeto de um motor síncrono a ímãs permanentes (MSIP) com bobinagem concentrada, aplicado a um sistema de propulsão elétrica.

C.2 Característica Mecânica da Carga

O ponto de partida para o projeto de motores (e de inversores trifásicos para acionamento elétrico) é conhecer o comportamento da carga mecânica que será aplicada ao eixo da máquina, sendo este comportamento representado por uma curva característica de torque / velocidade, que depende da aplicação na qual o motor será utilizado. A intenção principal de se conhecer a curva característica é garantir que o motor projetado seja capaz de fornecer torque suficiente à carga, em toda a sua faixa de velocidade de operação, sendo capaz de acelerá-la de zero até a velocidade máxima sem exceder nenhum limite elétrico ou térmico [135].

Certos tipos de cargas, como por exemplo compressores e esteiras, apresentam um torque praticamente constante e que não varia com a velocidade, cuja representação é vista na Figura 98(a). No caso de ventiladores, bombas centrífugas e propulsores de embarcações, o torque aumenta proporcionalmente com o quadrado da velocidade, apre-

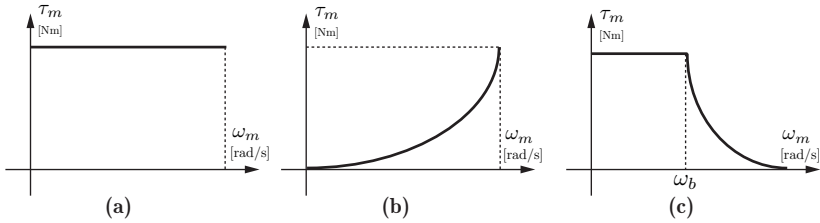


Figura 98 – Exemplos de curvas de torque/velocidade de diferentes tipos de carga: (a) Compressores e esteiras, (b) Ventiladores e propulsores de embarcações; (c) Carros elétricos.

sentado um comportamento segundo a Figura 98(b). Em outros casos, conforme a Figura 98(c) que representa a característica de carga de um veículo elétrico, é necessário um torque constante até uma certa velocidade de base, o qual decresce a partir deste ponto de tal forma a manter a potência constante em altas velocidades.

Para servir de exemplo de curva de carga, para o projeto do motor elétrico que será desenvolvido, será considerada uma característica de torque/velocidade de acordo com a Figura 98(b), visando representar o comportamento de um propulsor para embarcações. Para obter um modelo matemático preciso para este tipo de aplicação, seria necessário dispor dos parâmetros construtivos do propulsor e do casco da embarcação [102, 103], informações estas que fogem ao escopo deste trabalho. Assim, será considerado um modelo simplificado descrito pela equação (C.1), onde a constante de torque utilizada foi calculada de tal forma que na velocidade angular de 575,96 rad/s (5.500 rpm) a hélice proporcione ao eixo da máquina um torque de 20,8 Nm, correspondendo a uma potência mecânica máxima de 12 kW [101].

$$T_m(\omega_m) = 62,822 \times 10^{-6} \omega_m^2 \quad (\text{C.1})$$

C.3 Metodologia de Projeto

A metodologia de projeto permite ao projetista encontrar um compromisso entre propriedades dos materiais, dimensionamento dos dispositivos, custo do processo de fabricação e restrições da aplicação final do motor.

C.3.1 Escolha do tipo de máquina

O projeto do motor inicia com a análise das especificações e da definição da topologia de máquina que melhor se adapta à aplicação desejada. Dessa forma, é possível limitar o número de soluções antes de iniciar o processo de otimização elétrica e geométrica do projeto [136].

Em se tratando de MSIP, são encontradas na literatura diferentes tipos de estruturas, que podem ser agrupadas quanto ao tipo de força contra-eletromotriz (BEMF - *back electromotive force*) gerada (trapezoidal ou senoidal), direção do fluxo magnético em relação ao eixo de rotação (radial ou axial), posição dos ímãs no rotor (superficial externo, superficial inserido, interno), formato do rotor (polos lisos ou salientes), tipo de bobinagem (concentrada ou distribuída) entre outras classificações. Estas variações construtivas permitem conceber máquinas com distintos níveis de desempenho e de complexidade matemática de modelagem, além de viabilizar ou não a produção em larga escala [87].

Para este projeto, será considerado um MSIP de fluxo radial com força contra-eletromotriz induzida senoidal, tendo em vista que o inversor de corrente em estudo fornece tensões sinusoidais nos seus terminais de saída. Este tipo de MSIP proporciona baixa ondulação de torque e ruído audível, sendo adequado para aplicações que exigem elevado desempenho. O rotor será com ímãs superficiais e pólos lisos, facilitando a modelagem analítica da máquina, pois o circuito magnético será sempre o mesmo (independente da posição do rotor), não existindo o surgimento de torque por relutância. Como técnica de bobinagem, será adotada a do tipo concentrada, a qual consiste em utilizar bobinas em cada um dos dentes do estator. Quando comparada com a técnica distribuída, a bobinagem concentrada é mais fácil de ser executada e permite reduzir consideravelmente o volume de cobre utilizado, pois as bobinas possuem dimensões menores. Com isso, a resistência e as perdas por condução do estator também serão reduzidas [137].

C.3.2 Escolha do número de pólos e slots

A relação entre a velocidade mecânica do rotor (ω_m) e a frequência da tensão de alimentação do MSIP (ω_e) é definida por (C.2), onde N_p representa o número de pares de pólos do motor.

$$\omega_m = \frac{\omega_e}{N_p} \quad (\text{C.2})$$

Analisando com relação à frequência de alimentação, o valor de ω_e tem impacto nas perdas do ferro, principalmente devido as perdas por correntes parasitas, que crescem com o quadrado da variação da indução magnética no estator. Levando-se em conta a densidade de perdas geradas nas chapas de aço-silício disponíveis no mercado [138], recomenda-se limitar o valor da frequência de alimentação em 400 Hz, evitando assim comprometer o rendimento do motor. Do ponto de vista do inversor, elevados valores de ω_e implicam no uso de uma frequência de comutação elevada, a fim de gerar correntes de alimentação com reduzido conteúdo harmônico em baixa frequência. Com isso, aumentam-se as perdas por comutação e o esforço computacional exigido do controlador digital de sinais. Assim, para o exemplo de projeto em questão, onde a máxima velocidade mecânica será de 5.500 rpm, será adotado um número de pares de pólos igual a quatro ($N_p=4$) e conseqüentemente uma frequência elétrica máxima de 367 Hz [101, 104].

Para se obter uma máquina trifásica com bobinagem concentrada e balanceada, é necessário que a equação (C.3) seja atendida [137], onde N_s é o número de slots, k é um número inteiro e $MDC()$ é o máximo divisor comum. Por sua vez, a escolha de uma determinada quantidade de pólos e slots impõe uma relação de captação do fluxo magnético dos ímãs pelas bobinas do estator. Esta relação chama-se de fator de bobinagem (k_b) e é usada para caracterizar o desempenho de uma determinada estrutura. Apesar de existirem inúmeras combinações de pólos e slots que atendem a (C.3), escolher as opções que proporcionam um fator de bobinagem elevado ($k_b > 0,8$) contribui para o melhor aproveitamento do material magnético utilizado. Tabelas de possíveis valores de k_b em função de N_s e $2N_p$ são encontradas em [136, 137].

$$\frac{N_s}{MDC(N_s, 2N_p)} = 3k \quad (C.3)$$

Neste projeto, serão utilizados doze slots, implicando em um $k_b=0,866$. Segundo [135], a escolha de $N_s=12$ e $2N_p=8$ é uma relação que permite também minimizar a ondulação de torque (*cogging torque*) causada pela interação entre ímãs e slots.

C.3.3 Método de bobinagem

Após a seleção do número de pólos e slots, o próximo passo é determinar a configuração de bobinagem e a posição de cada bobina no estator. O método utilizado para esta etapa é baseado na decomposição

do número de slots por pólo e por fase (S_{pp}) [136,137]. Para valores inferiores a unidade, S_{pp} deve ser reduzido para uma fração com dois números inteiros não divisíveis b e c , conforme a equação (C.4), onde m corresponde ao número de fases.

$$S_{pp} = \frac{N_s}{m \cdot 2N_p} = \frac{b}{c} \tag{C.4}$$

$$S_{pp} = \frac{12}{3 \cdot 8} = \frac{1}{2} \tag{C.5}$$

A partir de S_{pp} elabora-se uma sequência binária, conforme representado por (C.6), onde “b” representa a quantidade de “1”s e $c - b$ a quantidade de “0”s. Para se obter uma bobinagem com elevado desempenho, os números “1”s devem ser distribuídos uniformemente na sequência, em relação ao demais “0”s.

$$\underbrace{11 \dots 1}_b \underbrace{00 \dots 0}_{c-b} \tag{C.6}$$

Para o exemplo em questão, a sequência binária é apresentada em (C.7), estando repetida diversas vezes. Utiliza-se então uma sequência de fases do tipo AC’BA’CB’ (A’ representa o condutor de retorno do condutor A), atribuída ao conjunto binário, sendo que as fases atribuídas a cada “1” são separadas para formar a sequência de bobinagem, conforme representado em (C.8).

$$1_A 0_{C'} \ 1_B 0_{A'} \ 1_C 0_{B'} \ 1_A 0_{C'} \ 1_B 0_{A'} \ 1_C 0_{B'} \ 1_A 0_{C'} \dots \tag{C.7}$$

$$A \ B \ C \ A \ B \ C \ A \ \dots \tag{C.8}$$

Fazendo uso de uma representação planejada dos slots do estator (Figura 99), as fases são atribuídas de acordo com a sequência (C.8) e na esquerda de cada dente, sendo que a direita deles atribui-se o respectivo condutor de retorno. Na Figura 99 observa-se também uma região tracejada, a qual será modelada posteriormente para a simulação de campos eletromagnéticos por elementos finitos.

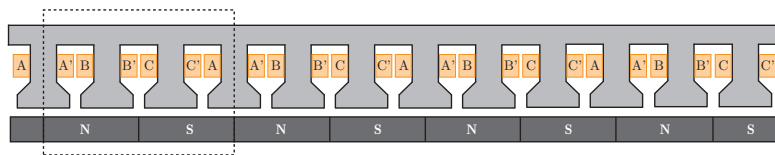


Figura 99 – Representação planificada do estator e do rotor, destacando a sequência de bobinagem adotada e a região que será modelada posteriormente para simulação de campos eletromagnéticos.

C.3.4 Otimização com modelo analítico

O projeto do MSIP com bobinagem concentrada será realizado por meio de um conjunto de equações analíticas simplificadas, apresentadas na Tabela 24 [136], que relacionam parâmetros eletromagnéticos da máquina com as suas dimensões geométricas, identificadas na Figura 101(a). A partir destas equações, é possível utilizar pacotes de otimização numérica, que modificam automaticamente um grupo de parâmetros até que seja atendido um determinado conjunto de restrições de projeto. Posteriormente, os resultados devem ser verificados com algum *software* de simulação por método de elementos finitos, a fim de garantir que as simplificações adotadas no equacionamento não tenham causado erros significativos no dimensionamento do motor. Por se tratar de um estudo básico sobre o projeto de motores, o processo de otimização analítica irá considerar apenas equações de modelos elétricos e magnéticos, não contemplando modelos térmicos ou mecânicos. Além disso, melhores resultados poderiam ser obtidos se a cada iteração do processo de otimização fosse realimentado com resultados de simulação, visando compensar as não idealidades ausentes no modelo analítico.

As especificações utilizadas para o projeto são detalhadas na Tabela 25, onde também são vistas as restrições empregadas no processo de otimização. Para obter uma solução de projeto que atendesse as restrições impostas, a seção total de cobre (S_{Cu}), a densidade de corrente (J), o diâmetro da armadura (D_a), o comprimento da armadura (L) e a razão entre os arcos dos ímãs e dos pólos (β) tiveram seus valores modificados interativamente, até que o menor volume de partes ativas do motor fosse encontrado. Este procedimento está representado na Figura 100 e foi implementado através do pacote de otimização não-linear *Solver*, disponível no *software* Excel. Na Tabela 26 são apresentados os resultados obtidos.

Tabela 24 – Equações simplificadas para o projeto de MSIP com bobinagem concentrada e armadura externa.

Parâmetro	Unid.	Expressão analítica
Carregamento da armadura (A)	A/m	$\frac{JS_{Cu}}{\pi D_a}$
Densidade de fluxo no entreferro (B_a)	T	$2 \frac{B_r l_a}{D_a - 2(e + l_a)}$
Torque eletromagnético (T_e)	Nm	$k_b \sin\left(\beta \frac{\pi}{2}\right) \sqrt{2} D_a^2 L B_a A$
Comprimento angular dos dentes (θ_t)	rad	$\beta \frac{B_a}{B_{\max}} \frac{2\pi}{N_s}$
Espessura da ponta dos dentes (etb)	m	$\frac{D_a}{4} \frac{B_a}{B_{\max}} \left(\frac{2\pi}{N_s} - \theta_t\right)$
Espessura da coroa da armadura (eca)	m	$\beta \frac{B_a}{B_{\max}} \frac{\pi D_a}{4N_p}$
Espessura da coroa do rotor (ecp)	m	$\beta \frac{B_a}{B_{\max}} \frac{\pi D_a}{4N_p}$
Diâmetro dos slots (D_e)	m	$\sqrt{(D_a + 2etb)^2 + \frac{4A(D_a + 2etb)}{k_r J(1 - \theta_t \frac{N_s}{2\pi})}}$
Diâmetro externo (D_{ex})	m	$D_e + 2eca$
Diâmetro interno (D_{int})	m	$D_a - 2(e + l_a + ecp)$
Comprimento de uma espira (L_t)	m	$2L + \frac{\pi^2}{4N_s} \left(1 + \beta \frac{B_a}{B_{\max}}\right) (D_e + D_a + 2etb)$
Número de espiras por bobina (N_t)	-	$\frac{3}{4} \left(\frac{30U_{dc} A D_a}{\sqrt{2} N_s T_e \omega_m^{(rpm)}}\right)$
Resistência de fase (R_m)	Ω	$N_t^2 \rho \frac{2}{3} \frac{N_s^2 L_t}{S_{Cu}}$
Valor eficaz da corrente de fase (I_m)	A	$\frac{1}{N_t} \frac{S_{Cu} J}{2N_s}$
Valor eficaz de fluxo mag. por fase - sem carga (Φ_v)	Wb	$\frac{T}{3N_p I_m}$
Perdas no cobre (P_{Cu})	W	$3R_m I_m^2$
Volume de partes ativas do motor (V_{ol})	m ³	$\pi \left(\frac{D_{ex}}{2}\right)^2 L$

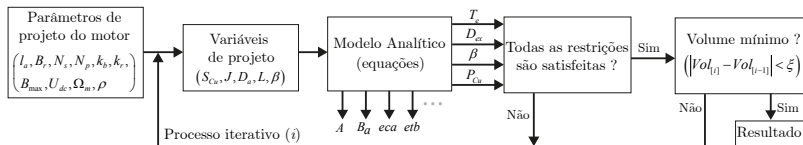


Figura 100 – Fluxograma do processo de otimização empregado no projeto do MSIP.

Tabela 25 – Especificações de projeto e restrições de otimização do MSIP.

Parâmetro	Valor
Potência mecânica máxima ($P_{m,max}$)	12 kW
Velocidade mecânica máxima ($\omega_{m,max}$)	5.500 rpm
Número de slots (N_s)	12
Número de pares de pólos (N_p)	4
Material dos ímãs	NdFeB
Indução magnética residual dos ímãs (B_r)	1,35 T
Espessura dos ímãs (l_a)	4 mm
Espessura do entreferro (e)	2 mm
Máxima indução magnética no ferro (B_{max})	1,4 T
Fator de ocupação dos slots (k_r)	0,36
Fator de bobinagem (k_b)	0,866
Tensão de barramento (U_{dc})	135 V
Resistividade do cobre (ρ)	$2,1 \times 10^{-8} \Omega m$
Diâmetro externo (D_{ex})	= 150 mm
Torque eletromagnético (T_e)	$\geq 20,8 \text{ Nm}$
Perdas no cobre (P_{Cu})	$\leq 160 \text{ W}$
Razão entre os arcos dos ímãs e dos pólos (β)	$\geq 0,7$
Volume	Mínimo

C.4 Simulação de Campos Eletromagnéticos

A simulação de campos eletromagnéticos é necessária para verificar se a bobinagem do estator e o cálculo das demais dimensões do motor foram realizadas corretamente. Dessa forma, a partir dos parâmetros geométricos obtidos com as equações da Tabela 24, a unidade de simetria do motor (neste caso 1/4 da máquina) foi modelada em um *software* de cálculo de campos pelo método de elementos finitos (*Flux*

Tabela 26 – Resultados do processo de otimização.

Parâmetro	Valor
Seção total de cobre (S_{Cu})	0,00155 m ²
Densidade de corrente (J)	6,48 × 10 ⁶ A/m ²
Comprimento da armadura (L)	83,9 mm
Diâmetro da armadura (D_a)	84,4 mm
Diâmetro externo (D_{ex})	150 mm
Torque eletromagnético (T_e)	20,8 Nm
Perdas no cobre (P_{Cu})	160 W
Razão entre os arcos dos ímãs e dos pólos (β)	0,723
Volume	1,48 dm ³
Número de espiras por bobina (N_t)	5
Resistência de fase (R_m)	7,6 mΩ
Valor eficaz da corrente de fase (I_m)	83,8 A
Valor de pico de fluxo mag. por fase - a vazio (λ_m)	29,3 mWb

2D 9.1), conforme visto na Figura 101(b).

Estas simulações permitem observar a distribuição da densidade de fluxo magnético na máquina (cf. Figura 102(a)), bem como avaliar possíveis pontos de saturação do ferro, através da análise da imagem da permeabilidade magnética relativa (cf. Figura 102(b)). São determinadas também a forma de onda e a amplitude da força contra-eletromotriz induzida a vazio (cf. Figura 103(a)) além de verificar se no ponto nominal de velocidade e de corrente na máquina é possível obter o torque eletromagnético esperado (cf. Figura 103(b)). Uma representação espacial das partes ativas do motor é mostrada na Figura 104, sendo que os parâmetros necessários para simulação elétrica da máquina estão reunidos na Tabela 27. O momento de inércia do rotor (J_m) foi obtido a partir do modelo 3D, baseado nas massas e dimensões das partes que compõem o rotor. Não foi estimado o valor do coeficiente de atrito mecânico (B_m).

C.4.1 Cálculo de perdas elétricas

O valor das perdas por condução nas bobinas do motor (perda no cobre - P_{Cu}) é calculado conforme a equação da Tabela 24, sendo necessário apenas o conhecimento dos valores da corrente eficaz e da resistência de fase da máquina. Contudo, a determinação das perdas

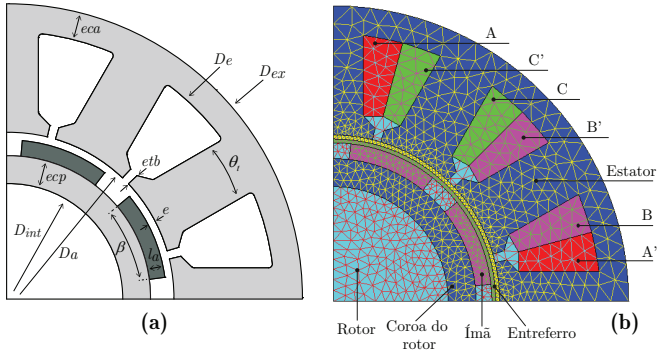


Figura 101 – (a) Representação da seção transversal de um motor a ímãs permanentes com armadura externa; (b) Modelo de simulação do MSIP, utilizado o *software* de cálculo de campos eletromagnéticos pelo método de elementos finitos (um quarto de motor, 3.668 nós, 1.785 faces).

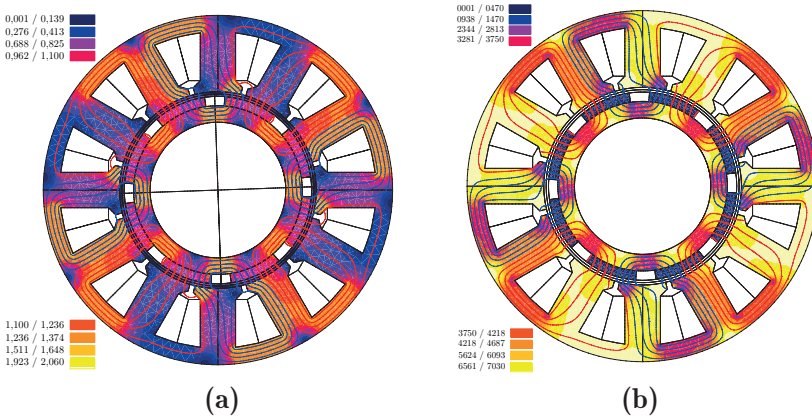


Figura 102 – Resultados de simulação do MSIP, obtidos para o ponto de operação de 5.500 rpm, 20,8 Nm e 2° de posição angular do rotor: (a) densidade de fluxo magnético (valores da escala de cores em Tesla); (b) permeabilidade magnética (valores da escala de cores em relação a permeabilidade magnética do ar).

no ferro (P_{Fe}) representa uma tarefa mais complexa, sendo necessário o uso do *software* de cálculo de campos por elementos finitos [139]. Neste caso, utiliza-se o modelo de perdas proposto por [140], sepa-

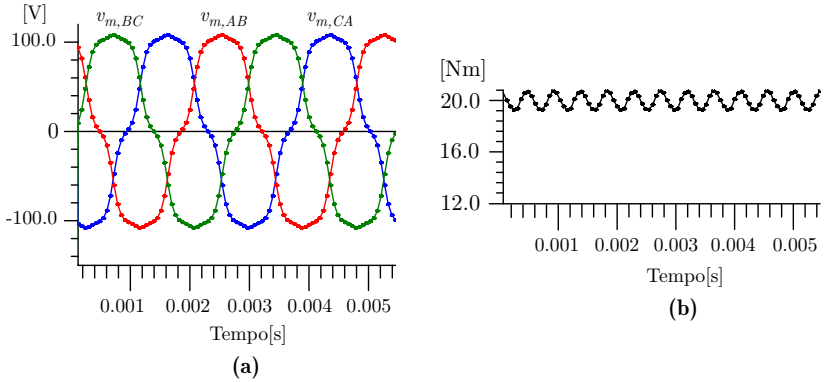


Figura 103 – (a) Força contra-eletromotriz induzida (tensão de linha nos terminais da máquina sem carga) e (b) torque eletromagnético gerado em máxima potência, ambos para a velocidade de 5.500 rpm.

rando as perdas no ferro em perdas por histerese ($P_{Fe,h}$), perdas por corrente de Foucault ($P_{Fe,f}$) e perdas suplementares ($P_{Fe,s}$). Por sua vez, empregando as equações (C.9)-(C.12) e o conjunto de parâmetros apresentados na Tabela 28, que caracteriza as lâminas de aço consideradas, obtém-se o gráfico de perdas no motor apresentado na Figura 105. Observa-se que no ponto nominal de operação (5.500 rpm, 12 kW) as perdas no cobre ficam limitadas em 160 W (conforme a restrição especificada na Tabela 25), enquanto que as perdas no ferro atingem um valor de 225 W, proporcionando um rendimento elétrico de aproximadamente 97%.

$$dP_{Fe,h}(t) = k_h f_o B_m^n(t) \tag{C.9}$$

$$dP_{Fe,f}(t) = \sigma \frac{d^2}{12} \left(\frac{dB(t)}{dt} \right)^2 ; \quad dP_{Fe,s}(t) = k_s \left(\left| \frac{dB(t)}{dt} \right| \right)^{3/2} \tag{C.10}$$

$$P_{Fe}(t) = \int \int \int k_{fil} (dP_{Fe,h} + dP_{Fe,f} + dP_{Fe,s}) dv \tag{C.11}$$

$$P_{Fe,avg} = \frac{1}{T} \int_0^T P_{Fe}(t) dt \tag{C.12}$$

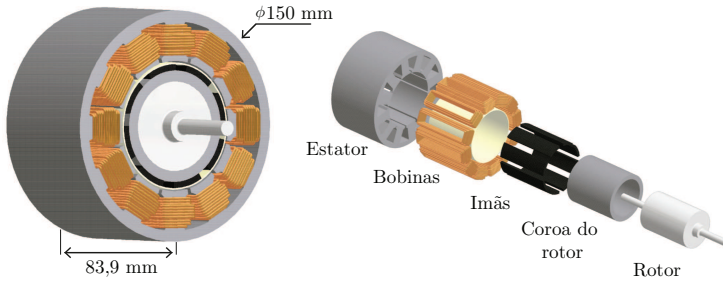


Figura 104 – Representação espacial do MSIP de 12 kW projetado.

Tabela 27 – Parâmetros para simulação elétrica do MSIP (PSIM) e massas de partes ativas.

Parâmetro	Valor
Indutâncias dq (L_{dq})	130 μ H
Número de polos ($2N_p$)	8
Resistência de fase (R_m)	7,6 m Ω
Constante de BEMF - pico, linha-linha (K_v)	21,257 V/krpm
Momento de inércia (J_m)	$1,9 \times 10^{-3}$ kgm ²
Massa de imãs - rotor	0,44 kg
Massa de ferro - rotor	0,93 kg
Massa de ferro - estator	5,21 kg
Massa de cobre - estator	1,51 kg
Massa total - partes ativas	8,09 kg

Tabela 28 – Parâmetros das lâminas de aço-silício (NOFS M250-35A), consideradas para o cálculo das perdas no ferro.

Parâmetro	Valor
Coef. de histerese (k_h)	91 Ws/T ² m ³
Frequência elétrica (f_o)	167...367 Hz
Coef. de Steinmetz (η)	2
Espessura das lâminas (d)	0,35 mm
Condutividade elétrica (σ)	$1,82 \times 10^6$ (Ω m) ⁻¹
Coef. suplementar (k_s)	$1,8$ W(Ts ⁻¹) ^{-3/2} m ⁻³
Coef. de laminação (k_{fil})	0,98

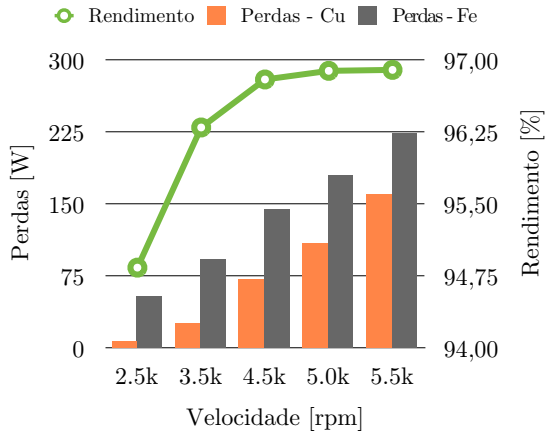


Figura 105 – Gráfico de perdas no cobre (Cu), no ferro (Fe) e rendimento elétrico para diferentes velocidades de operação.

C.5 Conclusões

Neste apêndice apresentou-se uma metodologia simplificada para o projeto de motores a ímãs permanentes, visando determinar os parâmetros elétricos que caracterizam a carga do sistema eletrônico de acionamento. Destaca-se que, o prévio conhecimento da característica da carga mecânica conectada ao motor, é de fundamental importância não só para o projeto da máquina como também do conversor estático responsável pelo seu acionamento. Isto porque a carga mecânica irá definir os possíveis pontos de operação do circuito eletrônico, permitindo conhecer os valores de tensão e corrente aos quais os interruptores estarão submetidos. Outra questão importante refere-se ao processo de otimização empregado no projeto da máquina. Esta etapa proporciona encontrar soluções mais interessantes para o setor industrial/comercial, permitindo reduzir as perdas e o volume de materiais utilizados (cobre, ferro e principalmente ímãs de terras raras), ou seja, desenvolver produtos mais eficientes e de menor custo. O processo de otimização da máquina poderia envolver também equações e restrições de projeto da eletrônica de acionamento, visando por exemplo, encontrar soluções de projeto com valores de BEMF e de tensão de alimentação que permitissem usar interruptores com menores perdas de comutação e/ou condução.

ANEXO A – Lista de Publicações

1. DUPCZAK, B.S.; HELDWEIN, M.L.; PERIN, A.J. "Space vector modulation strategy applied to interphase transformers-based five-level current source inverters for electric propulsion". *In: 14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'11)*. Birmingham, UK, Sep, 2011.
2. DUPCZAK, B.S.; PERIN, A.J.; HELDWEIN, M.L. "Space vector modulation strategy applied to interphase transformers-based five-level current source inverters". *In: IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.27, no.6, pp.2740-2751, Jun, 2012.
3. DUPCZAK, B. S. ; PERIN, A. J. ; HELDWEIN, M. L. ; MARTINS, C. A. ; CROS, J. "PMSM specification and design for an electrical boat propulsion system". *In: International Conference and Exhibition for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management (PCIM South America)*. São Paulo, SP, Sep, 2012.
4. DUPCZAK, B. S. ; PERIN, A. J. ; HELDWEIN, M. L. ; MARTINS, C. A. ; CROS, J. "PMSM and 5-level CSI based boat electrical propulsion system efficiency analysis". *In: Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC'12)*. Seoul, KO, Oct, 2012. p. 538-543.
5. POSTIGLIONE, C. S. ; COLLIER, D. A. F. ; DUPCZAK, B. S. ; HELDWEIN, M. L. ; PERIN, A. J. "Propulsion system for an all electric passenger boat employing permanent magnet synchronous motors and modern power electronics". *In: International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion (ESARS '12)*. Bologna, IT, Oct. 2012.
6. DUPCZAK, B.S.; HELDWEIN, M.L.; PERIN, A.J. "Técnica de Modulação de Espaço Vetorial para Inversores Multiníveis em Corrente com Transformadores de Interfase". *Pedido de depósito de Patente de Invenção - Instituto Nacional da Propriedade Industrial (INPI)*. 05/04/2012.