



Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Tese de Doutorado

Sistemas de Conversão Estática Aplicados em Equipamentos com Terminais a Enrolamentos Abertos ou em Estrela

Gregory Arthur de Almeida Carlos

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Gregory Arthur de Almeida Carlos, Maio de 2016



Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Sistemas de Conversão Estática Aplicados em Equipamentos com Terminais a Enrolamentos Abertos ou em Estrela

Gregory Arthur de Almeida Carlos

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Ciências, no domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento de Energia

Orientadores:

Prof. Cursino Brandão Jacobina, Dr.Ing.
Prof. Euzeli Cipriano dos Santos Jr., Dr.Sc.

Campina Grande, Paraíba, Brasil

©Gregory Arthur de Almeida Carlos, Maio de 2016

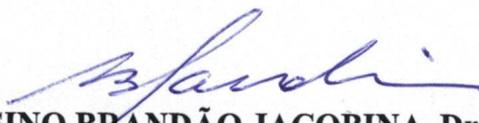
FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

- C284s Carlos, Gregory Arthur de Almeida.
Sistemas de conversão estática aplicados em equipamentos com terminais a enrolamentos abertos ou em estrela / Gregory Arthur de Almeida Carlos. – Campina Grande, 2016.
247 f. : il. color.
- Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2016.
"Orientação: Prof. Dr. Cursino Brandão Jacobina, Prof. Dr. Euzeli Cipriano dos Santos".
Referências.
1. Conversores – Em Série – Em Paralelo – Em Braço de Dois e Três Níveis. 2. Filtro Ativo de Processo – Em Série – Paralelo. 3. Sistema Acionamento CA-CC-CA. 4. Restaurador Dinâmico de Tensão. I. Jacobina, Cursino Brandão. II. Santos, Euzeli Cipriano dos. III. Título.
CDU 621.314(043)

"Sistemas de Conversão Estática Aplicados em Equipamentos com Terminais a Enrolamentos Abertos ou em Estrela"

GREGORY ARTHUR DE ALMEIDA CARLOS

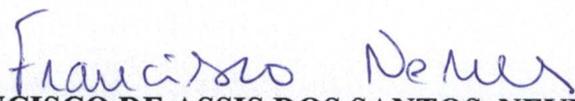
TESE APROVADA EM 25/05/2016

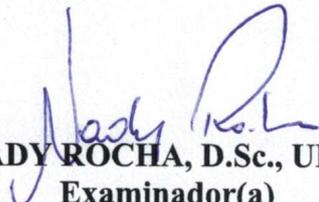

CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG
Orientador(a)

EUZELI CIPRIANO DOS SANTOS JÚNIOR, D.Sc., IUPUI - USA
Orientador(a)


ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, D.Sc., UFCG
Examinador(a)


MAURÍCIO BELTRÃO DE ROSSITER CORRÊA, D.Sc., UFCG
Examinador(a)


FRANCISCO DE ASSIS DOS SANTOS NEVES, Dr., UFPE
Examinador(a)


NADY ROCHA, D.Sc., UFPB
Examinador(a)

CAMPINA GRANDE - PB

Dedico esta Tese aos meus sobrinhos
Caio (16a), Deborah (9a), Bárbara
(8a) e Liev (1m), na esperança de
um mundo melhor.

Agradecimentos

Agradeço a Deus por estar sempre comigo.

Aos meus pais, Marluce de Almeida Carlos e José Carlos Filho pelo suporte, apoio, paciência e conselhos da vida. Aos meus irmãos Guibergue e Gustavo por ajudar meus pais nas minhas ausências.

À minha namorada Analha Dyalla, pela paciência, compreensão e apoio para que eu relutasse nos momentos difíceis ao longo desses 4 anos.

Aos professores Cursino Brandão Jacobina e Euzeli Cipriano dos Santos Júnior pelos ensinamentos, conselhos, discussões e motivações ao longo do trabalho. Agradeço aos professores Nady Rocha, Alexandre Oliveira, Francisco Neves e Maurício Corrêa pelas sugestões/correções deste trabalho. Gostaria de agradecer aos professores que compõem o departamento de Engenharia Elétrica da UFCG, efetivos e aposentados, novos e antigos com atenção especial aos professores Edison Roberto Cabral, Edgard Roosevelt, Antônio Epaminôndas e Robert Rice Brandt, pela ética, presteza e ensinamentos passados em sala aula.

Aos companheiros do LEIAM (novos e antigos) que estiveram presentes ao longo destes 10 anos de laboratório. Agradeço a todos os meus amigos que estiveram presente nos diversos momentos da vida.

Ao Instituto Federal de Alagoas (IFAL) pelo apoio concedido para concluir o término do doutorado, em especial ao gestores Carlos Guedes e Ana Quitéria.

Ao CNPq e Capes pelo suporte financeiro em alguns momentos necessários.

Por fim, gostaria de agradecer a todos aqueles que contribuíram direta ou indiretamente neste trabalho.

Resumo

Neste documento, são propostas topologias de conversores que utilizam estruturas trifásicas, a três ou quatro fios, alimentando equipamentos (motores ou transformadores) com terminais dispostos a enrolamentos abertos ou com conexão em estrela (Y). Dentre os equipamentos mencionados tem-se: i) restaurador dinâmico de tensão (DVR), ii) filtro ativo de potência (APF) paralelo, iii) filtro ativo de potência (APF) série, iv) sistema de acionamento CA-CC-CA série/paralelo e v) sistema baseados em conversores com braços de dois e três-níveis. Para cada topologia estudada, são abordados os seguintes pontos: modelagem da configuração, estratégias PWM, estratégia de controle. Também é realizado um estudo comparativo entre as topologias propostas e algumas convencionais, avaliando seus desempenhos através de algumas figuras de mérito as quais englobam distorções harmônicas das tensões e correntes, estimativa de perdas nos conversores e níveis de tensão no barramento CC. Resultados de simulação e experimentais são apresentados para fins de validação.

Palavras-chave: Restaurador dinâmico de tensão, filtro ativo de potência paralelo, filtro ativo de potência série, sistema acionamento CA-CC-CA, conversores conectados em série, conversores conectados em paralelo, conversores baseados em braços de dois e três níveis.

Abstract

This document reports studies on converter topologies applied in three-phase, four-wire or three-wire, systems feeding open-end winding (OEW) equipment or Wye-connected equipment. Such equipment are considered in this work as induction motors or transformers. The devices associated with these equipment are: i) dynamic voltage restorer (DVR), ii) Shunt Active Power Filter (Shunt-APF), iii) Series Active Power Filter (Series-FAP), iv) AC-DC-AC series/parallel motor drive, v) Systems with converters based on two- and three-level leg connections. Each studied topology presents its configuration model, PWM strategy, control strategy. Comparative studies considering proposed and some conventional topologies are presented highlighting the harmonic distortion for the voltages and currents, semiconductor losses estimation, dc-link voltage ratings, etc. Simulation and Experimental results are presented for validation purposes.

Keywords: Dynamic voltage restorer, shunt active power filter, series active power filter, ac-dc-ac motor drive system, series-connected converters, parallel-connected converters, converters based on two- and three-level leg connections.

Lista de Tabelas

1.1	Principais problemas e seus efeitos	11
1.2	Características típicas dos problemas em QEE segundo IEEE 1159	12
1.3	Características das variações de tensão segundo EN 50160	13
1.4	Limites de distorção harmônica de corrente (percentual em relação a fundamental) segundo a IEEE 519	14
1.5	Limites distorção harmônica de tensão (percentual em relação a fundamental) segundo a IEEE 519	14
1.6	Classificação das variações de tensão de curta duração segundo a ANEEL	15
1.7	Limites globais de distorção harmônica totais (percentual em relação a fundamental) segundo a ANEEL em um sistema de distribuição	15
3.1	Estados para o DVR-OEW operando com tensões iguais no barramento CC ($v_{ca}=v_{cb}=V_{dc}/2$) em função de V_{dc}	44
3.2	Estados para o DVR-OEW operando com tensões diferentes no barramento CC ($v_{ca} = 2/3 V_{dc}$ e $v_{cb} = 1/3 V_{dc}$) em função de V_{dc}	44
3.3	Comparativo de perdas entre as opções de DVR-OEW e configurações convencionais perante a mesma frequência de chaveamento e $\eta = 1$	61
3.4	Comparativo de perdas entre as opções de DVR-OEW e configurações convencionais perante o mesmo valor de WTHD e $\eta = 1$	61
3.5	Principais parâmetros usados nos testes experimentais	63
3.6	Comparação topológica. v_{cab}^* é válido para configurações propostas e v_c^* é válido para as convencionais.	74
3.7	Valores de WTHD para configuração convencional e configurações propostas ($f_s=10\text{kHz}$; $f_o=50\text{Hz}$).	77
3.8	Comparativo de perdas no barramento CC.	79

4.1	Variáveis do conversor resultante com 3 transformadores cascata por fase e 3 conversores em ponte trifásica na qual $N_1 = 1$, $N_2 = 2$ e $N_3 = 4$	99
4.2	Variáveis para o conversor resultante em que K -transformadores cascata por fase e K -conversores com $N_K = 2^{(K-1)}$, válido para $K \geq 3$	99
4.3	Comparação em número de dispositivos para operação com mesmo número de estágios (K).	103
4.4	WHTD da topologia proposta.	104
4.5	Comparativo de perdas entre estrutura convencional e proposta operando com 2 estágios ($N_1 = 1$ e $N_2 = 2$) e convencional operando com 1 estágio.	105
5.1	Análise da potência gerada em cada conversor com tensões iguais no barramento CC.	122
5.2	Comparação topológica.	125
5.3	Correntes RMS no barramento CC.	131
5.4	Comparativo do indutor de filtro com a configuração convencional (6L) e a proposta (OEW) considerando-se dois casos para configuração proposta: i) caso 1 - mesmo L_{sh} para ambas as configurações e ii) caso 2 - mesma Δi_{max} para ambas as configurações.	132
5.5	Resumo comparativo entre o APF proposto (OEW) e o APF convencional (6L).	137
5.6	Comparação topológica.	145
6.1	Potência no conversor convencional do lado da máquina para cargas do perfil da aplicação I)	179
6.2	Potência no conversor proposto do lado da máquina para cargas do perfil da aplicação I)	179
6.3	Potência no conversor convencional do lado da máquina para cargas do perfil da aplicação II)	181
6.4	Potência no conversor proposto do lado da máquina para cargas do perfil da aplicação II)	181
7.1	Tabela das variáveis dos conversores baseados em braços tipo 3L e 2L.	187

7.2	WTHD das configurações propostas e convencionais operando sob a mesma magnitude das tensões v_{sj}	192
7.3	Estimativa de perdas nas chaves semicondutoras. Configurações operam com o mesmo índice de modulação e mesma frequência de chaveamento.	193
7.4	Tabela de variáveis para os conversores baseados em braços 3L e 2L ($v_{cj}=V_{dc}$).	197
7.5	Comparação topológica.	202
7.6	Especificações do barramento e das chaves.	202
7.7	WHTD das configurações propostas sob mesma magnitude de v_{pj}	204
7.8	Estimativa de perdas nas chaves semicondutoras.	205
8.1	Resumo do desempenho das estruturas discutidas na tese.	214

Lista de Figuras

1.1	Principais distúrbios em QEE.	11
1.2	Curva ITIC (CBEMA).	16
1.3	Curva SEMI F47.	17
1.4	Exemplo de um sistema elétrico com equipamentos baseados em eletrônica de potência melhoria da QEE.	18
2.1	Três métodos de estratégias de controle propostos.	27
2.2	Aplicação típica de um DVR a três fios de média tensão (MV do inglês <i>Medium Voltage</i>) em um sistema de distribuição.	29
2.3	Configurações convencionais de DVRs usando-se transformadores de injeção. (a) Dois níveis (2L) com três braços. (b) Três níveis (3L) com seis braços. (c) Multinível de três níveis baseada em conversor com ponto de neutro grampeado (NPC).	30
2.4	Configurações existentes de DVRs sem uso de transformadores de injeção. (a) Ponte-H isolada. (b) Multinível com pontes-H em cascata.	30
2.5	Sistema de distribuição típico com DVR em sistema 3P4W.	31
2.6	Configurações existentes de DVR em sistemas 3P4W de distribuição usando transformadores de injeção. (a) convencional Ponte H (3HB). (b) Três braços com conexão do neutro ao ponto central do capacitor. (c) Quatro braços (4L).	32
2.7	Filtro ativo de potência (APF) paralelo em aplicação de média tensão (MV) a ser considerado como uma estrutura convencional.	36
2.8	Sistema típico com aplicação de APF paralelo a quatro fios.	37
2.9	APF paralelo convencionais para sistemas 3P4W usando transformadores de isolamento. (a) três ponte H monofásicas (3HB). (b) Conexão ao ponto central do barramento CC (2C). (c) Quatro braços (4L).	38
2.10	Sistema típico de acionamento trifásico CA-CC-CA.	40

3.1	Configuração DVR proposto com transformadores em terminais a enrolamentos abertos.	42
3.2	Circuito ideal equivalente dos inversores do DVR proposto com transformadores em terminais a enrolamentos abertos.	42
3.3	Modelo simplificado para o DVR proposto.	43
3.4	Espaço de vetores que podem ser gerados pelo DVR-OEW dependendo da relação das tensões no barramento CC. (a) Operação com tensões iguais no barramento CC. (b) Operação com tensões diferentes no barramento CC. . .	48
3.5	Faixa dos níveis permissíveis em que a tensão de polo efetiva normalizada v'_{rj0} ($v'_{rj0} = v_{rj0}/V_{dc}^{OEW}$) ocorre e a disposição das portadoras para abordagem de portadoras deslocadas em nível (LSPWM). (a) DVR-OEW operando com tensões iguais no barramento CC. (b) DVR-OEW operando com tensões diferentes no barramento CC.	49
3.6	Implementação SCPWM e Equivalência com SVPWM para operação do DVR-OEW com tensões diferentes $v_{Ca} = 2v_{Cb}$	51
3.7	Equivalência entre LSPWM e SCPWM considerando operação com tensões iguais.	52
3.8	Equivalência entre LSPWM e SCPWM considerando operação com tensões diferentes.	52
3.9	Diagrama de blocos do PWM estudado. (a) <i>Level-shifted-carrier-based</i> PWM (LSPWM). (b) <i>Single-carrier-based</i> PWM (SCPWM).	54
3.10	Níveis disponíveis, de acordo com os estados de chaveamento $[q_{ja} \ q_{jb}]$, do inversor OEW para operação com potência nula em um barramento CC com $v_{ca} = 2v_{cb}$. As correntes i_{pj} tem o mesmo sinal que as tensões v'_{rj0} . (a) Carregamento para $-1 \leq v'_{rj0} \leq 1$. (b) Descarregamento para $0 \leq v'_{rj0} \leq 1$ e carregamento para $-1/3 \leq v'_{rj0} \leq 0$. (c) Descarregamento para $-1 \leq v'_{rj0} \leq 0$ e carregamento para $0 \leq v'_{rj0} \leq 1/3$	55
3.11	Diagrama de Controle Malha Aberta do DVR-OEW.	56
3.12	WTHD da tensão gerada pelo DVR (v_{p1}) em função da frequência de chaveamento para DVR-OEW, DVR dois níveis com três braços (2L), três níveis com seis braços (3L), e NPC com três braços (NPC).	57

3.13	WTHD da tensão gerada pelo DVR (v_{p1}) em função do índice de modulação (m).	58
3.14	Comparativo das perdas totais entre as estruturas convencionais e DVR-OEW considerando dois casos para relação de transformação. (a) $\eta = 1$. (b) $\eta = 2$	59
3.15	Comparativo das perdas por chave entre as estruturas convencionais e DVR-OEW considerando dois casos para relação de transformação. (a) $\eta = 1$. (b) $\eta = 2$	59
3.16	Tensões no sistema para $v_{ca} = v_{cb}$. (a) Tensão RMS na rede. (b) Tensões na rede (e_{gj}). (c) Tensões no DVR-OEW no lado secundário dos transformadores (v_{sj}). (d) Tensões na carga (v_{lj}). (e) Tensão injetada (v_{p1}) no lado primário dos transformadores operado com tensões iguais nos barramentos CC. (f) Tensão injetada (v_{p1}) no lado primário dos transformadores operado com tensões diferentes nos barramentos CC.	62
3.17	Tensões de polo em uma fase para os inversores A (v_{1a0a}) e B (v_{1b0b}), respectivamente. (a) inversor OEW operando com braço grampeado alternadamente em cada semiciclo. (b) Inversor OEW operando com inversor A grampeado em todo ciclo.	62
3.18	Tensões nos sistemas para uma fase. (a) tensão na rede. (b) tensão no DVR e (c) tensão na carga.	64
3.19	DVR-OEW operando com tensões iguais no barramento CC. (a) Tensão de polo no inversor A (parte superior) e no inversor B (parte inferior). (b) Tensões no transformador no lado primário (parte superior) e no lado secundário (parte inferior).	64
3.20	DVR-OEW operando com tensões diferentes no barramento CC. (a) Tensão de polo no inversor A (parte superior) e no inversor B (parte inferior). (b) Tensões no transformador no lado primário (parte superior) e no lado secundário (parte inferior).	65
3.21	Tensão no DVR (v_{s1}) e tensão na carga (v_{l1}) com ampliação na transição de sua operação.	66
3.22	Configurações propostas para DVR em sistemas a quatro fios. (a) 2C2C. (b) 4L2C. (c) 4L4L.	67
3.23	Circuito equivalente para configuração 4L4L. (a) Original. (b) Modificado.	68

3.24	Espaço vetorial das tensões de saída do conversor e vetores disponíveis para conversor convencional 4L (lado esquerdo) e convencional 3HB (lado direito).	75
3.25	Espaço vetorial das tensões de saída do conversor e vetores de chaveamento disponíveis para estrutura proposta 2C2C com a relação das tensões no barramento CC sendo 1:2 (lado direito) e 1:3 (lado esquerdo).	75
3.26	Espaço vetorial da tensão no conversor e seus vetores de chaveamento disponíveis para a estrutura 4L2C operando com tensões iguais no barramento CC 1:1 (lado esquerdo) e 1:2 relação (lado direito).	76
3.27	Espaço vetorial das tensões do conversor e seus vetores de chaveamento disponíveis para a estrutura propostas 4L4L operando com tensões iguais no barramento CC tendo uma relação 1:1 (lado esquerdo) e 1:2 (lado direito).	76
3.28	Espectro das harmônicas de corrente no capacitor do barramento CC para estruturas convencionais e propostas.	78
3.29	Comparativo da estimativa de perdas nas chaves semicondutoras para estruturas propostas operando com relação das tensões no barramento CC sendo 1:2 e a estrutura convencional. Os primeiros quatro resultados (da esquerda para direita) com $V_{po} = 0$ e o quinto resultado com 57% de V_{pdq} e 43% de V_{po} .	80
3.30	Resultados de Simulação. Tensões injetadas pelo DVR considerando a estrutura convencional 3HB e as propostas com tensões iguais no barramento CC ($v_{Ca}=v_{Cb} \rightarrow$ relação no barramento de 1:1) e tensões diferentes no barramento CC ($v_{Ca} \neq v_{Cb} \rightarrow$ relação no barramento de 1:2 e 1:3).	82
3.31	Resultado de simulação. Operação dinâmica do sistema sob condição de afundamento monofásico de tensão de 30%, no domínio do tempo. (a) Tensão na rede (<i>grid</i>). (b) Tensões injetadas pelo DVR. (c) Tensões na carga.	82
3.32	Resultado de simulação. Operação dinâmica do sistema sob condição de afundamento bifásico de tensão de 30%, no domínio do tempo. (a) Tensão na rede (<i>grid</i>). (b) Tensões injetadas pelo DVR. (c) Tensões na carga.	83
3.33	Resultado de simulação. Operação dinâmica do sistema sob condição de afundamento trifásico de tensão de 30%, no domínio do tempo. (a) Tensão na rede (<i>grid</i>). (b) Tensões injetadas pelo DVR. (c) Tensões na carga.	83

3.34	Resultados experimentais. Tensão v_{p1} para cada configuração proposta e a convencional 3HB (ou 2C2C). (a) 3HB ou 2C2C (superior), 4L4L (meio) e 4L2C (inferior) operando com razão dos barramentos CC 1:1 ($v_{ca} = v_{cb} = 100$ V). (b) 2C2C (superior), 4L2C (meio 1: $v_{ca} = 67$ V e $v_{cb} = 133$ V), 4L2C (meio 2: $v_{ca} = 133$ V e $v_{cb} = 67$ V) e 4L4L (inferior) operando com razão dos barramentos CC 1:2 ($v_{ca} = 133$ V e $v_{cb} = 67$ V).	84
3.35	Resultados Experimentais. Tensões injetadas pelo DVR com a configuração 4L4L compensando 35 % da sequência zero. Os inversores operam neste caso com $v_{ca} = 133$ V e $v_{cb} = 67$ V.	85
3.36	Resultados experimentais. Tensões do sistema considerando as três configurações propostas operando com tensões assimétricas no barramento CC perante um afundamento trifásico desbalanceado de 35% com duração de 400 ms. (a) 4L4L. (b) 4L2C. (c) 2C2C.	86
3.37	Resultados experimentais. Localização da compensação da carga pelos DVRs propostos nas curvas de sensibilidade. (a) Para a curva ITIC (CBEMA). (b) Para a curva SEMI F47.	87
3.38	Resultados experimentais. Tensões do sistema na fase 1 considerando configurações proposta operando com tensões assimétricas no barramento para um afundamento monofásico de 40% com duração de 200 ms. (a) 4L4L. (b) 4L2C. (c) 2C2C.	87
3.39	Configuração DVR OEW generalizada com K -estágios.	88
3.40	Abordagem 1-dimensão para os níveis existentes nas tensões de saída (v'_{rj}), de acordo com os estados de chaveamento $[q_{1jU} \ q_{1jL}]$ para operação com 1 estágio e $[q_{2jU} \ q_{2jL} \ q_{1jU} \ q_{1jL}]$ com 2 estágios. (a) 1 estágio em que 2 : 1 implica $v_{CU} = 2v_{CL}$. (b) e (c) com 2 estágios tendo $N_1 = 1$ e $N_2 = 2$ em que 2 : 1 implica $v_{CU} = 2v_{CL}$ e 4 : 1 significa $v_{CU} = 4v_{CL}$, respectivamente.	90
3.41	Tensão de fase (v_{ra}) do conversor resultante na fase a considerando 1 e 2 estágios. (Lado superior) 1 estágio para convencional e proposto, respectivamente. (Lado inferior) 2 estágios para convencional $N_1 = 1$ e $N_2 = 3$ e para o proposto com $N_1 = 1$ e $N_2 = 2$	92
4.1	Configuração TCY proposta para sistemas a 3 fios.	96

4.2	Circuito Equivalente para configuração TCY com fontes ideais.	96
4.3	Circuito equivalente simplificado. Modificado (superior). Simplificado (Inferior).	97
4.4	Região para níveis em 1-dimensão das tensões de saída (v'_{rj}) considerando 3 estágios (i.e., $K = 3$ em que $N_1 = 1$, $N_2 = 2$ e $N_3 = 4$).	98
4.5	Região para níveis em 1-dimensão das tensões de saída (v'_{rj}) considerando K -estágios (i.e., o que implica $N_1 = 1$, $N_2 = 2$, $N_3 = 4$, ..., $N_K = 2^{(K-1)}$). . .	100
4.6	Diagrama de blocos para estratégia PWM generalizada para o compensador série proposto. Exemplo dos níveis permitidos normalizados em $v_C/2$	101
4.7	Diagrama de blocos do controle para o compensador série proposto. Operação como APF série (Opção 1) ou DVR (Opção 2).	102
4.8	Resultados de simulação. Tensão de fase resultante (v_{ra}) na fase a em que a configuração proposta opera com 2 estágios. (a) Relação de transformação sendo igual a $N_1 = N_2 = 1$. (b) Relação de transformação sendo igual a $N_1 = 1$ e $N_2 = 2$	106
4.9	Resultado de simulação. Tensão de fase resultante (v_{ra}) na fase a em que a configuração proposta opera com 3 estágios. Relações de transformação adotada fora igual a $N_1 = 1$, $N_2 = 2$ e $N_3 = 4$	106
4.10	Resultado experimental. Operação do compensador proposto como APF série. Tensões do sistema e regulação da tensão no barramento CC.	107
4.11	Resultado experimental. Compensador operando como DVR. Tensões do sistema.	108
4.12	Tensões do conversor na fase a . Implementação PWM do compensador proposto operando com 2 estágios com relações de transformação iguais a $N_1 = 1$ e $N_2 = 2$	108
4.13	Tensão do conversor na fase a . Implementação PWM do compensador operando com 3 estágios com relações de transformação iguais a $N_1 = 1$, $N_2 = 2$ e $N_3 = 4$	108
4.14	Compensador paralelo proposto generalizado com K -estágios.	109
4.15	Diagrama de blocos da estratégia de controle do compensador paralelo TCY proposto.	113

4.16	Resultados experimentais. Compensador paralelo proposto operando com aplicação de transitório de carga. Correntes do sistema na fase a . Corrente na rede i_{ga} . Corrente no compensador i_{sa} . Corrente na carga i_{la} . Tensão do barramento CC v_C	114
4.17	Resultados experimentais no modo alta resolução do osciloscópio. Correção do fator de potência na rede. Corrente na rede (i_{ga}) e tensão na rede (e_{ga}) na fase a	114
4.18	Resultados experimentais. (a) Espectro da corrente na rede (i_{ga}) com valor de THD = 2,58%. (b) Espectro da corrente na carga (i_{la}) com valor de THD = 8,10%.	114
4.19	Resultado experimental. Operação do conversor com 1 estágio com $N_1 = 1$. Tensões PWM do conversor na fase a . Implementação da tensão PWM (lado esquerdo) e seus sinais fundamentais filtrados no osciloscópio (lado direito).	115
4.20	Resultado experimental. Operação do conversor com 2 estágios. (a) $N_1 = N_2 = 1$. (b) $N_1 = 1$ e $N_2 = 2$. Tensões PWM do conversor na fase a	115
4.21	Resultado experimental. Operação do conversor com 3 estágios em que $N_1 = 1$, $N_2 = 2$ e $N_3 = 1$. Tensões PWM do conversor na fase a	115
5.1	Configuração do APF proposto	118
5.2	Modelo com circuito equivalente do APF proposto	119
5.3	Potência processada entre os conversores em situação não otimizada. (a) conversor A. (b) conversor B.	122
5.4	Diagrama de blocos do sistema de controle.	124
5.5	Comparativo da WTHD das tensões geradas pelo conversor v_{p1} em função da frequência de amostragem.	126
5.6	Comparativo da THD da corrente na rede. (a) Configuração convencional (6L). (b) Configuração Proposta (OEW).	126
5.7	Comparativo da WTHD da tensão gerada pelo conversor v_{p1} em função do índice de modulação m	127
5.8	Espaço vetorial para configuração OEW com tensões iguais no barramento CC ($v_{ca}=v_{cb}$). (a) Todos vetores disponíveis. (b) Vetores utilizados pela implementação PWM com duas portadoras.	127

5.9	Todos vetores disponíveis para configuração OEW com tensões diferentes no barramento CC ($v_{ca} \neq v_{cb}$). (a) $v_{ca} = 2/3$ pu; $v_{cb} = 1/3$ pu. (b) $v_{ca} = 3/4$ pu; $v_{cb} = 1/4$ pu.	128
5.10	Comparativo de perdas entre a estrutura convencional (6L) e a proposta (OEW) com ambas operando com mesmos valores de WTHD das tensões v_{pj}	129
5.11	Comparativo de perdas nas chaves semicondutoras entre os APFs com conversor convencional (6L) e o proposto (OEW) operando com a mesma frequência de chaveamento em três cenários: i) 1kHz, ii) 5kHz e iii) 10kHz.	129
5.12	Espectro harmônico das correntes no barramento CC para dois tipos de comparação. (a) Mesmos valores de WTHD (com diferentes frequências de chaveamento) para ambas as configurações. (b) Mesmos valores de frequência de chaveamento.	130
5.13	Resultados de Simulação. (a) Tensão no barramento CC para configuração proposta no conversor A (v_{ca}). (b) Tensão no barramento CC para configuração proposta no conversor B (v_{cb}).	133
5.14	Resultado de simulação. Correntes do sistema para uma fase. Corrente na rede (parte superior), Corrente no APF (parte central) e corrente na carga (parte inferior).	133
5.15	Resultado de simulação. Correção do fator de potência na fase 1 (parte superior), fase 2 (parte central) e fase 3 (parte inferior).	134
5.16	Resultados experimentais. Implementação da estratégia PWM. (a) tensões de polo de referência v_{1a0a}^* (parte superior) e v_{1b0b}^* (parte inferior) sendo os sinais de disparo filtrados no osciloscópio. (b) tensão gerada pelos conversores v_{p1} (parte superior) e tensão de modo comum voltage v_{ba0} (parte inferior).	135
5.17	Resultado experimental. Tensões no barramento CC v_{Ca} , v_{Cb} e seu valor de referência v_C^*	135
5.18	Resultado experimental. Tensões no barramento CC (v_{Ca} e v_{Cb}), corrente na rede (i_{g1}) e corrente no filtro (i_{s1}).	136
5.19	Resultado experimental. Tensão na rede (e_{g1}) e corrente na rede (i_{g1}), corrente do filtro (i_{s1}) e corrente da carga (i_{l1}).	136
5.20	Configuração do APF proposto para sistemas a quatro fios. Configuração 4L4L	138

5.21	Configuração do APF proposto para sistemas a quatro fios. Configuração 4L2C	139
5.22	Configuração do APF proposto para sistemas a quatro fios. Configuração 2C2C	139
5.23	Modelo do APF proposto para sistemas a quatro fios. Configuração 4L4L.	140
5.24	Diagrama de bloco da estratégia PWM para configuração APF 4L4L proposta ilustrando o perfil das formas de onda v_{rj}^* , v_{ja0a}^* e v_{jb0b}^* e considerando todos os parâmetros $\mu = 0, 5$.	143
5.25	Diagrama de blocos do sistema de controle com a configuração proposta 4L4L.	144
5.26	Análise da WTHD do APF proposto em função do índice de modulação (m).	146
5.27	Resultados de simulação. Tensões geradas pelo APF considerando tensões iguais nos barramentos CC. (a) Estrutura convencional 3HB. (b) Configuração proposta 4L4L.	147
5.28	Resultados de simulação. (a) Correntes trifásicas na rede (i_{gj}) e tensões na rede (e_{gj}). (b) Correntes no sistema para uma fase: corrente na rede i_{g1} (superior), corrente no APF i_{s1} (central) e corrente na carga i_{l1} (inferior).	148
5.29	Resultados de simulação. Da parte superior para inferior, corrente do neutro na rede (i_{gn}), APF (i_{sn}) e carga (i_{ln}).	148
5.30	Resultado de simulação. Operação com e sem bloco de otimização. Regulação das tensões nos barramentos CC (v_{ca} e v_{cb}) e seu impacto nas correntes da rede.	149
5.31	Resultado experimental. Correção do fator de potência na fase 1. Tensão na rede (e_{g1}) e corrente na rede (i_{g1}).	150
5.32	Resultado experimental. Regulação das tensões no barramento CC (v_{Ca} e v_{Cb}) com e sem o bloco de otimização.	150
5.33	Resultado experimental. (a) Correntes na rede compensadas i_{g1}, i_{g2} e i_{g3} . (b) Correntes no APF i_{s1}, i_{s2} e i_{s3} . (c) Correntes na carga i_{l1}, i_{l2} e i_{l3} .	151
6.1	Sistema proposto. (a) Alternativa G1. (b) Alternativa G2.	154
6.2	Conversores no lado da máquina após processo de reconfiguração. (a) <i>modo-série</i> . (b) <i>modo-paralelo</i> .	156
6.3	Portadoras usadas para o PWM. (a) <i>Modo-Série</i> . (b) <i>Modo-Paralelo</i> .	165
6.4	Diagrama de blocos do sistema de controle.	165

- 6.5 Passos para mudança da operação da máquina de alta velocidade (*modo-série*) para baixa velocidade (*modo-paralelo*): (a) impor $v_{sbj}^* = 0 \rightarrow$ chaves superiores ligadas. (b) ativar as chaves T_o e T_p . (c) desativar chaves T_1, T_2 e T_3 . (d) impor $v_{sbj}^* = v_{saj}^*$ e ativar as chaves T'_1, T'_2, T'_3 168
- 6.6 Comparação da WTHD das tensões de fase da máquina (v_{sj}) em função do índice de modulação (m). 169
- 6.7 Resultados de simulação para operação em *modo-série*. (a) Tensão e corrente da rede (e_{g1} e i_{g1}). (b) Tensão e corrente da rede (e_{g2} e i_{g2}). (c) Tensões do barramento CC do conversor A (v_{Ca}) e B (v_{Cb}). 171
- 6.8 Resultados de Simulação para operação em *modo-série*. (a) Correntes na máquina (i_{s1}, i_{s2} e i_{s3}). (b) Tensão na máquina (v_{s1}). (c) Tensão na máquina (v_{s2}). 171
- 6.9 Resultados de simulação para operação em *modo-paralelo*. (a) Tensão na máquina (v_{s1}). (b) Tensão na máquina (v_{s2}). (c) Tensões do barramento CC do conversor A (v_{Ca}) e B (v_{Cb}). 171
- 6.10 Resultados de simulação para operação em *modo-paralelo*. (a) Correntes na máquina (i_{s1}, i_{s2} e i_{s3}). (b) Correntes no conversor *As* (i_{sa1}, i_{sa2} e i_{sa3}). (c) Correntes no conversor *Bs* (i_{sb1}, i_{sb2} e i_{sb3}). 171
- 6.11 Resultados de simulação. Operação do sistema durante processo de reconfiguração do *modo-série* para *modo-paralelo* em $t=0,22s$ e reconfiguração do *modo-paralelo* para *modo-série* em $t=0,66s$ 173
- 6.12 Resultados de Simulação. Reconfiguração lenta do *modo-série* para *modo-paralelo* com intuito de destacar os passos descritos no controle para transição dos modos. 174
- 6.13 Resultados Experimentais. Tensão na rede e_{g1} e corrente na rede i_{g1} para a fase 1 (parte superior) e tensão do barramento CC v_{Cb} (parte inferior). . . . 175
- 6.14 Resultados experimentais. Tensões no barramento CC (v_{Ca} e v_{Cb}) correntes na máquina (i_{s1} e i_{s2}) em regime permanente. 176
- 6.15 Resultados experimentais. Operação com transitório forçado no barramento CC. Correntes na rede (superior), tensão nos barramentos CC (central) e correntes na máquina. 176

6.16	Resultados Experimentais. Processo de reconfiguração da operação em <i>modo-série</i> para <i>modo-paralelo</i> com a máquina operando em baixa velocidade e plena carga ($f=20Hz$). Da parte superior para a parte inferior tem-se: Corrente de fase na máquina i_{s1} , corrente no conversor A_s i_{sa1} , corrente no conversor B_s i_{sb1} e tensão de polo no conversor B_s v_{sb10b}	177
6.17	Perfil de carga com operação sistema a torque constante (até velocidade nominal) e potência constante (acima da velocidade nominal).	179
6.18	Perfil de carga com operação sistema a potência constante (em toda faixa de velocidade).	180
7.1	Exemplo genérico de um sistema trifásico de acionamento CA-CC-CA do tipo OEW.	184
7.2	Configurações propostas. Grupo de 1 (de 1 a 2 braços com 3L. (a) Um braço 3L (nomeada 322-222). (b) Dois braços 3L na mesma fase (nomeada 322-322). (c) Dois braços 3L no inversor A em fases diferentes (nomeada 332-222). (d) Dois braços 3L em inversores diferentes e fases diferentes (nomeada 322-232).	185
7.3	Configurações propostas. Grupo 2 (de 3 a 5 braços 3L). (a) Dois braços 3L no inversor A e um braço 3L no inversor B (nomeada 332-322). (b) Quatro braços 3L em duas fases (nomeadas 332-332). (c) Quatro braços 3L com um inversor completo 3L e um braço de 3L no inversor B (nomeada 333-322). (d) Cinco braços 3L com inversor completo de 3L e dois braços de 3L no inversor B (nomeada 333-332)	186
7.4	Circuito equivalente ideal para o sistema OEW e sua modificação para simplificação do modelo.	188
7.5	Espaço vetorial das configurações OEW. (a) Convencional 222-222. (b) Propostas 322-222, 322-322 e 322-232. (c) Propostas 332-222, 332-322 e 332-332. (d) Convencionais 333-222, 333-333 e propostas 333-322, 333-332.	188
7.6	Níveis de tensão em cada fase para as tensões de referência do conversor resultante $(v_{r1}^*, v_{r2}^*, v_{r3}^*)$ que podem ser sintetizadas pelos seus respectivos estados de chaveamento (e.g., para braços de 3L será $[q_{saj} q_{scj} q_{sbj} q_{sdj}]$ e para braços de 2L será $[q_{saj} q_{sbj}]$. (a) Configuração 332-332. (b) Configuração 322-322.	191

7.7	Resultado de simulação. Tensões da saída do conversor OEW. (a) Tensões de fase na máquina para configuração 332-332. (b) Tensões de fase nas máquinas para configuração 322-322.	194
7.8	Resultado experimental para a configuração 333-222. Tensões de fase na máquina (v_{sj}).	194
7.9	Configurações de DVR propostas. (a) Tipo conexão direta (DC). (b) Tipo conexão em estrela (YC). (c) Tipo conexão em delta (ΔC).	195
7.10	Modelo do sistema para DVR com configuração YC	197
7.11	Circuito equivalente ideal e simplificado para as três configurações	198
7.12	Descrição da implementação PWM. Tensão de referência $v_{r10_1}^*$ é um caso particular quando para a configuração YC . Note que $v_{r10_1}^*$ está normalizada por V_{dc}	201
7.13	Circuitos equivalentes em que as configurações propostas alimentam ao lado primário dos transformadores com $v_{pj} = 1pu$ e $i_{pj} = 1pu$. (a) Configuração YC com seu respectivo diagrama de fasores de tensão. (b) Configuração ΔC com seu respectivo diagrama de fasores de tensão.	203
7.14	Espectros de v_{pj} em pu. (a) Configuração YC . (b) Configuração ΔC	205
7.15	Resultado de simulação. Tensão injetada (v_{p1}) em uma fase para diferentes valores de índice de modulação (m). (a) Configuração DC . (b) Configuração YC . (c) Configuração ΔC	206
7.16	Resultado Experimental. Tensão em uma fase (v_{p1}) para a configuração DC	207
7.17	Resultado experimental. Tensão em uma fase (v_{p1}) para configuração YC	207
7.18	Resultado experimental. Tensão em uma fase (v_{p1}) para configuração ΔC	208
7.19	Resultado experimental. Compensação do DVR para um afundamento de tensão na rede em torno de 50%.	209
A.1	Foto da plataforma experimental usada para conversores em arranjo OEW tratados nos capítulos 3, 4, 5 e 6.	218
A.2	Foto da plataforma experimental usada para conversores baseados em braços 2L e 3L tratados nos capítulo 7.	220
A.3	Diagrama esquemático da montagem experimental para o DVR com três fios.	221
A.4	Foto da montagem experimental para o APF paralelo a quatro fios.	222

B.1 Foto da montagem experimental para o sistema flexível CA-CC-CA série/paralelo. 225

Lista de Símbolos

- m – Índice modulação em amplitude.
- μ – Parâmetro para distribuição do fator de roda livre no PWM.
- j – Sub-índice para notação de fases 1,2,3 (ou a,b,c) em sistema trifásico.
- q_j – Variável binária que define o estado da chave associada a fase "j" do conversor.
- v_{ca} – Tensão no barramento CC do conversor A.
- v_{cb} – Tensão no barramento CC do conversor B.
- v_{pj} – Tensão na fase "j" do primário dos transformadores de injeção.
- v_{sj} – Tensão na fase "j" do secundário dos transformadores de injeção.
- v_{rj0} – Tensão de polo do conversor resultante OEW.
- v_{ja0a} – Tensão de polo na fase "j" do conversor A.
- v_{jb0b} – Tensão de polo na fase "j" do conversor B.
- v_{0b0a} – Diferença de tensão entre os pontos centrais 0_a e 0_b .
- v_{ca}^* – Referência da Tensão no barramento CC do conversor A.
- v_{cb}^* – Referência da Tensão no barramento CC do conversor B.
- v_{cab}^* – Referência da Média das Tensões nos barramentos CCs dos conversores A e B.
- v_{pj}^* – Referência da Tensão na fase "j" do primário dos transformadores de injeção.
- v_{sj}^* – Referência da Tensão na fase "j" do secundário dos transformadores de injeção.

- v_{rj0}^* – Referência da Tensão de polo do conversor resultante OEW.
 v_{ja0a}^* – Referência da Tensão de polo na fase "j" do conversor A.
 v_{jb0b}^* – Referência da Tensão de polo na fase "j" do conversor B.
 v_{0b0a}^* – Referência da variável homopolar usada para o PWM.
 v_{rj0}' – Referência Normalizada da Tensão de polo do conversor resultante OEW.
 v_{ja0a}' – Referência Normalizada da Tensão de polo na fase "j" do conversor A.
 v_{jb0b}' – Referência Normalizada da Tensão de polo na fase "j" do conversor B.
 μ_{0b0a}^*, v_{ba0} – Referência de parâmetro usado para o PWM.
 $v_{xj \min}^*$ – Referência do vetor de mínimo para o PWM.
 $v_{xj \max}^*$ – Referência do vetor de máximo para o PWM.
 $v_{xaj \min}^*$ – Referência do vetor de mínimo para o PWM no conversor A.
 $v_{xaj \max}^*$ – Referência do vetor de máximo para o PWM no conversor A.
 $v_{xbj \min}^*$ – Referência do vetor de mínimo para o PWM no conversor B.
 $v_{xbj \max}^*$ – Referência do vetor de máximo para o PWM no conversor B.
 v_i, v_{di}, v_{qi} – Representação dos vetores das tensão no PWM no espaço dq .
 $v_i^*, v_{di}^*, v_{qi}^*$ – Representação dos vetores das tensão no PWM no espaço dq .
 $V_0^* - V_{36}^*$ – Vetores espaciais distribuídos para conversor DVR-OEW.
 T – Tempo de amostragem.
 $v_{\Delta\beta}$ – Sinal da única portadora em uma opção do SCPWM.
 $v_{\Delta\alpha}$ – Sinal da única portadora em uma opção do SCPWM.
 $v_{\Delta I, II, III}$ – Portadoras na opção do LSPWM.
 e_{gj} – Tensões na rede elétrica.
 v_{lj}^* – Referência das tensões na carga.
 a_i^* – Amplitude da i -ésima harmônica da tensão na frequência fundamental.

- p_i – Número de harmônicas levadas em consideração.
- P_{cd} – Perdas de condução nas chaves semicondutoras.
- P_{sw} – Perdas de chaveamento nas chaves semicondutoras.
- P_{tot} – Perdas totais nas chaves semicondutoras.
- N_p, N_s – Número de espiras nos enrolamentos primários e secundário do transformadores.
- η – Relação de transformação nos transformadores de injeção.
- f_s, f_o – Frequências de chaveamento e fundamental, respectivamente.
- S_{trans} – Potência aparente do transformador.
- C – Capacitância equivalente no banco de capacitores do barramento CC.
- $k = 1, 2, 3, 4$ – Subíndice para conversores dos DVRs usados nos sistemas trifásicos a quatro fios.
- $k = 1, \dots, K$ – Subíndice para os estágios nos conversores generalizados conversores usados nos sistemas trifásicos a três fios.
- $k = a, b$ – Subíndice para indexar variáveis do conversor A ou B dos DVRs usados nos sistemas a quatro fios.
- N_1, \dots, N_K – Relação de transformação dos transformadores no sistemas generalizados.
- l_{sh}, r_{sh} – Indutância e resistência paralelo nas aplicações APF paralelo.
- i_{sj}, i_{gj}, i_{lj} – Correntes no APF paralelo, rede e carga, respectivamente.
- v_{rj} – Tensões resultantes na saída do conversor generalizado.
- v_{tjn} – Tensão entre o PAC e o neutro do secundário dos transformadores isolação nas aplicações em APF paralelo.
- p_{sA}, p_{sB} – Potência processada nos conversores A e B.
- v_{xj} – Variáveis auxiliares para o conversor OEW.
- μ_{xj} – Parâmetros de distribuição para v_{xj} .

Δi_{max}	– Ondulação de corrente considerada nas aplicações em APF paralelo.
L_{sh}	– Indutor de filtro considerado para estudo comparativo nas aplicações em APF paralelo.
L_g	– Indutância na rede elétrica.
$T_{1,2,3}$	– Representação para chaves de baixa frequência para operação em modo série do sistema de acionamento flexível CA-CC-CA.
$T'_{1,2,3}$	– Representação para chaves de baixa frequência para operação em modo paralelo do sistema de acionamento flexível CA-CC-CA.
$T_{o,p}$	– Representação para chaves de baixa frequência intermediária para reconfiguração do sistema de acionamento flexível CA-CC-CA.
A_s, B_s	– Conversores A e B no lado da máquina no sistema de acionamento flexível CA-CC-CA.
A_g, B_g	– Conversores A e B no lado da rede no sistema de acionamento flexível CA-CC-CA.
v_{saj}, v_{sbj}	– Tensões internas nos conversores A_s e B_s no sistema de acionamento flexível CA-CC-CA.
v_{soj}	– Tensões de circulação no modelo do sistema de acionamento flexível CA-CC-CA.
v_{sd}^e, v_{sq}^e	– Tensões na máquina no sistema dq com referencial estático para o sistema de acionamento flexível CA-CC-CA.
K	– Variável representativa para opção na reconfiguração do sistema de acionamento CA-CC-CA.
P_{mach}	– Potência da máquina trifásica em aplicações de acionamento CA-CC-CA.
L_f	– Indutância de filtro nos conversores A_s e B_s em aplicações de acionamento CA-CC-CA.
x	– Sub-índice para os pontos de conexão nos braços em sistemas CC-CA com braços 2L e 3L.
y	– Sub-índice referente ao conversor A ou B em sistemas CC-CA com braços 2L e 3L.
S_x	– Estados 0,1,2 para tensões de polo dos conversores A ou B em sistemas CC-CA com braços 3L e 0,2 nos braços 2L.

- v_{sj} – Tensão de fase na máquina em OEW para sistemas de acionamento CC-CA.
- v_d, v_q – Magnitude dos eixos d e q para a distribuição dos vetores de tensão dos conversores OEW para sistemas de acionamento CC-CA com braços 2L e 3L.
- v_{ab}^* – Referência para variável auxiliar no PWM usado dos conversores baseados em braços 2L e 3L nos sistemas de acionamento CC-CA.
- μ_{ab}^* – Parâmetro usado para distribuir valores da variável v_{ab}^* .

Glossário

2C	–	Conexão ao ponto central do barramento CC (<i>Split Capacitor</i>)
4L	–	Topologia Quatro Braços (<i>Four Leg</i>)
3HB	–	Três pontes H monofásicas (<i>Three H-Bridge</i>)
HB	–	Nomenclatura para célula ponte H (<i>H-Bridge</i>)
NPC	–	Topologia multinível com ponto central grampeado (<i>Neutral Point Clamped</i>)
MMC	–	Topologia multinível modular (<i>Modular Multivel Converter</i>)
3P3W	–	Sistema trifásico a três fios (<i>Three-Phase Three-Wire</i>)
3P4W	–	Sistema trifásico a quatro fios (<i>Three-Phase Four-Wire</i>)
CA	–	Corrente Alternada
CC	–	Corrente Contínua
DSP	–	Processador Digital de Sinais (<i>Digital Signal Processor</i>)
DVR	–	Restaurador Dinâmico de Tensão (<i>Dynamic Voltage Restorer</i>)
APF	–	Filtro Ativo de Potência (<i>Active Power Filter</i>)
IGBT	–	Transistor Bipolar de Porta Isolada (<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)
OEW	–	Terminais com Enrolamentos Abertos (<i>Open-End Winding</i>)
COEW	–	Cascata de Terminais com Enrolamentos Abertos (<i>Cascade Open-End Winding</i>)
PI	–	Proporcional Integral
PLL	–	Malha de Captura de Fase (<i>Phase-Locked Loop</i>)

PWM	– Modulação por Largura de Pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
SCPWM	– PWM com única portadora (<i>Single-Carrier PWM</i>)
LSPWM	– PWM com portadoras deslocadas em nível (<i>Level-Shifted PWM</i>)
THD	– Distorção Harmônica Total (<i>Total Harmonic Distortion</i>)
WTHD	– Distorção Harmônica Total Ponderada (<i>Weighted Total Harmonic Distortion</i>)
UPS	– Fonte de Alimentação Ininterrupta (<i>Uninterruptable Power Supply</i>)
UPQC	– Condicionador Unificado de Qualidade de Energia (<i>Unified Power Quality Conditioner</i>)
DVR OEW	– Nomenclatura para DVR proposto OEW
APF OEW	– Nomenclatura para APF Paralelo proposto OEW
3L	– Tensão de três níveis na saída
2L	– Tensão de três níveis na saída
6L	– Nomenclatura para APF paralelo convencional com seis braços (<i>Six-Legs</i>)
4L4L	– Nomenclatura da estrutura proposta OEW com dois conversores de quatro braços (4L)
2C2C	– Nomenclatura da estrutura proposta OEW com dois conversores de três braços (2C)
4L2C	– Nomenclatura da estrutura proposta OEW com conversores de quatro (4L) e três braços (2C)
ANEEL	– Agência Nacional de Energia Elétrica
CBEMA	– <i>Computer and Business Equipment Manufacturers Association</i>
ITIC	– <i>Information Technology Industry Council</i>
SEMI	– <i>Semiconductor Equipment and Materials Institute</i>
TCY	– Nomenclatura para Estruturas propostas com Transformadores Cascadeados com Conexão em Estrela (Y)

Sumário

Agradecimentos	v
Resumo	vii
Abstract	ix
Lista de Símbolos	xxvii
Glossário	xxxiii
1 Introdução Geral	7
1.1 Justificativa e Motivações da Tese	7
1.2 QEE e a Eletrônica de Potência	8
1.2.1 Aspectos normativos	12
1.2.2 Curvas de Sensibilidade	15
1.2.3 Soluções baseadas em Eletrônica de Potência	17
1.3 Contribuições da Tese	18
1.4 Organização do Texto da Tese	19
1.5 Produção Gerada	20
2 Revisão Bibliográfica e Estruturas Convencionais	23
2.1 Restaurador Dinâmico de Tensão (DVR)	23
2.1.1 Sistemas a três fios	28
2.1.2 Sistemas a quatro fios	30
2.2 Filtro Ativo de Potência (APF) Paralelo	33
2.2.1 Sistemas a três fios	35
2.2.2 Sistemas a quatro fios	36
2.3 Sistema de acionamento CA-CC-CA	38

3	DVRs com Transformadores a Enrolamentos Abertos	41
3.1	Introdução	41
3.2	Configuração OEW para Sistemas a Três Fios	41
3.2.1	Modelo do Sistema	42
3.2.2	Estratégia PWM	45
3.2.3	Distribuição da Potência Processada	54
3.2.4	Operação com Potência Ativa Nula em um Barramento	54
3.2.5	Estratégia de Controle	56
3.2.6	Tensão no Barramento CC - Tensão de Bloqueio nas Chaves	56
3.2.7	Análise da WTHD	57
3.2.8	Estimativa de Perdas nas Chaves Semicondutoras	58
3.2.9	Resultados de Simulação	61
3.2.10	Resultados Experimentais	63
3.3	Configurações 4L4L/4L2C/2C2C para Sistemas a Quatro Fios	66
3.3.1	Modelo do Sistema	67
3.3.2	Estratégia PWM	69
3.3.3	Escolha dos Parâmetros μ_{r4}^* e μ_{xk}^*	72
3.3.4	Estratégia de Controle	72
3.3.5	Tensão no Barramento CC e Comparativo de Componentes	73
3.3.6	Comparativo do Espaço Vetorial	75
3.3.7	Distorção Harmônica	76
3.3.8	Estimativa de Perdas em Alta Frequência no Barramento CC	77
3.3.9	Estimativa de Perdas nas Chaves Semicondutoras	79
3.3.10	Resultados de Simulação	81
3.3.11	Resultados Experimentais	83
3.4	Configuração Generalizada para Sistemas a Três Fios	88
3.4.1	Modelo do Sistema	88
3.4.2	Estratégia PWM	90
3.4.3	Resultados de Simulação	91
3.5	Conclusões	92
4	Compensadores com Transformadores Cascata em Estrela	95

4.1	Introdução	95
4.2	Compensador série TCY para Sistemas a Três Fios	95
4.2.1	Modelo do Sistema	95
4.2.2	Estratégia PWM	100
4.2.3	Estratégia de Controle	101
4.2.4	Número de Níveis por Chave de Potência	102
4.2.5	Comparação Topológica	103
4.2.6	Distorção Harmônica	104
4.2.7	Estimativa de Perdas nas Chaves Semicondutoras	104
4.2.8	Resultados de Simulação	105
4.2.9	Resultados Experimentais	106
4.3	Compensador Paralelo TCY Para Sistemas a Três fios	109
4.3.1	Modelo do Sistema	109
4.3.2	Estratégia PWM	111
4.3.3	Estratégia de Controle	112
4.3.4	Resultados Experimentais	113
4.4	Conclusões	116
5	APFs com Transformadores a Enrolamentos Abertos	117
5.1	Introdução	117
5.2	Configuração OEW para Sistemas a Três Fios	117
5.2.1	Modelo do Sistema	118
5.2.2	Estratégia PWM	120
5.2.3	Processamento de Potência nos Conversores	121
5.2.4	Sistema de Controle	123
5.2.5	Tensão no barramento CC e Comparativo de Componentes	124
5.2.6	Distorção Harmônica	125
5.2.7	Estimativa de Perdas nas Chaves Semicondutoras	128
5.2.8	Estimativa de Perdas em Alta Frequência no Barramento CC	129
5.2.9	Comparativo do Indutor de Filtro	132
5.2.10	Resultados de Simulação	132
5.2.11	Resultados Experimentais	134

5.2.12	Resumo Comparativo da Configuração OEW	136
5.3	Configurações 4L4L/4L2C/2C2C Para Sistemas a Quatro Fios	137
5.3.1	Modelo do Sistema	137
5.3.2	Estratégia PWM	140
5.3.3	Processamento de Potência nos Conversores	143
5.3.4	Sistema de Controle	144
5.3.5	Tensão no Barramento CC e Comparativo de Componentes	145
5.3.6	Distorção Harmônica	145
5.3.7	Estimativa de Perdas em Alta Frequência no Barramento CC	146
5.3.8	Estimativa de Perdas nas Chaves Semicondutoras	146
5.3.9	Resultados de Simulação	147
5.3.10	Resultados Experimentais	149
5.4	Conclusões	152
6	Sistema de Acionamento CA-CC-CA Flexível Série/Paralelo	153
6.1	Introdução	153
6.2	Sistema Proposto	153
6.3	Modelo do Sistema	156
6.3.1	Conversores do Lado da Rede - Opção G1	156
6.3.2	Conversores do Lado da Rede - Opção G2	157
6.3.3	Modo-Série - Conversores do Lado da Máquina	157
6.3.4	Modo-Paralelo - Conversores do Lado da Máquina	158
6.4	Estratégia PWM	159
6.4.1	Conversores no Lado da Rede - Opção G1	159
6.4.2	Conversores no Lado da Rede - Opção G2	161
6.4.3	Modo-Série - Conversores no Lado da Máquina	161
6.4.4	Modo-Paralelo - Conversores no Lado da Máquina	163
6.5	Sistema de Controle	164
6.5.1	<i>Transição dos Modos de Operação</i> - Procedimento de Reconfiguração	166
6.6	Análise da WTHD	168
6.7	Resultados de Simulação	170
6.8	Resultados Experimentais	174

6.9	Comparativo dos Pontos de Operação para Certos Perfis de Carga	178
6.9.1	Tipo de Aplicação I - Cargas com Torque Constante	178
6.9.2	Tipo de Aplicação II - Cargas com Potência Constante	180
6.10	Conclusões	181
7	Sistemas Baseados em Braços de Dois e Três-Níveis	183
7.1	Introdução	183
7.2	Sistema de Acionamento Alternativo em OEW com Braços 2L e 3L	183
7.2.1	Configurações Propostas	184
7.2.2	Tensões do Conversor OEW	184
7.2.3	Modelo do Sistema	187
7.2.4	Comparativo do Espaço Vetorial das Estruturas	188
7.2.5	Estratégia PWM	190
7.2.6	Sistema de Controle	192
7.2.7	Distorção Harmônica	192
7.2.8	Estimativa de Perdas nas Chaves Semicondutoras	193
7.2.9	Resultados Simulação	193
7.2.10	Resultados Experimentais	193
7.3	DVRs Baseados em Conexões de Braços 2L e 3L	195
7.3.1	Configurações Propostas	196
7.3.2	Estratégia PWM	199
7.3.3	Sistema de Controle	201
7.3.4	Estudos e Análises Comparativas	202
7.3.5	Resultados de Simulação	205
7.3.6	Resultados Experimentais	207
7.4	Conclusões	209
8	Conclusão Geral	211
8.1	Conclusões Gerais	211
8.2	Trabalhos Futuros	215
A	Detalhamento das Plataformas e Ensaio Experimentais para os DVRs e APFs	217

A.1	Plataforma para os Ensaios Experimentais	217
A.2	Ensaio Experimental para o DVR	221
A.3	Ensaio Experimental para o APF Paralelo	222
B	Sistema de Acionamento CA-CC-CA	223
B.1	Modelo da Máquina	223
B.2	Ensaio Experimental	224
	Referências Bibliográficas	227

1

Introdução Geral

1.1 Justificativa e Motivações da Tese

A qualidade de energia elétrica (QEE) é um tema de cunho financeiramente global. Anualmente, a indústria e grandes setores comerciais perdem bilhões de dólares com problemas associados a má qualidade da energia elétrica presente na rede elétrica (Brumsickle et al., 2001, McGranaghan et al., 1993, Goharrizi et al., 2012). Diante disso, existe uma preocupação pelas concessionárias e os consumidores (indústrias e grandes centros comerciais) em obter/fornecer a energia elétrica dentro dos melhores níveis de qualidades possíveis. Este efeito proporcionou a investigação e pesquisas buscando-se novas soluções para tratar a QEE. Dentre as várias soluções, àquelas baseadas em eletrônica de potência, têm ganhado preferência pelos consumidores e concessionárias (IEEE, 2012, Stump et al., 1998a, Divan e Brumsickle, 1999, Barona et al., 2007, Reed et al., 1999).

Usualmente, características associadas ao volume/peso tem feito com que os transformadores sejam considerados negativamente no projeto de dispositivos customizados para compensar distúrbios elétricos, tais como: restauradores dinâmico de tensão (DVR), filtros ativos de potência (APF), sistemas ininterruptos de tensão (UPS), etc. Algumas soluções customizadas de UPS e DVR sem transformadores foram apresentadas e demonstradas de forma factível (Srianthumrong e Akagi, 2003, Li et al., 2002). Todavia, transformadores ainda possuem preferência em certos projetos devido às características de isolamento galvânica da rede com os dispositivos de eletrônica de potência, o que pode ser encarado como

proteção do sistema e também possibilita elevar tensões a níveis superiores aos suportados pelas chaves de potência. Esta última característica, associada com a modularidade, pode potencializar ainda mais a justificativa de uso para estruturas em níveis cada vez maiores de potência. Outra característica do uso de transformadores inclui a possibilidade de conexão em triângulo ou estrela entre seus enrolamentos, primários ou secundários, o que pode proporcionar a eliminação das harmônicas de terceira e quinta ordem provenientes no setor primário do sistema elétrico de potência.

Assim, no contexto de operação de dispositivos customizados em elevados níveis de potência, transformadores a enrolamentos abertos ou máquinas com enrolamentos abertos têm ganhado atenção nas pesquisas e aplicações devido ao fato de poder alimentar o equipamento (seja DVR, APF paralelo/série ou sistema de acionamento) com níveis otimizados de tensão (multiníveis) com baixo dv/dt . Assim, esse trabalho visa investigar a possibilidade do uso de DVRs, APFs e também sistemas de acionamento CA-CC-CA baseando-se no conceito de enrolamentos abertos. Este conceito tem sido usado inicialmente para sistemas de acionamento trifásicos específicos, e neste trabalho é estendido para outros cenários de aplicação: DVR, APF paralelo e sistema flexível de acionamento CA-CC-CA. Outras estruturas, usando o conceito de transformadores em cascata, também são consideradas e discutidas neste trabalho.

1.2 QEE e a Eletrônica de Potência

A qualidade de energia elétrica (QEE) caracteriza os distúrbios elétricos e seus problemas associados quando uma concessionária de energia elétrica não garante fornecimento de energia em um sistema elétrico de potência (SEP) nas condições adequadas (tolerantes) para consumidores finais ou clientes industriais. Os problemas vinculados com QEE vem sendo tratados por décadas (Martzloff e Gruz, 1988, Koval et al., 1998, IEEE, 2012, Stump et al., 1998a, Divan e Brumsickle, 1999, Barona et al., 2007) e devido ao forte aumento da demanda energética no mundo, a ocorrência de distúrbios elétricos continuaram e continuarão sendo tema de preocupação para engenheiros e grande companhias que fornecem energia elétrica (seja a nível de geração, transmissão ou distribuição) (Elphick et al., 2012, Chowdhury e Koval, 2009, Siahkali, 2008, Kushare et al., 2007, Abreu e Castellano, 2006)

Dentre os vários distúrbios existentes, de acordo com definições em (Stones e Collinson, 2001), destacam-se neste trabalho os seguintes fenômenos ou grandezas mensuráveis:

1. Spike: Trata-se de um evento rápido (ordem de nanosegundos) quando comparado ao período na rede elétrica (16 ms). O *spike* é uma abrupta elevação de tensão que pode atingir várias vezes o valor de pico da rede, seguido por queda igualmente rápida. Um dos agentes causadores do spike é o chaveamento de cargas indutivas (motores, solenóides, contadores, bobinas, etc). Enfim, o principal motivo do surgimento do *spike* é devido a força contra-eletromotriz (f.c.e.m).
2. Afundamento de tensão: Consiste em uma redução no valor RMS da tensão entre 0,1 e 0,9 pu, tendo uma duração de meio ciclo de operação (8,33 ms) a menos de um minuto. Este tipo de afundamento de tensão pode ser instantâneo, momentâneo e temporário. A principal causa dos afundamentos de tensão é a partida de grandes motores elétricos, porém a conexão de grandes cargas também podem gerar esse tipo de distúrbio. Vale salientar também que a variação de tensão pode vir diretamente da concessionária de energia elétrica. De um modo geral, o efeito do *Sag* é sentido principalmente nos equipamentos eletro-eletrônicos, principalmente os de tecnologia da informação.
3. Elevação de tensão: É uma rápida elevação no valor RMS da tensão entre 1,1 e 1,8 p.u, com uma duração de 8,33 ms a menos de um minuto. Trata-se de um evento de curta duração que pode ser instantâneo, momentâneo ou temporário. A principal causa do *swell* é a manobra de cargas na rede, por exemplo, o desligamento de uma carga de baixa impedância em um ramal de distribuição. A ausência dessa carga desestabiliza a rede por um breve instante gerando um *swell*. Outra causa pode ser devido ao desligamento de banco de capacitores.
4. Transitório: Consiste em uma variação momentânea indesejável da tensão de alimentação ou da corrente da carga. Transitórios são geralmente classificados em duas categorias: impulsivo e oscilatório. A principal causa de transitórios impulsivos são descargas caracterizadas por relâmpagos. No caso de transitórios oscilatórios, estes são causados por dispositivos de eletrônica de potência bem como circuitos do tipo *snubber* RLC.
5. Desbalanceamento de tensão: Trata-se de uma relação da componente de sequência negativa ou nula com relação à componente de sequência positiva. Em sistemas de

potência, tensões de sequência negativa ou zero, geralmente resultam do desbalanceamento de cargas causando a circulação de uma corrente de sequência negativa ou nula.

6. Distorção Harmônica: Este efeito surge com o incremento de cargas não-lineares, ou seja, circuitos chaveados nas instalações, como reatores eletrônicos, fontes de computadores, inversores de frequência, entre outros. Os harmônicos presentes nesse fenômeno são medidos em inteiros múltiplos da frequência fundamental da fonte de alimentação. Os efeitos mais comuns causados devido a presença de distorção harmônica são: i) aquecimento excessivo dos cabos, ii) Disparo de dispositivos de proteção, iii) Ressonância, iv) EMI, v) Queda do fator de potência e vi) Excesso de corrente de neutro
7. Notching: O *Notching* se enquadra em um caso especial dentre os transitórios e a distorção harmônica. Sua característica é de uma perturbação periódica de tensão provocada pelo funcionamento normal de dispositivos de eletrônica de potência, quando a corrente é comutada de uma fase para outra. Um exemplo é o uso de conversores trifásicos que produzem continuamente uma corrente CC.
8. Flicker: É um termo usado para descrever o efeito de pequenas variações em equipamentos elétricos de iluminação (particularmente lâmpadas com filamento de tungstênio).
9. Outage: Trata-se de uma interrupção a qual tem duração de mais de um minuto.

Alguns dos principais distúrbios considerados neste trabalho estão ilustrados na Fig. 1.1.

Alguns efeitos causados por problemas em QEE

Na Tabela 1.1 tem-se alguns efeitos dos principais problemas comentados anteriormente com destaque para os *sags*.

Comumente, no desenvolvimento de projetos se busca seguir um padrão, o qual atinge vários setores em QEE. O resultado são referências para se quantificar a qualidade de energia elétrica em um cenário de disputa compreendido pelas concessionárias, as quais ficam com o dever de criar níveis mínimos aceitáveis de qualidade de energia (Dugan et al., 1996). Os padrões variam de acordo com a região. Três tipos de normas são destacadas nesta seção.

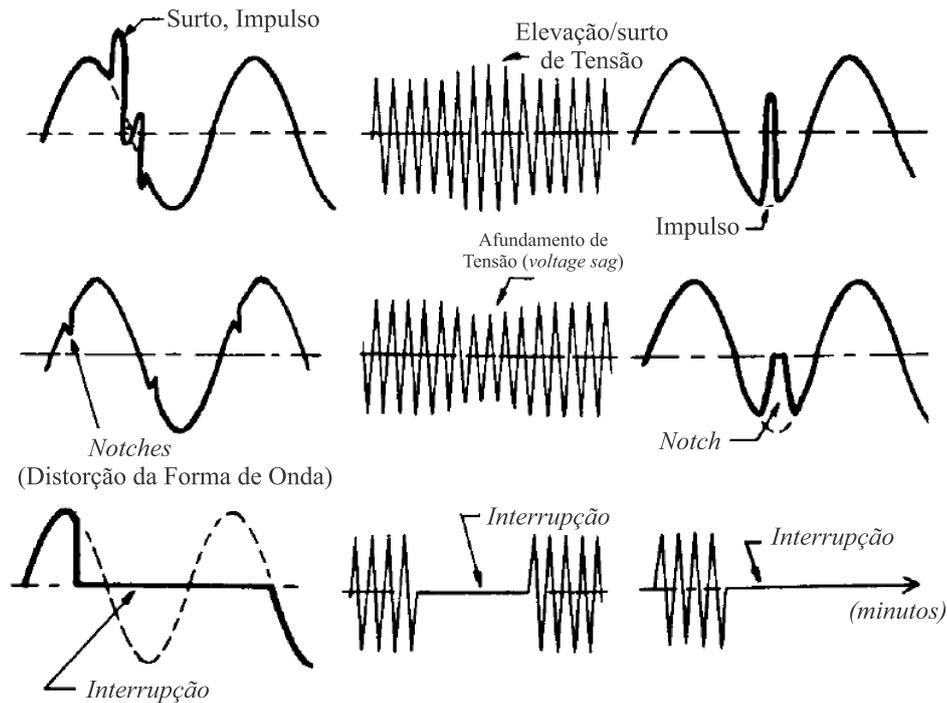


Figura 1.1: Principais distúrbios em QEE.

Tabela 1.1: Principais problemas e seus efeitos

Distúrbio	Efeito
Transitórios	Travamento, erro de medida em equipamentos odonto-médico-hospitalares, queima de enrolamentos em transformadores, falha de softwares, queima de placas eletrônicas, travamento, perda de memória em controle de processo, parada de máquinas, dentre outros.
Afundamento de tensão	<i>Reset</i> indesejado, parada de máquinas, custos de reparo e de parada de produção em indústrias causando forte impacto financeiro no usuário final
Flicker	Radiação visual
Spike	Queima de placas eletrônicas, parada de máquinas, queima de fontes de alimentação, travamento, erro de medida em equipamentos odonto-médico-hospitalares
Harmônicos	Calor excessivo e falta de estabilidade de tensão em transformadores, "zumbido" audível, dentre outros
Sobretensão	Queima de placas eletrônicas, queima dos enrolamentos em transformadores, saturação, parada de máquinas, dentre outros

Tabela 1.2: Características típicas dos problemas em QEE segundo IEEE 1159

Categorias	Conteúdo espectral	Duração	Magnitude de tensão
1.0 Transitórios			
1.1 Impulsivo			
1.1.1 Nanosegundo	5 ns	< 50 ns	
1.1.2 Microsegundo	1 μ s	50 ns	
1.1.3 Milissegundo	0,1 ms	> 1ms	
1.2 Oscilatório			
1.2.1 Baixa frequência	< 5 kHz	< 0,3 - 50 ms	0 - 4 pu
1.2.2 Média frequência	5 - 500 kHz	< 20 μ s	0 - 8 pu
1.2.3 Alta frequência	0,5 - 5 MHz	< 5 μ s	0 - 4 pu
2.0 Variações de curta duração			
2.1 Instantânea			
2.1.1 <i>Sag</i>		0,5 - 30 ciclos	0,1 - 0,9 pu
2.1.2 <i>Swell</i>		0,5 - 30 ciclos	1,1 - 1,8 pu
2.2 Momentânea			
2.2.1 Interrupção		0,5 - 3s	<0,1 pu
2.2.2 <i>Sag</i>		30 ciclos - 3s	0,1 - 0,9 pu
2.2.3 <i>Swell</i>		30 ciclos - 3s	1,1 - 1,4 pu
2.3 Temporária			
2.3.1 Interrupção		3s - 1 min	<0,1 pu
2.3.2 <i>Sag</i>		3s - 1 min	0,1 - 0,9 pu
2.3.3 <i>Swell</i>		3s - 1 min	1,1 - 1,2 pu
3.0 Variações de longa duração			
3.1 Falta		> 1 min	0,0 pu
3.2 Subtensão		> 1 min	0,8 - 0,9 pu
3.3 Sobretensão		> 1 min	1,1 - 1,2 pu
4.0 Desbalanceamento de tensão		regime perm.	0,5 - 2%
5.0 Distorção na forma de onda			
5.1 Offset		regime perm.	0 - 0,1%
5.2 Harmônicos	0 - 100° harm.	regime perm.	0 - 20%
5.3 Interharmônicos	0 - 6 kHz	regime perm.	0 - 2%
5.4 <i>Notching</i>		regime perm.	
5.5 Ruído	banda larga	regime perm.	0 - 1%
6.0 Flutuações de tensão	25 Hz	intermitente	0,1 - 7%
7.0 Variação na frequência		<10 s	0

1.2.1 Aspectos normativos

As normas mais influentes na caracterização e monitoramento da QEE em um sistema elétrico de potência no mundo são regidas pelo IEEE (do inglês *Institute of Electrical and Electronics Engineers*). No Brasil tem-se a ANEEL (Agência Nacional de Energia Elétrica),

enquanto que na união europeia existem a EN 50160 vinculada aos distúrbios de tensão.

IEEE 1159 (1995)

Caracteriza e interpreta os fenômenos eletromagnéticos que causam problemas à qualidade de energia elétrica em termos de distúrbios de tensões com objetivo de facilitar a comunicação dentro da comunidade de QEE. A Tabela 1.2 lista os tipos de problemas existentes bem como valores típicos de duração e magnitude.

As durações das categorias destacadas estão correlacionadas com o tempo de atuação da proteção e a divisão das durações recomendadas por organismos técnicos internacionais, como a UIE-DWG-2-92-D (1993) (Fernandes, 2008).

EN 50160

Descreve as características de tensão no sistema de distribuição europeu. Ela classifica afundamentos de tensão e eventuais interrupções. A maioria dos eventos descritos são relacionados a transitórios de sobretensão, sobretensão temporária, sags e interrupções de longa e curta duração, conforme mostra a Tabela 1.3.

Tabela 1.3: Características das variações de tensão segundo EN 50160

Tipo	Magnitude de tensão	Duração
Interrupção de curta duração	< 0,01 pu	0,5 ciclos - 3 min
Interrupção de longa duração	< 0,01 pu	> 3 min
Sag	0,1 - 0,9 pu	0,5 ciclos - 1 min
Transitório de sobretensão	> 1,1 pu	-
Sobretensão temporária	> 1,1 pu	-

IEEE 519-1992

É uma recomendação do IEEE que descreve os principais fenômenos causadores de distorções harmônicas, indica métodos de medição e limites de distorção. Os limites estabelecidos referem-se aos valores medidos no Ponto de Acoplamento Comum (PAC), e não em cada equipamento individual. A filosofia é que não interessa ao sistema o que ocorre dentro de uma instalação, mas sim o que esta instalação reflete para o exterior, ou seja, para os outros consumidores conectados à mesma alimentação.

Os limites diferem de acordo com o nível de tensão e com o nível de curto-circuito do PAC. Obviamente, quanto maior for a corrente de curto-circuito (I_{cc}) em relação à corrente de carga, maiores são as distorções de corrente admissíveis, uma vez que elas distorcerão em menor intensidade a tensão no PAC. À medida que se eleva o nível de tensão, menores são os limites aceitáveis.

Tabela 1.4: Limites de distorção harmônica de corrente (percentual em relação a fundamental) segundo a IEEE 519

I_{cc}/I_1	THD de Corrente
< 20	5%
$20 < 50$	8%
$50 < 100$	12%
$100 < 1000$	15%
> 100	20%

Tabela 1.5: Limites distorção harmônica de tensão (percentual em relação a fundamental) segundo a IEEE 519

Tensão no Barramento	THD de Tensão
$V_N \leq 69kV$	5%
$69kV < V_N \leq 161kV$	2,5%
$V_N > 161kV$	1,5%

ANEEL: Procedimentos de Distribuição - Módulo 8

É uma norma brasileira sobre os Procedimentos de Distribuição (Prodist) para a qualidade de energia aplicadas às concessionárias de energia elétrica brasileiras. Nesta norma encontram-se características, terminologia e parâmetros dos eventos associados a variação de tensão em curta duração tais como swells, sags e interrupções. Na mesma, encontra-se o estabelecimento de metodologia para apuração dos indicadores de continuidade.

Tabela 1.6: Classificação das variações de tensão de curta duração segundo a ANEEL

Classificação	Duração	Magnitude de tensão
1.0 Momentânea		
1.1 Interrupção	< 3s	< 0,1 pu
1.2 Sag	1 ciclo - 3s	0,1 - 0,9 pu
1.3 Swell	1 ciclo - 3s	> 1,1 pu
2.0 Temporária		
2.1 Interrupção	3s - 1 min	<0,1 pu
2.2 Sag	3s - 1 min	0,1 - 0,9 pu
2.3 Swell	3s - 1 min	> 1,1 pu

Tabela 1.7: Limites globais de distorção harmônica totais (percentual em relação a fundamental) segundo a ANEEL em um sistema de distribuição

Tensão no Barramento	Distorção Harmônica Total (THD)
$V_N \leq 1kV$	10
$1kV < V_N \leq 13,8kV$	8
$13,8kV < V_N \leq 13,8kV$	6
$69kV < V_N \leq 230kV$	3

1.2.2 Curvas de Sensibilidade

ITIC (CBEMA)

A CBEMA (do inglês *Computer and Business Equipment Manufacturers Association*), uma associação de fabricantes de equipamentos, e o ITIC (do inglês *Information Technology Industry Council*), um grupo voltado para os interesses da indústria de informática, propuseram uma curva de sensibilidade conhecida como curva ITIC/CBEMA, vide Fig. 1.2, no intuito de avaliar a qualidade da tensão em um sistema de potência com relação aos eventos associados às variações de tensão em curta e longa duração.

Esta curva descreve a tolerância típica de diferentes tipos de computadores sujeitos a variações de tensão. Esta curva é referência para projeto de equipamentos mais sensíveis a serem aplicados nos sistemas de potência (Dugan et al., 1996). A aplicação desta curva é mais apropriada para equipamentos que operam com tensão nominal em torno de 120 Volts e frequência nominal em torno 60 Hz.

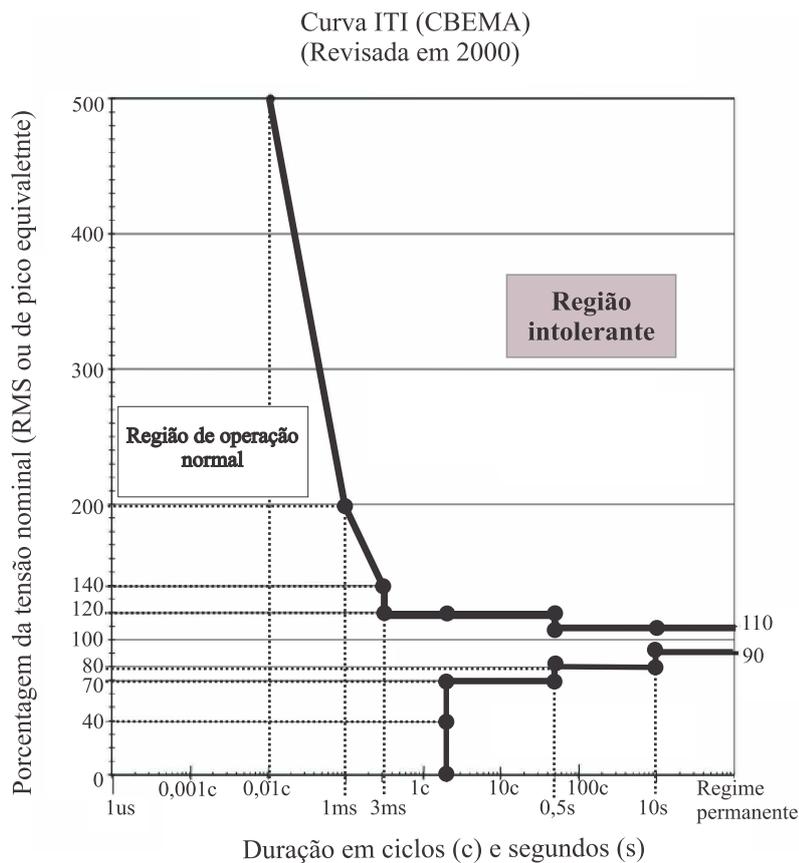


Figura 1.2: Curva ITIC (CBEMA).

SEMI F47

A curva SEMI F47, vide Figura 1.3⁴, é proveniente da sua norma (SEMI F47-0200), elaborada pelo *Semiconductor Equipment and Materials Institute* (SEMI). Os limites da SEMI F47 abrange apenas os distúrbios de afundamento de tensão, não contemplando as elevações de tensão. Esta norma é aplicada a equipamentos e processos ligados a fabricantes de semicondutores para verificar a imunidade contra afundamentos de tensão. Os fabricantes devem atender os limites estabelecidos pela SEMI F47 sem a utilização de suprimento auxiliar de energia, como por exemplo, UPS (*Uninterruptible Power Supply* ou *No-Breaks*). Esta curva é a mais aplicada nos equipamentos industriais e caracteriza-se pela capacidade de um equipamento eletro-eletrônico continuar operando perante uma queda de tensão. Esta característica também é conhecida na literatura como *voltage sag ride-through*.

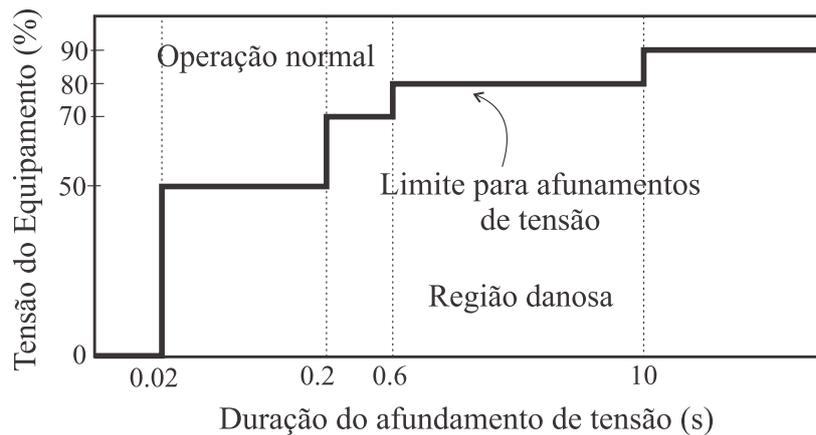


Figura 1.3: Curva SEMI F47.

1.2.3 Soluções baseadas em Eletrônica de Potência

Sistemas para solucionar problemas em QEE são subdivididos em dois grupos (Bollen, 1999). O primeiro visa garantir que os equipamentos usados nos processos (industriais, comerciais ou residenciais) sejam menos sensíveis aos distúrbios. O segundo consiste na instalação de dispositivos customizados para eliminar ou compensar os distúrbios. A Eletrônica de Potência está inserida fortemente no segundo grupo.

Dentre os vários dispositivos para CUPS (do inglês *Custom Power System*), neste trabalho destacam-se:

- Filtros Ativos de Potência ou Compensadores Estáticos: Presente na literatura como APF (do inglês *Active Power Filters*), estes dispositivos são capazes de compensar distúrbios como harmônicos de corrente e tensão;
- Sistemas de CA-CC-CA: Sua estrutura é composta por um conversor *back-to-back*. É usado para melhorar o desempenho de acionamento de motores e dar maior confiabilidade ao sistema podendo corrigir distorções harmônicas e aumentar fator de potência. Algumas estruturas dependendo da operação, são semelhantes às fontes de tensão ininterruptas;
- Restaurador Dinâmico de Tensão: Normalmente referenciado como DVR (do inglês *Dynamic Voltage Restorer*), é indicado para compensar afundamentos de tensão. A disposição deste dispositivo se caracteriza por uma compensação série. Maiores explicações serão apresentadas com relação a este dispositivo;

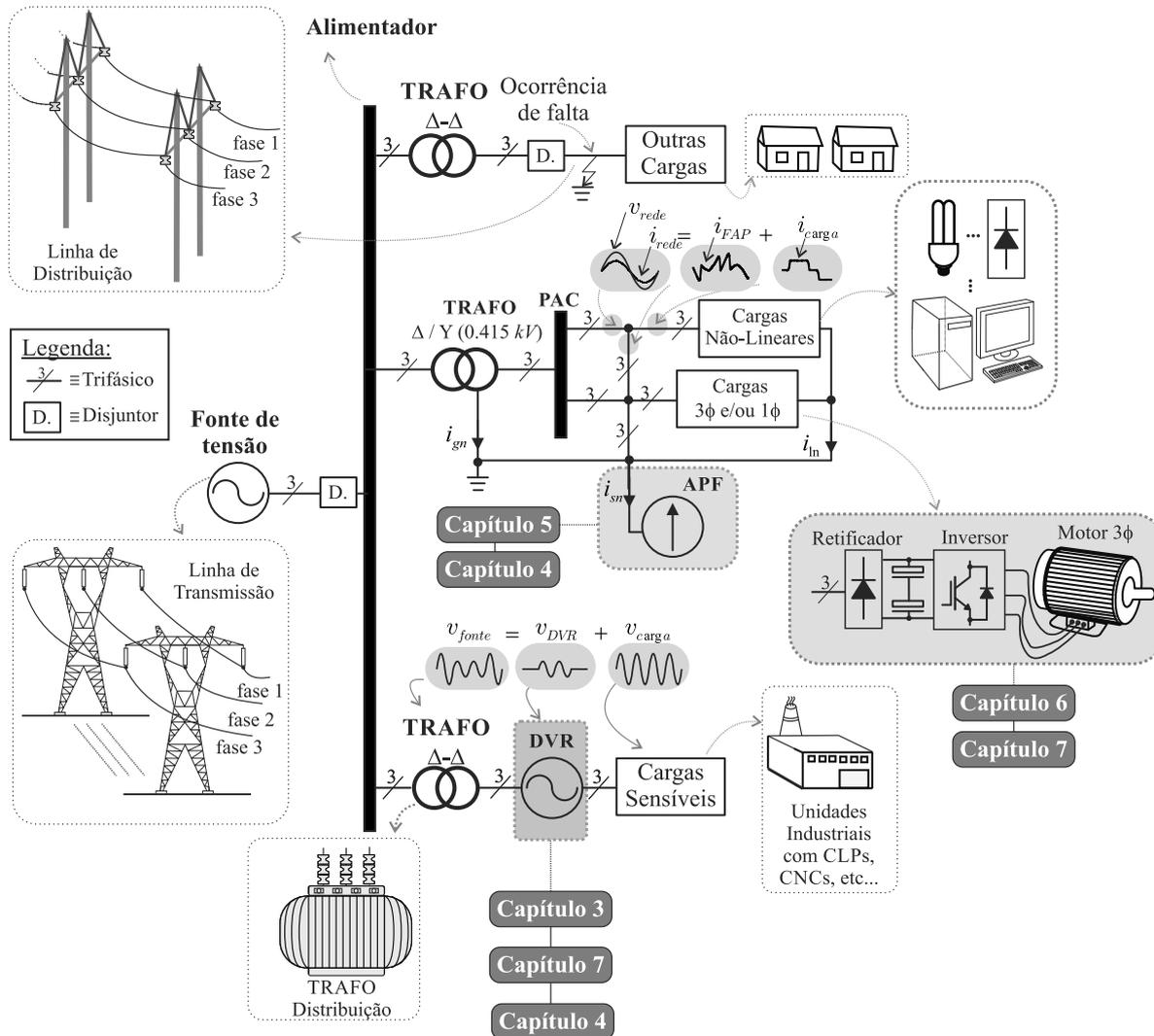


Figura 1.4: Exemplo de um sistema elétrico com equipamentos baseados em eletrônica de potência para melhoria da QEE.

Na Figura 1.4 tem-se um exemplo dos dispositivos citados no intuito de compensar/mitigar os distúrbios destacados neste trabalho com destaque para os capítulos exatos da tese onde estão sendo apresentadas novas soluções/configurações para os devidos cenários de aplicação nos sistemas em estudo.

1.3 Contribuições da Tese

As contribuições deste trabalho concentram-se no estudo e apresentação de novas topologias, de DVR e APF, baseadas no conceito de se utilizar transformadores com terminais a enrolamentos abertos e, em alguns casos, estrela. Um sistema flexível de acionamento CA-CC-CA também é proposto neste trabalho com intuito de oferecer à máquina de indução

trifásica níveis otimizados de operação em baixa e alta velocidade.

As estruturas apresentadas são comparadas em nível de simulação usando como principais figuras de mérito: *i*) perdas nas chaves semicondutoras, *ii*) perdas de alta frequência no barramento CC, *iii*) níveis de THD (*Total Harmonic Distortion*) nas correntes, e *iv*) WTHD (*Weighted Total Harmonic Distortion*) nas tensões de saída dos conversores.

1.4 Organização do Texto da Tese

No Capítulo 2, tem-se uma apresentação sucinta de algumas estruturas convencionais encontradas na literatura bem como um breve estado da arte de cada tipo de aplicação. As aplicações englobam sistemas a três e quatro fios para os casos de DVRs e APF paralelo. O sistema de acionamento CA-CC-CA proposto neste trabalho também é comentado e a justificativa de sua aplicação é apresentada no contexto atual dos sistemas convencionais.

No Capítulo 3, são apresentadas as estruturas propostas bem como estratégia de modulação PWM para sistemas a três fios e a quatro fios com aplicação em restauradores dinâmicos de tensão (DVRs). Ao final do mesmo, uma configuração generalizada é brevemente apresentada como resultado do estudo progresso das configurações deste trabalho.

No Capítulo 4, são apresentadas estruturas propostas de compensadores com conexão série ou paralelo para sistemas a três fios, podendo atuar como APFs. A característica principal destas configurações está vinculada com uso de transformadores em cascata possibilitando reduzir o número de barramentos (uso de um único barramento).

No Capítulo 5, são apresentadas as estruturas semelhantes porém para aplicações como compensadores estáticos conectados em paralelo comumente conhecidos como filtro ativo de potência (APF) do tipo paralelo. São propostas configurações para sistemas a três fios e a quatro fios.

No Capítulo 6, é apresentado um sistema flexível de acionamento trifásico CA-CC-CA em que seu principal objetivo é possibilitar a otimização da operação do sistema em baixa e alta velocidade garantindo a operação adequada da máquina trifásica onde, neste caso, foi usado um motor de indução trifásico.

No Capítulo 7, são apresentadas brevemente algumas estruturas para acionamento CC-

CA de máquinas trifásicas com terminais a enrolamentos abertos em que os conversores possuem uma combinação de braços de dois níveis e braços de três níveis. Em uma abordagem semelhante, algumas estruturas de DVRs são estudadas utilizando-se módulos monofásicos conectados diretamente, em estrela ou delta em transformadores com enrolamentos em conexão estrela. O intuito destas estruturas é oferecer uma solução alternativa com custo intermediário bem como suas figuras de mérito.

No Capítulo 8, as principais conclusões diante do estudo feito são apresentadas. Um quadro resumo é apresentado de forma a sintetizar as principais figuras de mérito deste trabalho. Os trabalhos futuros bem como sugestões de estudos *a posteriori* são apresentados para fins de verificação e avaliação de viabilidade.

1.5 Produção Gerada

No que diz respeito à divulgação dos resultados obtidos nesta tese, as principais publicações em periódicos e anais de eventos estão enumeradas a seguir:

- Artigos publicados em periódicos do IEEE:

1. JACOBINA, C. B.; ROCHA, N.; DE ALMEIDA CARLOS, G. A.; DOS SANTOS, E. C.. Flexible Series/Parallel AC/DC/AC Motor Drive System. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 1, pp. 259-270, Jan.-Feb. 2015.
(Jacobina et al., 2015) - doi: 10.1109/TIA.2014.2334738
2. DE ALMEIDA CARLOS, G. A.; Jacobina, C. B.; DOS SANTOS, E. C.; FABRICIO, E. L. L.; ROCHA, N. Shunt Active Power Filter With Open-End Winding Transformer and Series-Connected Converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 4, pp. 3273-3283, July-Aug. 2015.
(de Almeida Carlos et al., 2015)] - doi: 10.1109/TIA.2015.2394318
3. DE ALMEIDA CARLOS, G. A.; JACOBINA, C. B.; DOS SANTOS, E. C.. Investigation on Dynamic Voltage Restorers With Two DC Links and Series Converters for Three-Phase Four-Wire Systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 2, pp. 1608-1620, March-April 2016.

(d. A. Carlos et al., 2016)] - doi: 10.1109/TIA.2015.2490040

4. DE ALMEIDA CARLOS, G. A.; DOS SANTOS, E. C.; JACOBINA, C. B.; MELLO, J. P. R. A. Dynamic Voltage Restorer Based on Three-Phase Inverters Cascaded Through an Open-End Winding Transformer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 1, pp. 188-199, Jan. 2016.

(de Almeida Carlos et al., 2016)] - doi: 10.1109/TPEL.2015.2404798

- Artigos publicados em anais de eventos internacionais:

1. CARLOS, G. A. A.; JACOBINA, C. B.; DOS SANTOS, E. C.. Investigation on dynamic voltage restorers with two DC-links and series converters for three-phase four-wire systems. 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Pittsburgh, PA, 2014, pp. 4353-4360.

(Carlos et al., 2014) - doi: 10.1109/ECCE.2014.6953994

2. JACOBINA, C. B.; ROCHA, N.; DE ALMEIDA CARLOS, G. A.; DOS SANTOS, E. C. Ac-Ac three-phase drive system based on twelve-leg de-link converter. 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Denver, CO, 2013, pp. 2445-2452.

(Jacobina et al., 2013b) - doi: 10.1109/ECCE.2013.6647015

3. DE A. CARLOS, G. A.; JACOBINA, C. B.; DOS SANTOS, E. C.; FABRICIO, E. L. L.; Rocha, N. Shunt active power filter with open-end winding transformer and series connected converters. 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Denver, CO, 2013, pp. 5215-5221.

(de Carlos et al., 2013) - doi: 10.1109/ECCE.2013.6647406

4. DE ALMEIDA CARLOS, G. A.; JACOBINA, C. B. Series compensator based on cascaded transformers coupled with three-phase bridge converters. 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, QC, 2015, pp. 3414-3421.

(de Almeida Carlos e Jacobina, 2015) - doi: 10.1109/ECCE.2015.7310142

5. CARLOS, G. A. A.; DOS SANTOS, E. C.; SOUSA, R. P. R.; JACOBINA, C. B.; BARROS, L. M.; OLIVEIRA, A. C. DVR with five-level converter based on

three-and two-level legs connections. 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Montreal, QC, 2015, pp. 5474-5481.

(Carlos et al., 2015a) - doi: 10.1109/ECCE.2015.7310430

6. CARLOS, G. A. A.; SOUSA, R. P. R.; JACOBINA, C. B.; MELLO, J. P. R. A.; BARROS, L. M.; OLIVEIRA, A. C. Three-phase drive systems based on OEW configurations with reduced controlled switch count. 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), Fortaleza, 2015, pp. 1-6.

(Carlos et al., 2015b) - doi: 10.1109/COBEP.2015.7420110

7. DE ALMEIDA CARLOS, G. A.; JACOBINA, C. B.; MELLO, J. P. R. A.; DOS SANTOS, E. C.. Shunt active power filter based on cascaded transformers coupled with three-phase bridge converters. 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, CA, 2016, pp. 2720-2726.

(Carlos et al., 2016a) - doi: 10.1109/APEC.2016.7468248

8. CARLOS, G. A. d. A.; JACOBINA, C. B.; DOS SANTOS, E. C. SAPF with two Dc-links and series converters feeding OEW transformers for 3P4W systems. IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Dallas, TX, 2014, pp. 5214-5220.

(de Carlos et al., 2014) - doi: 10.1109/IECON.2014.7049294

- Artigo aceito para publicação em eventos internacionais:

1. DE ALMEIDA CARLOS, G. A.; JACOBINA, C. B; DOS SANTOS, E. C. Cascaded Open-End Winding Based DVR. 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2016, pp-pp.

(Carlos et al., 2016b)

2

Revisão Bibliográfica e Estruturas Convencionais

Este capítulo apresenta, sucintamente, o estado da arte das áreas de aplicação abordadas neste trabalho. Algumas estruturas convencionais são consideradas e destacadas uma vez que parte dessas estruturas serão mencionadas nos capítulos seguintes em alguns estudos comparativos.

2.1 Restaurador Dinâmico de Tensão (DVR)

Existem vários tipos de distúrbios que podem levar ao mau funcionamento de um sistema elétrico, o que acarreta em um sistema com baixa qualidade de energia elétrica. Dentre estes distúrbios, os afundamentos de tensão continuam sendo relatados como um dos maiores problemas em qualidade de energia elétrica (Biswas et al., 2014), (Ho e Chung, 2010, Rosas-Caro et al., 2012, Subramanian e Mishra, 2010, Chen et al., 2010). A correção de afundamentos de tensão é necessária para aplicações que se estendem desde faixas de centenas de watts até a ordem de mega watts (Prasai e Divan, 2008). Um dispositivo bem conhecido atualmente para solucionar tais tipos de problemas é o restaurador dinâmico de tensão conhecido como DVR (do inglês *Dynamic Voltage Restorer*). Tal compensador é baseado em eletrônica de potência, conectado em série com a rede elétrica. Seu principal objetivo é proteger cargas críticas (cargas sensíveis) dos distúrbios de tensão localizados no lado da rede elétrica (Ghosh e Ledwich, 2002a) em uma fração de segundos (e.g., duração entre 0,5 a 30 ciclos segundo a

norma IEEE 1159 ou 0,5 ciclo a 1 min, segundo a norma EN50160).

Os primeiros DVR foram instalados nos Estados Unidos, para uma fábrica de tapetes e na Austrália para uma indústria de laticínios, no final da década de 90, respectivamente, (Woodley et al., 1999) e (Woodley et al., 2000). Em 1997, uma grande companhia europeia destinada a produção de papel, necessitava compensar os custos de parada de produção devido aos afundamentos de tensão. Ela optou por instalar uma DVR ao invés de um DSTATCOM tomando como critério de escolha o tamanho e o custo. O DVR projetado para este cliente era de 4 MVA e tinha capacidade de injetar 50% de tensão com duração em torno de 300ms (McHattie, 1998).

O enquadramento funcional do DVR em sistemas de distribuição foi testado por *Abi-Samra et al.* (Abi-Samra et al., 1996) e *Stump et al.* (Stump et al., 1998b).

Abi-Samra et al. (Abi-Samra et al., 1996) apresentam resultados práticos de um DVR de 2MVA, desenvolvido pela *Westinghouse*, através da aplicação de faltas, separadamente, em diferentes pontos de um sistema distribuição elétrico. Os mesmos constataram que o DVR é capaz de suprir e absorver tanto reativos quanto ativos no sistema. Uma vez que na maioria dos casos pequenos distúrbios podem ser restaurados trocando-se apenas energia reativa. Já no outro cenário, distúrbios com magnitudes maiores, o DVR deve suprir energia ativa para a carga.

Stump et al. (Stump et al., 1998b) justificam a necessidade do uso do DVR no cenário de qualidade de energia elétrica. Onde, a partir da norma IEEE 1100-1992, foram abordados aspectos técnicos importantes para tratar os efeitos relacionados aos afundamentos de tensão presentes em uma rede de distribuição de média e alta tensão. Ainda em (Stump et al., 1998b), são apresentados um DVR e um compensador estático de distribuição (DSTATCOM), desenvolvidos pela *Westinghouse* como soluções para compensação em série (DVR) ou paralelo (DSTATCOM), reduzindo, assim, a vulnerabilidade do sistema. *Woodley et al.* (Woodley et al., 1999) realizaram um estudo detalhado do primeiro DVR instalado para uma fábrica de tapetes na Carolina do Norte, em 1996, desenvolvido pela *Westinghouse*. Neste estudo observa-se um sistema de proteção *bypass* do DVR que utiliza um SCR como interruptor com objetivo de curto circuitar o secundário do transformador para garantir total isolamento do DVR quando submetido a elevados níveis de correntes da carga a jusante. Além disso, os

autores observaram o comportamento do DVR perante diferentes níveis de afundamentos de tensão, atingindo assim casos extremos e médios correspondendo a afundamentos de 13%, 33% e 88%.

No início do século XXI, a área de estudos de compensação série em sistemas de distribuição era relativamente nova. Naquela época, *Peng et al.* propuseram o uso de filtros ativos série em conjunto com filtros ativos paralelos (Peng et al., 1993). A partir desta proposta de fusão dos filtros ativos, *Fujita e Akagi* (Fujita e Akagi, 1998) propuseram um dispositivo que condicionava a qualidade de energia de forma unificada, este dispositivo ficara conhecido como UPQC (do inglês *Unified Power-Quality Conditioner*). O mesmo tinha capacidade de eliminar *flickers* de tensão, correntes de sequência negativa, e harmônicos. Estes dispositivos também são conhecidos como filtros ativos universais (dos Santos et al., 2011c), (Bhattacharya et al., 2009). Muito embora estas e outras alternativas tenham sido relatadas, soluções usando DVR para compensação série, persistem como as mais atrativas quando se leva em consideração o custo comparado às demais.

Mesmo ainda sendo um equipamento de uso comercial raro na época (devido ao elevado custo), os testes realizados com DVRs possibilitaram levantar características do sistema de proteção do equipamento e armazenamento de energia dos mesmos em um cenário prático (Woodley et al., 1999), (Jauch et al., 1998), (Fang et al., 1998).

De fato, os fabricantes de condicionadores de energia (tais como ABB) têm centrado sua produção de DVR em equipamentos de potências superiores a 2MVA, parâmetro que não se adequa aos números brasileiros, onde as cargas sensíveis possuem potências bem menores (Galasi, 2006). Conforme (Silva, 1999), para uma potência inferior a 500kVA, faixa onde se encaixariam a maior parte das cargas industriais sensíveis a distúrbios de curta duração no Brasil, os dispositivos semicondutores e demais componentes teriam custo baixo suficiente para se tornar viável a aplicação do DVR na indústria nacional.

A partir das publicações pioneiras, sobre DVRs, observou-se a necessidade do estudo de estratégias de controle na estrutura dos mesmos. Estes estudos foram bem explorados em (Ghosh e Ledwich, 2002b), (Nielsen et al., 2001), (Vilathgamuwa et al., 1999), (Nielsen e Blaabjerg, 2005a), (Nielsen e Blaabjerg, 2005b), (Nielsen et al., 2004c), (Gosh e Joshi, 2002), (Kanjiya et al., 2011).

Nos artigos de Gosh e Ledwich (Ghosh e Ledwich, 2002b), Gosh e Joshi (Gosh e Joshi, 2002) e Kanjiya, Singh e Jayaprakash (Kanjiya et al., 2011) são propostas estratégias de controle envolvendo a teoria de componentes simétricas instantâneas em conjunto com relações da transformada de Fourier para obtenção dos fasores relacionados às componentes simétricas.

Em (Ghosh e Ledwich, 2002b), durante eventuais análises do DVR em um sistema de distribuição, os autores estipularam a condição em que no regime estacionário o DVR não deve fornecer qualquer energia ativa. Isto implica que a diferença dos ângulos entre os fasores tensão no DVR e a corrente na linha deve ser de 90° . Assim, três casos foram levados em consideração: (i) caso 1: quando a resistência na linha do modelo apresentado for desprezada: este caso implica que o DVR compensará completamente a queda de energia reativa no alimentador implicando na tensão da rede estar em fase com a tensão na carga. Considerando que ambas as tensões (rede e carga) estejam com a mesma amplitude, (ii) caso 2: a carga é puramente resistiva: este caso caracteriza que as magnitudes das tensões na carga e rede nunca serão iguais caso o DVR deixe de compensar com energia ativa, e (iii) caso 3: caso genérico em que são feitas análises fasoriais de diferentes pontos possíveis de operação do DVR e verificam-se pontos particulares em que o DVR pode injetar o mínimo de tensão possível, sendo estes pontos os mais desejáveis.

No trabalho de Gosh e Joshi (Gosh e Joshi, 2002), foi proposto um algoritmo para geração das tensões de referência para regulação do DVR perante condições de desbalanceamento e harmônicas na tensão da rede. Ainda neste, foi usada uma técnica para extração da sequência positiva no intuito de forçar o DVR a uma compensação em regime permanente balanceada por um ciclo e meio de operação do sistema. A vantagem deste esquema é que o mesmo não demanda energia ativa do DVR.

A proposta de Kanjiya, Singh e Jayaprakash (Kanjiya et al., 2011) fora de extrair as sequências positivas e negativas do sistema de alimentação e compará-las com as tensões necessárias na carga, porém em seu algoritmo é estabelecido que as tensões geradas pelo DVR devem ser forçadamente em quadratura com a corrente na rede, com isso não é necessário o gasto de energia ativa do barramento do DVR. Em seus resultados os autores validam a estratégia de controle com simulações e experimentais considerando afundamentos de tensão, harmônicos na rede e elevações de tensão. Porém, a análise de desempenho perante saltos

de fase é desprezada neste trabalho.

Nielsen, Blaabjerg e Mohan (Nielsen et al., 2001) propuseram três métodos de controle para compensação tanto da amplitude como o deslocamento de fase. Porém, apenas dois (dos três) métodos são testados. Basicamente, os três métodos caracterizam-se pelo DVR gerar uma tensão que garanta a compensação com a fase igual àquela do estado anterior ao afundamento de tensão (método 1: *pre-sag compensation*), o DVR gera uma tensão em fase com a tensão medida no sistema após o afundamento (método 2: *in-phase compensation*), o DVR gera uma tensão defasada em 90° com relação à corrente da carga (método 3: *energy optimal compensation*). O primeiro método mantém a tensão na carga quase intacta, o segundo método irá impor o sistema com a fase imposta após o afundamento de tensão e o terceiro método utiliza a energia do barramento de forma otimizada, esta característica já fora observada nas publicações de seus contemporâneos. A Fig. 2.1 ilustra a descrição dos fasores conforme cada método.

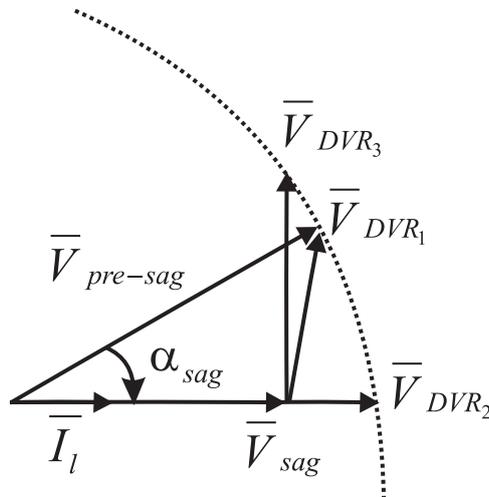


Figura 2.1: Três métodos de estratégias de controle propostos.

Os métodos de controle para DVRs podem ser realizados tanto do tipo antecipativo (*Feedforward*) quanto do tipo realimentados (*Feedback*), (Vilathgamuwa et al., 1999). Por razões de simplicidade, é normal encontrar apenas resultados de testes de simulação e experimentais feitos em malha aberta (Nielsen e Blaabjerg, 2005a). De fato estes métodos mais simples são comuns nos trabalhos em que o foco ou a contribuição tem maior peso em outro aspecto. Todavia, Nielsen et al. já implementaram sistemas com estratégia de controle em malha fechada (Nielsen e Blaabjerg, 2005a), (Nielsen e Blaabjerg, 2005b), (Nielsen et al., 2004c).

No que diz respeito ao método de detecção do afundamento de tensão. Dentre os métodos encontrados na literatura, destacam-se neste trabalho, dois métodos:

- Detecção pelo valor coletivo V_{Σ} (Aredes, 1996): Calcula-se o valor eficaz (RMS) da tensão de linha ($V_{linhaRMS}$) como

$$V_{\Sigma} = \sqrt{v_{g1}^2 + v_{g2}^2 + v_{g3}^2}, \quad (2.1)$$

$$V_{\Sigma} \leq V_{limite}, \quad (2.2)$$

onde v_{g1} , v_{g2} e v_{g3} são as tensões na rede.

Se as tensões da rede apresentarem apenas componentes positivas o valor coletivo tornar-se-á o valor eficaz da componente de sequência positiva da tensão de linha (fase-fase) da tensão na rede (da Costa Junior, 2006) e (Aredes, 1996).

- Detecção pela magnitude das componentes dq (Nielsen, 2002), cada uma comparada com os valores limites

$$V_{redea} < V_{limite}, \quad (2.3)$$

$$V_{redea} > V_{limite}. \quad (2.4)$$

2.1.1 Sistemas a três fios

A Figura 2.2 ilustra um cenário típico de aplicação em média tensão (MV do inglês *Medium Voltage*) para sistemas a três fios. É importante perceber que transformadores ΔY são comumente usados para evitar propagação de componentes de sequência zero para o lado secundário durante uma condição de falta em um ponto a montante de um sistema de distribuição (Zhan et al., 2001).

O DVR é composto basicamente de: i) transformadores de injeção, ii) circuito de proteção, iii) tiristor para operação *bypass*, iv) filtros passivos, v) inversor tipo fonte de tensão (VSI) e vi) sistema de armazenamento de energia. O último componente mencionado é comumente implementado por retificadores (Jothibasud e Mishra, 2014) ou sistemas de armazenamento recarregáveis (Somayaajula e Crow, 2014) os quais podem ser baseados em uma das seguintes tecnologias: sistema de armazenamento com baterias (*BESS*), ultracapacitores (*UCAP*), armazenamento de energia magnética por supercondutores (*SMES*) ou sistemas

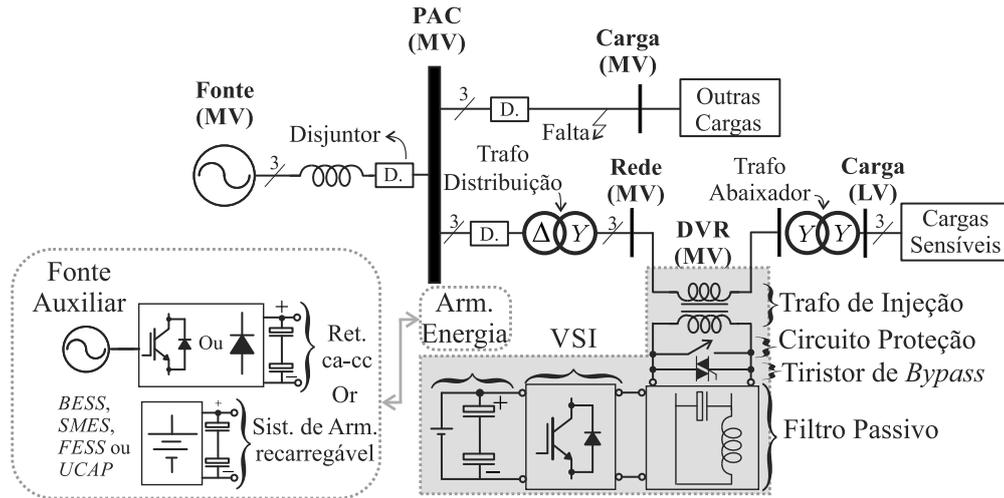


Figura 2.2: Aplicação típica de um DVR a três fios de média tensão (MV do inglês *Medium Voltage*) em um sistema de distribuição.

flywheel (*FESS*). Observa-se que as tensões geradas pelo inversor (tipo VSI) devem ser inseridas através de transformadores de forma controlada, o que implica que a soma entre a tensão injetada pelo DVR e a tensão na rede garanta a tensão desejada no lado da carga.

Diferentes configurações VSI foram consideradas para implementações em DVR na literatura. Dentre elas, podem ser destacadas: i) topologia convencional de dois níveis (2L do inglês *2-Level*) trifásica três braços (Biricik et al., 2014) conforme ilustrado na Figura 2.3(a), ii) estrutura de três níveis (3L do inglês *3-Level*) com seis braços (Kanjiya et al., 2013), conforme observado na Figura 2.3(b) e iii) configuração multinível de três níveis (3L) baseado em estrutura com ponto de neutro grampeado (NPC) (Leon et al., 2011), vide Figura 2.3(c). Estas três configurações serão consideradas como convencionais neste trabalho e levadas em consideração para fins comparativos com as estruturas propostas. Existe uma opção para DVR sem unidade de barramento CC, a qual tem como base um conversor matricial (Wang e Venkataramanan, 2009). Existem outras configurações em que os transformadores de injeção não são considerados: i) ponte H isolada (Li et al., 2002), vide Figura 2.4(a), Multinível com pontes-H em cascata (Massoud et al., 2010a), vide Figura 2.4(b).

A necessidade de proteção de cargas sensíveis contra afundamentos/elevações de tensão fora também observada em aplicações de alta potência. Este cenário de aplicação torna-se mais aparente devido ao crescimento do sistema elétrico de um modo geral. Neste caso, um DVR de média tensão (MV) deve ser empregado, como fora feito em (Nielsen et al., 2004a), (Roncero-Sanchez e Acha, 2009, Chen et al., 2014). Todavia, em aplicações de média

tensão, existem algumas restrições para o uso de determinados conversores estáticos em sistemas com DVR (Franquelo et al., 2008a), uma vez que o nível de tensão na saída do conversor representa um problema real para o mesmo. Assim, é interessante empregar uma configuração com capacidade de suportar elevados níveis de tensão, conforme observado em (Meyer et al., 2005).

2.1.2 Sistemas a quatro fios

Quando os transformadores usados em um sistema de distribuição são considerados, existem dois tipos que são subdivididos: i) trifásicos a três fios (3P3W) e ii) trifásicos a quatro fios (3P4W). Conforme mencionado anteriormente, transformadores com arranjo ΔY são uma boa opção pois este tipo previne a propagação da componente de sequência zero para o terminal de secundário na ocorrência de uma falta no primário do sistema elétrico (Zhan et al., 2003). Todavia, países como China e Coreia (Chung et al., 2001, Zhan et al.,

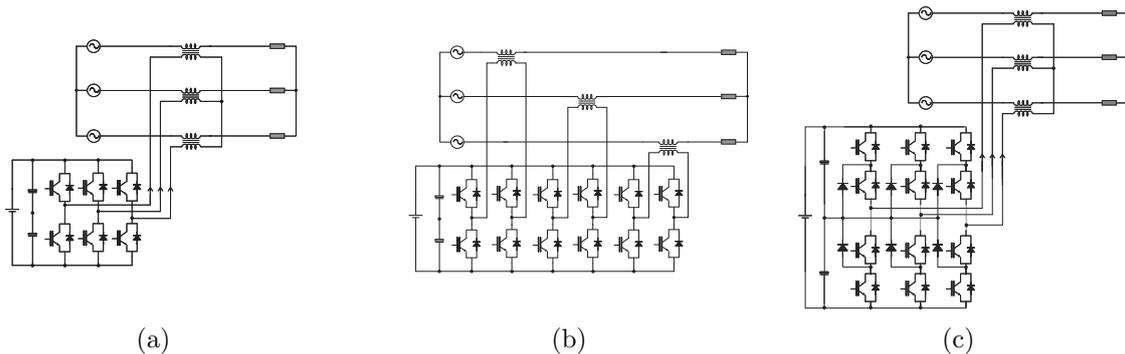


Figura 2.3: Configurações convencionais de DVRs usando-se transformadores de injeção. (a) Dois níveis (2L) com três braços. (b) Três níveis (3L) com seis braços. (c) Multinível de três níveis baseada em conversor com ponto de neutro grampeado (NPC).

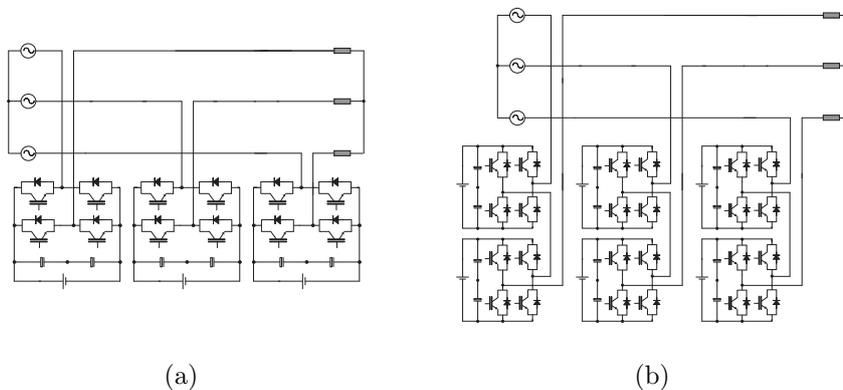


Figura 2.4: Configurações existentes de DVRs sem uso de transformadores de injeção. (a) Ponte-H isolada. (b) Multinível com pontes-H em cascata.

2003) comumente usam transformadores YY com os neutros aterrados, vide Fig. 2.5. Neste cenário, existe a propagação das componentes de sequência zero para as cargas quando existem faltas desbalanceadas no sistema elétrico (Naidu e Fernandes, 2007). O problema da propagação da componente de sequência zero foi resolvido com algumas topologias existentes de DVR, vide Fig. 2.6. Cada uma dessas topologias apresenta vantagens e desvantagens. Por exemplo, a topologia 3HB pode operar como três circuitos monofásicos isolados entre si. Todavia, apresenta um maior número de componentes e os braços compartilham o mesmo barramento, o qual irá depender fortemente do nível da tensão de sequência zero a ser compensada. A topologia 2C tem número reduzido de componentes. No entanto, possui maior esforços de tensão nas chaves devido ao elevado barramento nominal. Além disso, problemas de desbalanceamento nos capacitores caracterizam esta estrutura para possuir controle robusto no barramento CC. A topologia 4L tem vantagens de que toda a parcela da tensão de sequência zero pode ser controlada pelo quarto braço. Isto permite que o valor do barramento não seja fortemente dependente da sequência zero. Por outro lado, seu circuito não é totalmente independente entre as fases como o 3HB. Assim, a determinação da topologia torna-se um critério de escolha particular no projeto de acordo com seus requisitos.

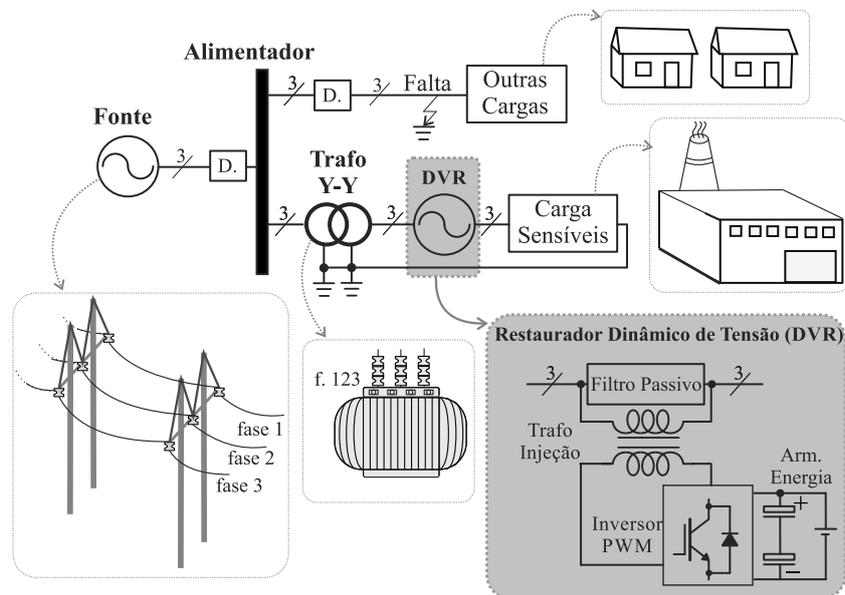


Figura 2.5: Sistema de distribuição típico com DVR em sistema 3P4W.

Geralmente, o critério de escolha objetiva: i) baixa distorção harmônica, ii) baixa interferência eletromagnética e iii) conseguir alto nível de tensão nos barramentos CC via o

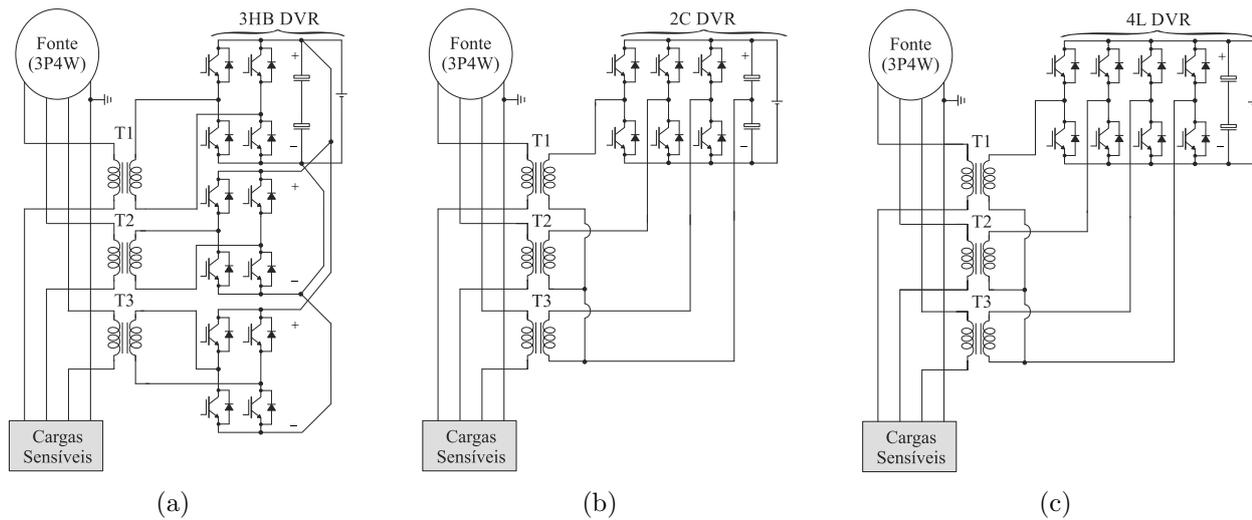


Figura 2.6: Configurações existentes de DVR em sistemas 3P4W de distribuição usando transformadores de injeção. (a) convencional Ponte H (3HB). (b) Três braços com conexão do neutro ao ponto central do capacitor. (c) Quatro braços (4L).

uso chaves de baixa potência conectadas em série. Assim, os DVRs associados com inversores baseados em estruturas multiníveis podem ser usados para alcançar a maioria dessas características desejáveis. Neste caso, a estrutura de quatro braços com ponto de neutro grampeado (4LNPC) (Kim et al., 2008) foi investigada com uma técnica otimizada para o PWM. Resultados similares foram obtidos através da aplicação da estratégia PWM vetorial para um conversor ponte H em cascata (CHB) (Lopez et al., 2008). Um resultado multinível equivalente pode ser obtido considerando-se o conceito de enrolamentos abertos (OEW do inglês *Open End Winding*) nos transformadores de injeção do DVR. Este conceito é bem sedimentado em sistemas de acionamento de máquinas a três fios 3P3W (Somasekhar et al., 2005) e recentemente abordado para DVR em sistemas a três fios (dos Santos et al., 2011a).

Assim, a ideia de se utilizar estruturas com transformadores a enrolamentos abertos será também abordada para sistemas a quatro fios. Neste contexto, serão propostas estruturas baseadas no conceito de OEW operando com tensões iguais ou diferentes nos barramentos CC.

2.2 Filtro Ativo de Potência (APF) Paralelo

O crescimento do número de equipamentos caracterizados como cargas não-lineares tem levado a um impacto negativo na qualidade do sistema de potência elétrico (Akagi, 1996), (IEE, 1993). Como consequência, harmônicas de corrente e parcelas reativas têm sido responsáveis por: i) baixo fator de potência na rede elétrica, ii) baixa eficiência energética, iii) ruído audível, iv) *flicker* e v) redução da vida útil da isolação galvânica (IEEE-Working-Group, 1983, Cavallini e Montanari, 1994, Singh et al., 1999, Akagi, 1996). O filtro ativo de potência paralelo (APF) é uma solução bem conhecida para mitigar dinamicamente as harmônicas de correntes da carga conectando o APF diretamente à carga não-linear ou ao ponto de acoplamento comum (PCC) (Limongi et al., 2009, Asiminoaei et al., 2007, Singh et al., 1999). Tal tipo de conexão faz o APF paralelo um compensador adequado devido a sua fácil instalação e também para eventuais reparos em termos práticos.

O desenvolvimento e projeto de APF paralelo engloba vários tipos de considerações tais como i) tipo de classificação de fonte do conversor, ii) estratégia de controle, iii) tipo do filtro de linha, iv) topologia de conversor, etc. O tipo de fonte do conversor pode ser fonte de corrente (CSC)(Terciyanli et al., 2012) ou fonte de tensão (VSC)(Bhattacharya et al., 1998, Akagi et al., 1986, Saetieo et al., 1995, Khadem et al., 2014, Pereira et al., 2011, Asiminoaei et al., 2008b). O uso de VSC é mais comum, de modo que esta opção é considerada no estudo deste trabalho.

Sobre o ponto de vista de controle, a introdução da teoria de compensação de potência reativa instantânea descrita em(Akagi et al., 1984) mostrou vantagens de praticamente não necessitar de elementos armazenadores de energia na estrutura do APF. Todavia, com o avanço da indústria de microeletrônica proporcionando o aparecimento de processadores digitais de sinais (DSPs), diversas estratégias de controle entrelaçando as teorias existentes para APF foram investigadas (Saetieo et al., 1995, Bhattacharya et al., 1998, Kanjiya et al., 2014, Ribeiro et al., 2014). Por exemplo, os estudos realizados em (Saetieo et al., 1995), propuseram o projeto e implementação de um protótipo de 10,4 kW com transformadores de isolação. A técnica de controle considerada pelos autores neste trabalho é conhecida como *sliding mode control*, em que sua simples implementação e fato de não ser preciso calcular potência reativa ou aparente a partir da corrente na carga, foram as razões para

escolha dentre as demais. Todavia, este tipo de controle tem a premissa da operação com desacoplamento das fases, a qual só pode ser atingida para tensão no barramento restrito a não menos que o triplo do valor de pico da tensão de fase do sistema (Saetieo et al., 1995). Esta característica demonstrou-se passível de melhorias para o desempenho dinâmico do APF.

Na sequência, em (Bhattacharya et al., 1998), um projeto bastante detalhado foi realizado e implementado, neste caso a técnica de controle utilizada já foi mais seletiva. Conhecida como *synchronous reference frame control* ou controle SRF em que as correntes trifásicas da carga são extraídas de acordo com a sequência do eixo síncrono: i) positiva: extrai harmônicas da corrente da carga e ii) negativa: a componente fundamental de sequência negativa da corrente da carga, esta técnica demonstra-se mais eficiente que a anterior. A vantagem deste método perante o utilizado em (Saetieo et al., 1995) é que pela transformação dos eixos as variáveis podem ser tratadas como variáveis CC. Assim, erros de fase introduzidos por filtros passivos não interferem a precisão do controlador. A desvantagem deste método na época era implementação com um esforço computacional maior, o que nos tempos atuais não são mais vistos como tal.

Nos estudos mais recentes como os apresentados em (Kanjiya et al., 2014, Ribeiro et al., 2014), as técnicas de controle partem dos mesmos princípios das técnicas usadas nas décadas anteriores. Todavia, as motivações maiores destes estudos são oferecer respostas mais rápidas a transitórios e existem uma busca crescente na combinação de diferentes técnicas associadas com o uso de menos sensores e algoritmos de controle otimizados, de tal maneira que o sistema de controle seja mais eficiente (menos dispositivos de instrumentação), versátil (controle adaptativo ou com predição de eventos) e robusto (mais imune a transitórios e eventuais perturbações). No que diz respeito a regulação da tensão no barramento CC, naquela época, como as topologias utilizavam apenas um barramento e pela sua natureza, não houve muita demanda de estudos o que levou a vários trabalhos tratarem a regulação da tensão do capacitor via um controlador tipo *PI* convencional. Com demanda dos sistemas com conversores multiníveis (Antoniewicz et al., 2016, Jiang et al., 2016), houve necessidade de técnicas mais apuradas para regulação dos barramentos de cada célula tanto para conversores com operação simétrica quanto assimétrica das tensões nos barramentos (Du et al., 2013a).

Outro aspecto importante relacionado ao projeto de APFs paralelo é a escolha do filtro passivo de alta frequência. Tal componente pode ter as seguintes opções de redes passivas L, LC, ou LCL a ser escolhida dependendo da aplicação (Liu et al., 2014, Asiminoaei et al., 2006, Chaoui et al., 2008). Uma descrição detalhada do estado da arte resumindo as principais características relacionadas ao APF bem como revisão das principais contribuições na literatura podem ser observadas em (Singh et al., 1999, Gao et al., 2015, Bitoleanu e Popescu, 2013).

2.2.1 Sistemas a três fios

Uma configuração muito comum de APF paralelo para sistemas trifásicos a três fios (3P3W) é com conversor tipo fonte de tensão (VSC) trifásico com três braços (Akagi, 1996, Yi et al., 2014, Ribeiro et al., 2014, Singh et al., 1999). Todavia, esta topologia não é adequada para aplicações em média e alta potência. Assim, mesmo com o desenvolvimento de conversores baseados em carbeto de silício (SiC) (Ericson et al., 2006, Ozpineci e Tolbert, 2011, Wang et al., 2015), a compensação de harmônicas através de APF paralelos com conversores baseados em SiC para aplicações de alta potência ainda não está amadurecida e pode até ser considerada limitada pela disponibilidade no mercado atual (Asiminoaei et al., 2008a, Franquelo et al., 2008b, Hochgraf et al., 1994). Neste contexto, diferentes topologias de APF paralelo foram propostas na literatura para aplicações em alto nível de potência, tais como, topologia convencional de seis braços (3HB) (Gupta et al., 2006), como pode-se observar na Figura 2.7, configurações multiníveis (Kouro et al., 2010), topologia hexagrama (Wen et al., 2010a), conversores interconectados (Jacobina et al., 2013a) e estruturas multiníveis com ponte H em cascata (Rani e Porkumaran, 2010, Ortuzar et al., 2006).

É interessante perceber que cada uma dessas topologias citadas acima possuem vantagens e desvantagens. Por exemplo, a estrutura multinível de ponte H em cascata possui vantagem de reduzir nível de distorção harmônica na sua tensão bem como redução do nível de esforços de tensão nas chaves semicondutoras, mas precisa de um número maior de capacitores e existem questões de controle do balanceamento das tensões no barramento CC a ser considerada na complexidade do controle. A topologia Hexagrama é outro exemplo importante de topologia em que se consegue a redução nos esforços das chaves semicondutoras (Wen et al., 2010b). Por outro lado, ela necessita de 36 (trinta e seis) chaves de potência

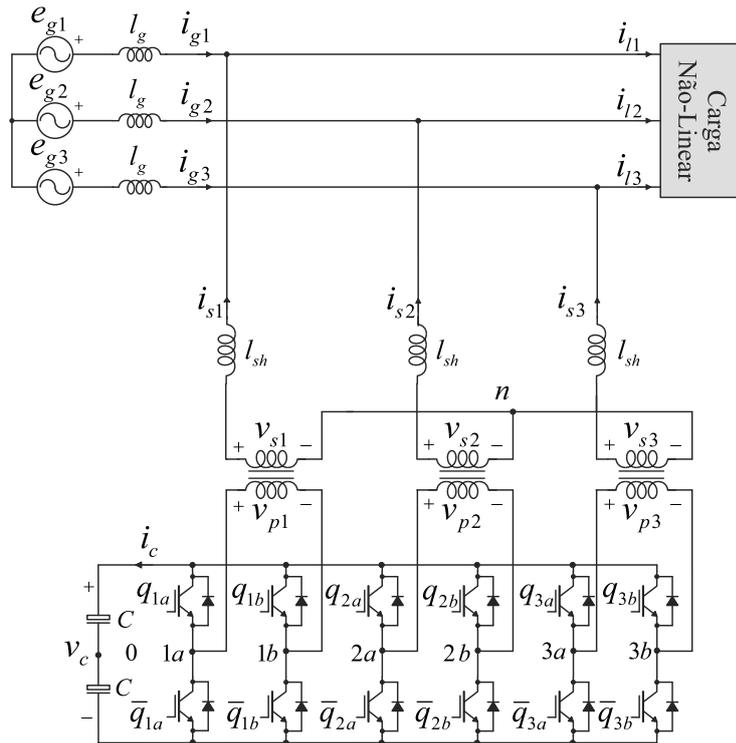


Figura 2.7: Filtro ativo de potência (APF) paralelo em aplicação de média tensão (MV) a ser considerado como uma estrutura convencional.

e 6 (seis) capacitores de barramentos CC com necessidade adicional de efetuar controle da corrente de circulação inerente a estrutura. A estrutura convencional de seis braços (3HB) tem vantagens de menor número de dispositivos bem como a utilização de uma simples estratégia de controle. Esta topologia (3HB) será discutida mais adiante para fins comparativos. Assim, devido aos pontos fortes e pontos fracos associados em cada estrutura de APF paralelo, a escolha da melhor ou mais adequada estrutura irá depender de critérios de escolha particulares no projeto.

2.2.2 Sistemas a quatro fios

Dentre os sistemas monofásicos, trifásicos a três fios (3P3W) e trifásicos a quatro fios (3P4W), os sistemas da rede elétrica trifásicos a quatro fios são considerados como um dos mais vulneráveis aos vários problemas de qualidade de energia elétrica (Khadkikar et al., 2011), (Akagi, 1996) e (Khadkikar e Chandra, 2008). Portanto, contribuições vem sendo feitas para APF paralelo em sistemas 3P4W em diferentes aspectos tais como: (i) estratégias de controle (Dixon et al., 1999, Asiminoaei et al., 2008c, Grino et al., 2007), (ii) projeto de APF

paralelo (Tang et al., 2012), (iii) topologias de APF paralelo quatro fios (Quinn e Mohan, 1992, Khadkikar et al., 2011), e (iv) com análises para avaliação de características específicas dos APFs (Gyugyi e Taylor, 1980, Byerly et al., 1982). Topologias sem transformador foram propostas no intuito de evitar o alto custo associado com o transformador de isolamento (Srianthumrong e Akagi, 2003). Todavia, configurações de APF paralelo em sistemas 3P4W com transformadores de isolamento continuam sendo empregadas em sistemas de distribuição e transmissão (Wen et al., 2010b, Khadkikar et al., 2011, Aredes et al., 1997, de Carlos et al., 2013). A Figura 2.8 mostra o conceito básico de APF paralelo aplicado em sistema trifásico a quatro fios.

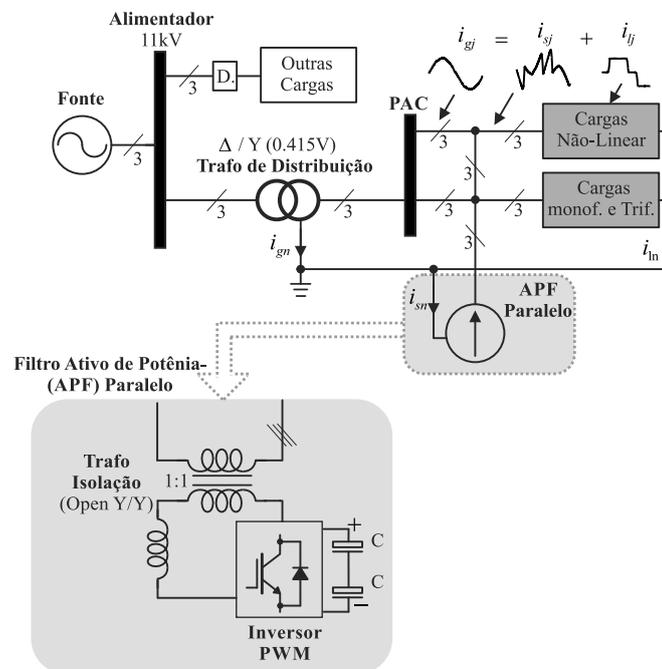


Figura 2.8: Sistema típico com aplicação de APF paralelo a quatro fios.

Na Figura 2.9 tem-se algumas estruturas convencionais usadas para APF a quatro fios. Observa-se então, na Figura 2.9(a), a convencional com seis braços como sendo três pontes H monofásicas (3HB) descrita em (Khadkikar et al., 2011), a estrutura com conexão ao ponto central do barramento (2C) descrita em (Aredes et al., 1997), vide Figura 2.9(b) e na Figura 2.9(c) tem-se a estrutura convencional com quatro braços (4L) apresentada em (Sawant e Chandorkar, 2009).

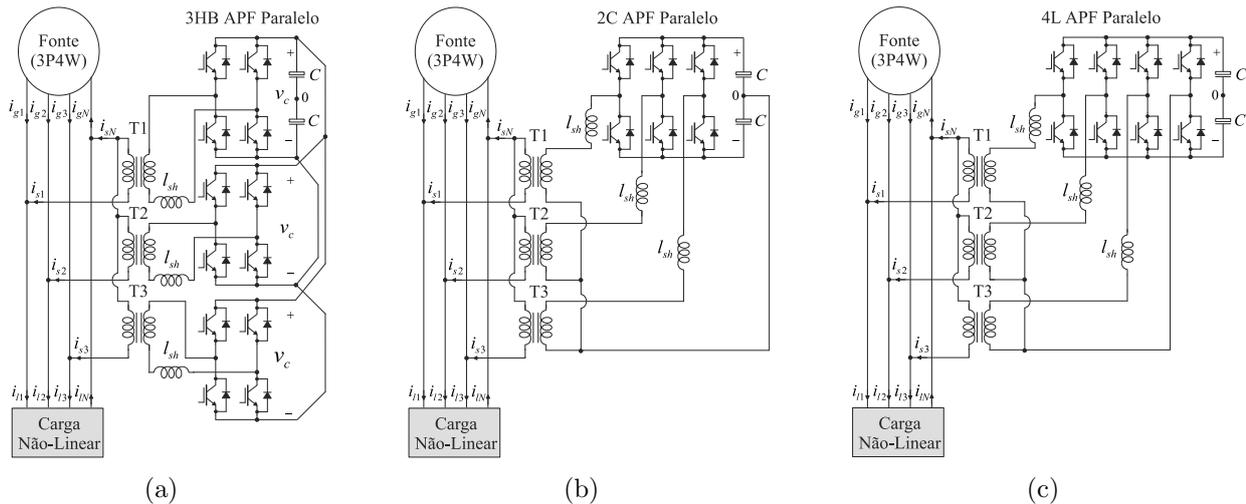


Figura 2.9: APF paralelo convencionais para sistemas 3P4W usando transformadores de isolamento. (a) três ponte H monofásicas (3HB). (b) Conexão ao ponto central do barramento CC (2C). (c) Quatro braços (4L).

2.3 Sistema de acionamento CA-CC-CA

A indústria de semicondutores de potência apresenta um papel importante nas pesquisas vinculadas aos sistemas de acionamento de máquinas. De fato, novas tecnologias de fabricação para chaves semicondutoras de potências tais como SiC e GaN (Pefititsis et al., 2012), inovaram tanto as estratégias de controle como novas topologias em eletrônica de potência (Pires e Silva, 2012, Dasika et al., 2012, dos Santos et al., 2011b) e têm possibilitado novas soluções, além dos controles torque/velocidade já conhecidos na literatura, para máquinas elétricas.

Atualmente, o sistema de acionamento de máquinas de indução com os terminais a enrolamentos abertos, onde a mesma é alimentada por dois conversores trifásicos conectados em série, tem sido considerado de interesse na literatura (Pires e Silva, 2012, Sekhar e Srinivas, 2013, Levi et al., 2012). Tal sistema permite alimentar a máquina com tensões multiníveis através da associação série de dois conversores convencionais de dois níveis (Rodriguez et al., 2002).

Por outro lado, o acionamento de máquinas com conversores convencionais de dois níveis conectados em paralelo também possui vantagens (Dasika et al., 2012), (dos Santos et al., 2011b), (Zhang et al., 2010, Xu et al., 2012, Li e Xu, 2013, Hu et al., 2009, Jian-lin et al., 2008). Tal configuração possibilita reduzir o nível de corrente em cada conversor e pode proporcionar

tensões de fase multiníveis na máquina se a técnica PWM for implementada com portadoras defasadas (conhecida na literatura como *phase-shifted* PWM). Além disso, configurações em paralelo podem reduzir as perdas de cada conversor sem ter que aumentar a distorção harmônica quando comparada ao acionamento usando-se apenas um único conversor de dois níveis (Jacobina et al., 2010).

As soluções industriais para aplicações que demandam alto torque em operação de baixa velocidade para sistemas de acionamento, tais como nos casos de motores *in-wheel* e geradores de energia eólica (Jang e Chang, 2014), podem ser realizadas através de diferentes estratégias: 1) caixas de velocidades mecânicas juntamente com motores tradicionais (Shi et al., 2007), 2) motores especiais como a relutância variável (Finch et al., 1985, Hughes e MacLead, 1981), e 3) sistemas de acionamento a frequência variável (Welchko e Lipo, 2001).

O problema relacionado com caixa de velocidade mecânica (*mechanical gearbox*), como redutor de velocidade, é que leva a volume considerável, alto custo com manutenção, baixa precisão, baixa confiabilidade e elevadas perdas. Por outro lado, embora os benefícios trazidos por uma máquina de relutância variável, e.g., simples estrutura e baixo custo de fabricação, eventuais problemas de ressonância nas bobinas comprometem o desempenho e o uso deste tipo de motor para aplicações que necessitem um alto torque em operação de baixa velocidade em condições otimizadas. Outra opção para lidar com este tipo de exigência é o motor de *vernier* para operação em baixa velocidade (Suriano e Ong, 1996). A principal desvantagem para esta solução seria uma estrutura complicada e a necessidade de um inversor para energizar as bobinas estatóricas em sequência.

Um sistema de acionamento a frequência variável apresenta-se como uma solução atrativa para aplicações que demandam alto torque em baixa velocidade devido ao fato de se poder controlar o torque em uma ampla faixa de velocidade de operação. Contudo, num sistema de acionamento convencional, a qualidade do torque reduz à medida em que a velocidade é reduzida devido ao baixo índice de modulação. Ainda assim, existem outras aplicações em que é necessário utilizar-se conversores CC-CA para alimentar motores CA (síncronos ou assíncronos) para operarem em uma ampla faixa de velocidade (Li et al., 2009) com característica de torque constante na carga (e.g., guindastes, elevadores, laminadoras são exemplos de carga com este comportamento).

A maioria dos conversores usados em sistemas de acionamento estático e que estão disponíveis no mercado são de propósito geral. Tais conversores operam sob consideração de uma carga com torque constante (Betke et al., 1972). Todavia, um conversor de propósito especial pode ser exigido para as seguintes aplicações, com carga de potência constante:

i) Aplicações em que se trabalha com metais: como bobinadoras, tornos e moedoras (Barnes, 2003).

ii) Aplicações veiculares fora de rodovias que englobam maquinaria industrial/agrícola (exemplo de tratores e raspadores) e também veículos militares (exemplo de tanques, etc.) (Betke et al., 1972, Kusko e Magnuson, 1968).

A Figura 2.10 ilustra um sistema típico convencional de acionamento trifásico CA-CC-CA. A configuração dos transformadores pode ser alterada de acordo com os critérios do projeto e níveis de tensão aplicados no sistema elétrico.

Assim, nesse contexto, um sistema de acionamento CA-CC-CA flexível pode ser uma solução atrativa para lidar com esses tipos de aplicação, uma vez que ele também pode proporcionar baixa distorção harmônica em comparação com as soluções convencionais.

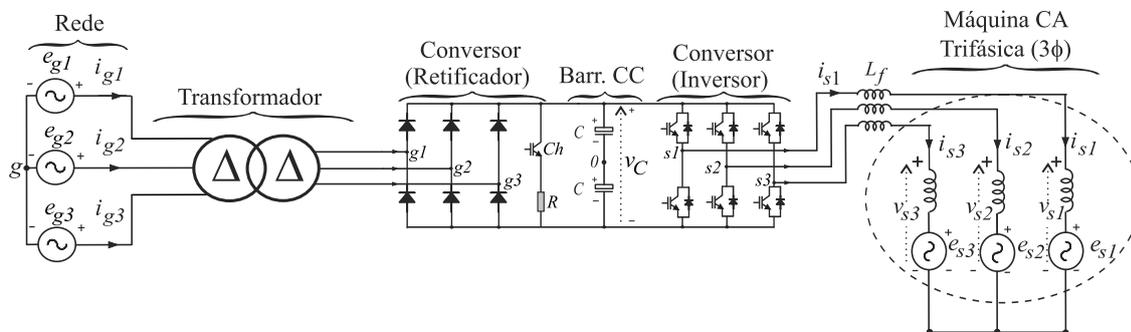


Figura 2.10: Sistema típico de acionamento trifásico CA-CC-CA.

3

DVRs com Transformadores a Enrolamentos Abertos

3.1 Introdução

Neste capítulo são apresentadas estruturas para mitigação de afundamentos/elevações de tensão. As estruturas são conhecidas como restaurador dinâmico de tensão ou DVR (do inglês *Dynamic Voltage Restorer*). As estruturas investigadas nesse capítulo caracterizam-se para sistemas trifásicos a três fios e a quatro fios. Os DVRs são baseados em conversores trifásicos de 2L conectados em série com transformadores de injeção em um arranjo OEW.

3.2 Configuração OEW para Sistemas a Três Fios

A estrutura de DVR proposta (DVR-OEW) para sistemas a três fios é obtida conectando-se dois inversores trifásicos arranjados em série através de transformadores monofásicos com terminais a enrolamentos abertos, como pode-se observar na Figura 3.1. Pode-se perceber que cada barramento CC possui um sistema de armazenamento de energia que pode ser implementado de diferentes formas. Uma opção de implementação seria através de retificadores (controlados ou não-controlados).

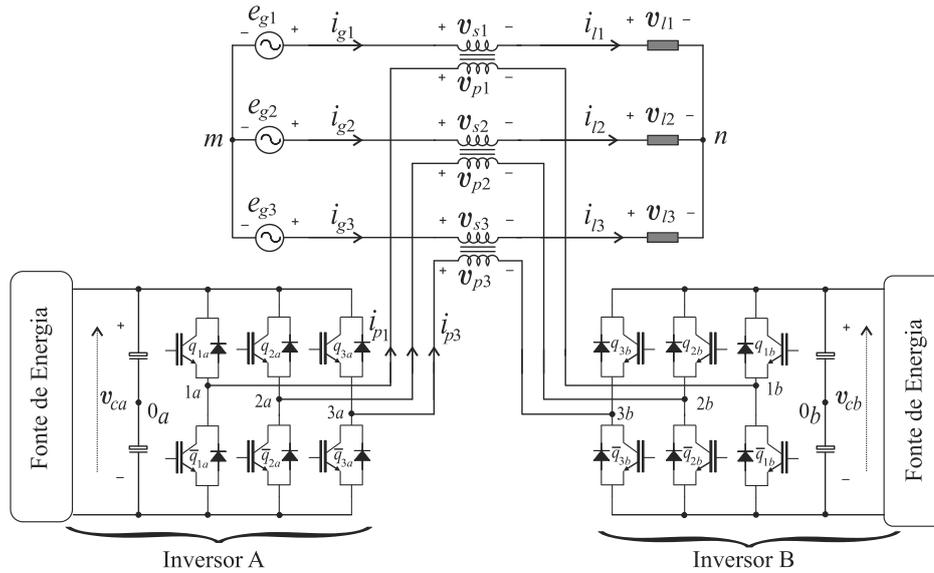


Figura 3.1: Configuração DVR proposto com transformadores em terminais a enrolamentos abertos.

3.2.1 Modelo do Sistema

Um circuito equivalente ideal dos conversores pode ser observado na Figura 3.2. O mesmo consiste em dois inversores de três braços (inversores A e B), três transformadores monofásicos, e duas unidades de armazenamento de energia que usualmente podem ser retificadores.

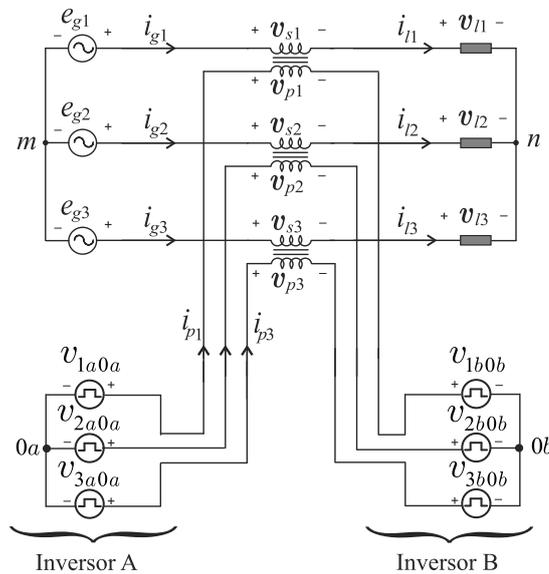


Figura 3.2: Circuito ideal equivalente dos inversores do DVR proposto com transformadores em terminais a enrolamentos abertos.

Cada inversor é composto pelas chaves $q_{1x}, \bar{q}_{1x}, q_{2x}, \bar{q}_{2x}, q_{3x}$ e \bar{q}_{3x} (com $x = a$ para o inversor A ou $x = b$ para o inversor B). O estado de condução de todas as chaves é

representado por uma variável binária, em que $q_x = 1$ indica chave fechada enquanto que $q_x = 0$ indica chave aberta. As tensões de polo dos inversores A (v_{ja0a}) e B (v_{jb0b}) dependem dos estados de condução dessas chaves, o que implica que elas podem ser expressas como

$$v_{ja0a} = (2q_{ja} - 1) \frac{v_{ca}}{2}, \quad (3.1)$$

$$v_{jb0b} = (2q_{jb} - 1) \frac{v_{cb}}{2}, \quad (3.2)$$

onde $j = \{1, 2, 3\}$, v_{ca} e v_{cb} são as tensões no barramento CC para o conversor A e B, respectivamente.

A tensão de fase no primário do transformador (v_{pj}) pode assumir mais níveis do que no caso de um sistema convencional um vez que ela é expressa da seguinte forma

$$v_{pj} = v_{ja0a} - v_{jb0b} - v_{0b0a}, \quad (3.3)$$

em que v_{0b0a} é a diferença entre as tensões nos pontos centrais dos barramentos CC (0_b e 0_a), respectivamente, e é considerado que

$$v_{0b0a} = \frac{1}{3} \left[\sum_{j=1}^3 v_{ja0a} - \sum_{j=1}^3 v_{jb0b} \right]. \quad (3.4)$$

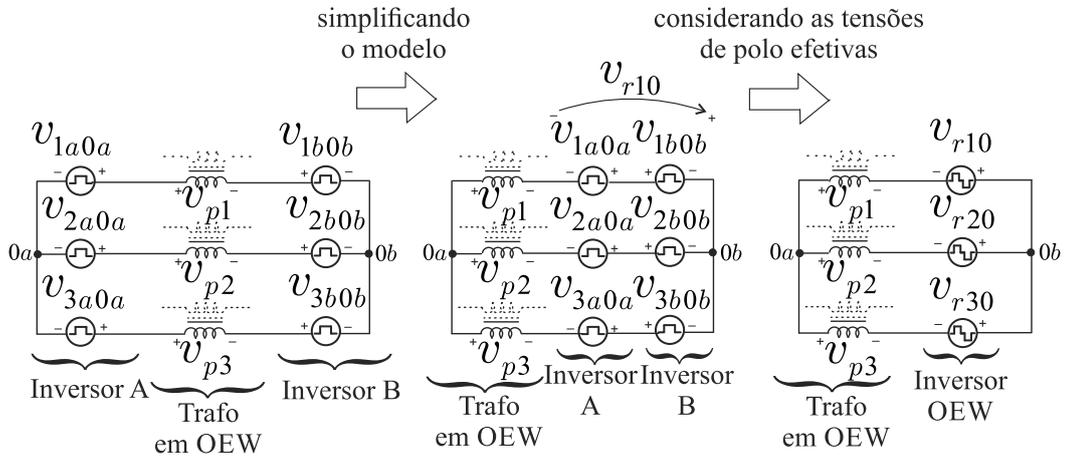


Figura 3.3: Modelo simplificado para o DVR proposto.

No intuito de se obter um modelo simplificado como o descrito na Figura 3.3, as variáveis v_{rj0} foram introduzidas como

$$v_{rj0} = v_{ja0a} - v_{jb0b}. \quad (3.5)$$

Assim o modelo torna-se

$$v_{pj} = v_{rj0} - v_{0b0a}, \quad (3.6)$$

onde

$$v_{0b0a} = \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{rj0}. \quad (3.7)$$

A Tabela 3.1 mostra que a operação do DVR-OEW com tensões iguais no barramento CC ($v_{ca}=v_{cb}$) pode proporcionar três níveis nas tensões de polo efetivas do inversor (v_{rj0}). Os valores da tensão no barramento CC são apresentados em função de V_{dc} que corresponde a tensão nominal para o inversor convencional de dois níveis (2L do inglês *Two-Level*). Vale a pena notar que a tensão nominal do barramento CC para o DVR-OEW com $v_{ca} = v_{cb}$ é metade se comparada com as dos DVR convencionais de dois níveis com três braços (2L) e três níveis com ponto central grampeado (NPC) (i.e., $V_{dc}^{2L}=V_{dc}^{NPC}=V_{dc}$ e $V_{dc}^{OEW}=V_{dc}/2$), e um pouco menor (15% menor) se comparada a do DVR convencional de três níveis com seis braços (3L) (i.e., $V_{dc}^{3L}=V_{dc}/\sqrt{3}$). A operação do DVR-OEW nestas condições deve apresentar mesmos resultados em termos das tensões de polo efetivas do inversor OEW (v_{rj0}) se comparada com o caso de usar a estrutura com ponto central grampeado (NPC) mas sem a necessidade do uso dos 6 diodos de grampeamento. Uma estrutura equivalente com quatro níveis (4L) nas tensões de polo efetivas pode ser obtida com o DVR-OEW operando com tensões diferentes no barramento CC, em função de V_{dc} , como pode ser observado na Tabela 3.2.

Tabela 3.1: Estados para o DVR-OEW operando com tensões iguais no barramento CC ($v_{ca}=v_{cb}=V_{dc}/2$) em função de V_{dc}

Estado	q_{ja}	v_{ja0a}	q_{jb}	v_{jb0b}	v_{rj0}
0	0	$-V_{dc}/4$	0	$-V_{dc}/4$	0
1	0	$-V_{dc}/4$	1	$V_{dc}/4$	$-V_{dc}/2$
2	1	$V_{dc}/4$	0	$-V_{dc}/4$	$V_{dc}/2$
3	1	$V_{dc}/4$	1	$V_{dc}/4$	0

Tabela 3.2: Estados para o DVR-OEW operando com tensões diferentes no barramento CC ($v_{ca} = 2/3 V_{dc}$ e $v_{cb} = 1/3 V_{dc}$) em função de V_{dc}

Estado	q_{ja}	v_{ja0a}	q_{jb}	v_{jb0b}	v_{rj0}
0	0	$-2V_{dc}/6$	0	$-V_{dc}/6$	$-V_{dc}/6$
1	0	$-2V_{dc}/6$	1	$V_{dc}/6$	$-V_{dc}/2$
2	1	$2V_{dc}/6$	0	$-V_{dc}/6$	$V_{dc}/2$
3	1	$2V_{dc}/6$	1	$V_{dc}/6$	$V_{dc}/6$

Observa-se que os transformadores usados para esta aplicação são considerados para ter as mesmas especificações nominais dos que são usados para estrutura convencional de três

braços. Assim o modelo do mesmo não é detalhado nesse estudo. Dessa forma, a estratégia PWM pode ser desenvolvida com objetivo de maximizar o número de níveis na saída do conversor e conseqüentemente reduzir o valor da THD nas variáveis (tensões) produzidas pelo conversor, como será discutido na próxima subseção.

3.2.2 Estratégia PWM

Existem diferentes tipos de técnicas de modulação em que sua implementação é mais fácil quando comparada com a modulação vetorial (SVPWM) (da Silva et al., 2011). Por exemplo, PWM digital escalar (DSPWM) (Jacobina et al., 2001d) e o PWM híbrido (HPWM) (Blasko, 1997). Neste trabalho, um PWM baseado em única portadora (SCPWM) com equivalência ao PWM vetorial é discutido como opção viável para o DVR-OEW.

1) PWM com única portadora (Single-Carrier-based PWM)

O conversor pode gerar independentemente três tensões de referência (v_{p1}^* , v_{p2}^* e v_{p3}^*) provenientes do controlador porém apenas duas (dentre v_{p1}^* , v_{p2}^* e v_{p3}^*) são necessárias para controlar o sistema. Todavia, o conversor tem seis braços, logo seis tensões de polo são necessárias para o cálculo da estratégia PWM. Assim, quatro variáveis auxiliares podem ser introduzidas para lidar com essa questão de como se determinar as tensões de polo de referência. Assim, a solução é dada abaixo:

$$v_{ja0a}^* = \frac{1}{2}v_{pj}^* + \frac{1}{2}v_{0b0a}^* + v_{xj}^*, \quad (3.8)$$

$$v_{jb0b}^* = -\frac{1}{2}v_{pj}^* - \frac{1}{2}v_{0b0a}^* + v_{xj}^*. \quad (3.9)$$

Introduzindo-se as tensões v_{r10}^* , v_{r20}^* e v_{r30}^* o cálculo é simplificado na seguinte forma:

$$v_{ja0a}^* = \frac{1}{2}v_{rj0}^* + v_{xj}^*, \quad (3.10)$$

$$v_{jb0b}^* = -\frac{1}{2}v_{rj0}^* + v_{xj}^*, \quad (3.11)$$

com

$$v_{rj0}^* = v_{pj}^* + v_{0b0a}^*. \quad (3.12)$$

Resta calcular as referências para as variáveis auxiliares v_{0b0a}^* e v_{xj}^* (v_{x1}^* , v_{x2}^* e v_{x3}^*). As quais podem ser feitas em três passos, respeitando os valores de máximo e mínimo das tensões

de polo de referência ($-v_{ca}^*/2 \leq v_{ja0a}^* \leq v_{ca}^*/2$ para o inversor A e $-v_{cb}^*/2 \leq v_{jb0b}^* \leq v_{cb}^*/2$ para o inversor B, onde $j = 1, 2, 3$).

Uma escolha normalizada das tensões das variáveis auxiliares satisfazendo os seus limites de máximo e mínimo pode ser obtida introduzindo-se o parâmetro de distribuição de máximos e mínimos μ ($0 \leq \mu \leq 1$) para cada uma delas (e.g., $v_{0b0a}^* \rightarrow \mu_{0b0a}$, $v_{x1}^* \rightarrow \mu_{x1}$, $v_{x2}^* \rightarrow \mu_{x2}$ e $v_{x3}^* \rightarrow \mu_{x3}$).

Assim, a partir de (3.10) até (3.11) pode-se expressar:

$$v_{r10}^* = v_{p1}^* + v_{0b0a}^*, \quad (3.13)$$

$$v_{r20}^* = v_{p2}^* + v_{0b0a}^*, \quad (3.14)$$

$$v_{r30}^* = v_{p3}^* + v_{0b0a}^*. \quad (3.15)$$

Uma vez calculadas as referências v_{pj}^* do controlador, a referência para v_{0b0a}^* pode ser escolhida respeitando-se as seguintes expressões abaixo:

$$v_{0b0a}^* = \mu_{0b0a}^* v_{0b0amax}^* + (1 - \mu_{0b0a}^*) v_{0b0amin}^*, \quad (3.16)$$

$$v_{0b0amin}^* = -v_{cab}^* - \min\{v_{p1}^*, v_{p2}^*, v_{p3}^*\}, \quad (3.17)$$

$$v_{0b0amax}^* = v_{cab}^* - \max\{v_{p1}^*, v_{p2}^*, v_{p3}^*\}, \quad (3.18)$$

em que $v_{cab}^* = (v_{ca}^* + v_{cb}^*)/2$ é a média das tensões nos barramentos CC.

As referências para as outras três tensões das variáveis auxiliares v_{xj}^* são calculadas como segue:

$$v_{xj}^* = \mu_{xj}^* v_{xjmax}^* + (1 - \mu_{xj}^*) v_{xjmin}^*, \quad (3.19)$$

$$v_{xjmin}^* = \max\{v_{xajmin}^*, v_{xbjmin}^*\}, \quad (3.20)$$

$$v_{xjmax}^* = \min\{v_{xajmax}^*, v_{xbjmax}^*\}, \quad (3.21)$$

onde

$$v_{xajmin}^* = -v_{Ca}^*/2 - v_{rj0}^*/2, \quad (3.22)$$

$$v_{xbjmin}^* = -v_{Cb}^*/2 + v_{rj0}^*/2, \quad (3.23)$$

$$v_{xajmax}^* = v_{Ca}^*/2 - v_{rj0}^*/2, \quad (3.24)$$

$$v_{xbjmax}^* = v_{Cb}^*/2 + v_{rj0}^*/2. \quad (3.25)$$

Dessa forma, o algoritmo seguinte pode ser empregado para definir as seis tensões de polo de referência dos conversores.

i) Passo 1:

- a) determine $v_{0b0amax}^*$ e $v_{0b0amin}^*$ a partir de (3.17) e (3.18), respectivamente;
- b) escolha μ_{0b0a}^* entre uma faixa de 0 e 1;
- c) determine v_{0b0a}^* a partir de (3.16);
- d) determine v_{rj0}^* a partir de (3.12);

ii) Passo 2:

- a) determine v_{xajmin}^* até v_{xbjmax}^* em (3.22)-(3.25);
- b) determine v_{xjmin}^* e v_{xjmax}^* a partir de (3.20) e (3.21), respectivamente;
- c) escolha μ_{xj}^* entre uma faixa de 0 a 1;
- d) determine v_{xj}^* a partir de (3.19);

iii) Passo 3:

- a) determine as tensões de polo de referência v_{ja0a}^* a partir de (3.10) e v_{jb0b}^* a partir de (3.11);

Uma vez que as tensões de polo de referência (v_{ja0a}^* e v_{jb0b}^*) são calculadas, uma técnica PWM baseada em portadoras pode ser utilizada para sintetizar as tensões de referência (v_{pj}^*) para o DVR-OEW.

2) PWM vetorial

As tensões de referência v_{p1}^* , v_{p2}^* e v_{p3}^* a serem fornecidas através do inversor OEW podem ser mostradas em um plano de espaço vetorial dq . Em tal plano, vetores das tensões v_d e v_q coincidem com o eixo d [eixo real (Re)] e eixo q [eixo imaginário (Im)], respectivamente. Estes vetores são representados por:

$$\mathbf{v}_i = \mathbf{v}_{di} + j\mathbf{v}_{qi}, \quad (3.26)$$

em que $i = 0, 1, 2 \dots 18$ para operação com tensões iguais no barramento CC ($v_{ca}=v_{cb}$) ou $i = 0, 1, 2 \dots 36$ para operação com tensões diferentes ($v_{ca}=2v_{cb}$), como mostrado nas Figuras

3.4(a) e 3.4(b).

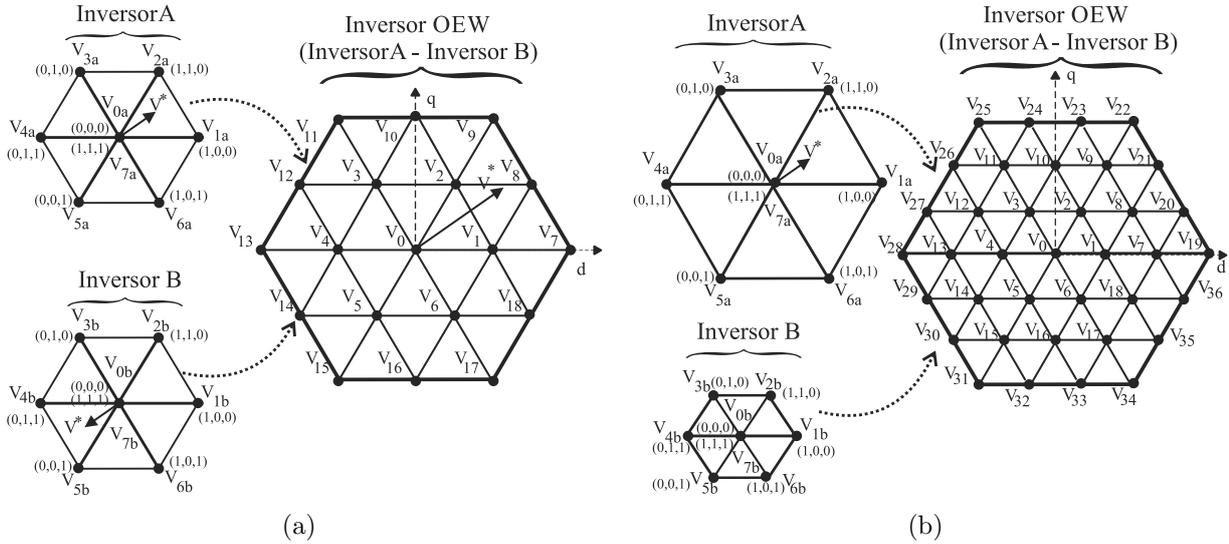


Figura 3.4: Espaço de vetores que podem ser gerados pelo DVR-OEW dependendo da relação das tensões no barramento CC. (a) Operação com tensões iguais no barramento CC. (b) Operação com tensões diferentes no barramento CC.

Percebe-se que o inversor OEW pode sintetizar vetores de tensão no plano dq de três níveis (com $v_{ca} = v_{cb}$) ou quatro níveis (com $v_{ca} = 2v_{cb}$) de forma análoga a qualquer outra topologia (da classe de multiníveis) de três níveis ou quatro níveis (i.e., NPC de três níveis ou quatro níveis) quando as tensões no barramento CC são iguais ou diferentes, respectivamente. Por conseguinte, nota-se que ambos os casos ($v_{ca} = v_{cb}$) e ($v_{ca} = 2v_{cb}$) geram 64 estados de chaveamento que são resultados da combinação de 8 estados possíveis em cada inversor (inversor A e B). Porém, quando $v_{ca} = v_{cb}$ existem vários estados redundantes e apenas 19 vetores diferentes (V_0 a V_{18}), vide Figura 3.4(a), podem ser gerados. Por outro lado, se $v_{ca} = 2v_{cb}$ as redundâncias são reduzidas e 37 vetores diferentes (V_0 a V_{36}) podem ser gerados, como observado na Figura 3.4(b). Isto leva a tal distribuição vetorial no plano dq ficar mais próxima do vetor de referência \mathbf{v}^* proporcionando uma tensão resultante na saída do conversor com maior qualidade.

De acordo com a técnica de modulação no espaço vetorial, o vetor da tensão de referência, $\mathbf{v}^* = \mathbf{v}_d^* + j\mathbf{v}_q^*$ localizado dentro de cada setor (em um dado instante de amostragem) deve ser sintetizado usando vetores (\mathbf{v}_k , \mathbf{v}_l e \mathbf{v}_m) que definam este setor.

Uma possível abordagem para relacionar o PWM vetorial com o PWM baseado em portadora é que, as razões cíclicas (tempo de aplicação) t_k/T , t_l/T e t_m/T sejam determinadas

levando-se em consideração que os valores de v_{rj0}^* devem ser aplicados por intervalo de amostragem (T) de tal forma que seus tempos de aplicação sejam proporcionais a essas razões cíclicas.

A determinação dos estados das chaves torna-se simples se as tensões v_{rj0}^* forem comparadas com portadoras deslocadas em nível (LSPWM do inglês *level-shifted PWM*) (da Silva et al., 2011) v_{cab}^* . Isto pode ser obtido levando-se em consideração uma sequência adequada de chaveamento, de acordo com o diagrama descrito na Figura 3.5.

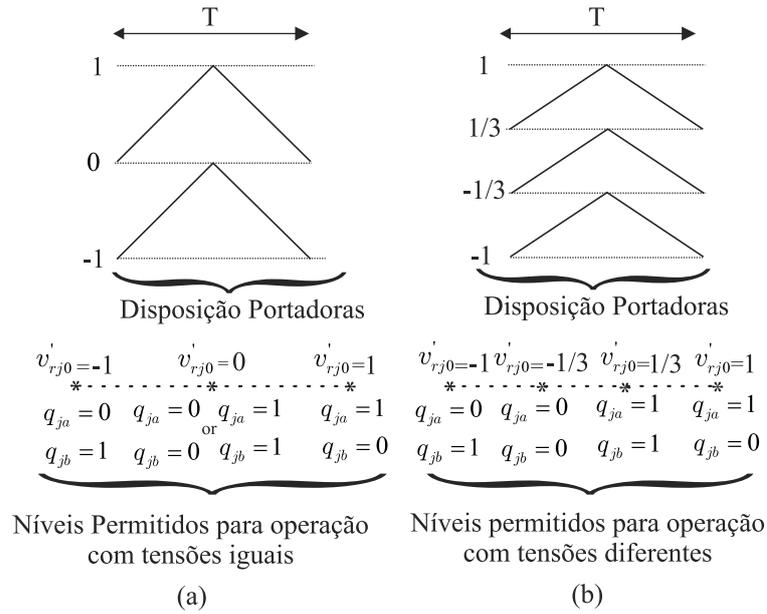


Figura 3.5: Faixa dos níveis permissíveis em que a tensão de polo efetiva normalizada v'_{rj0} ($v'_{rj0} = v_{rj0}/V_{dc}^{OEW}$) ocorre e a disposição das portadoras para abordagem de portadoras deslocadas em nível (LSPWM). (a) DVR-OEW operando com tensões iguais no barramento CC. (b) DVR-OEW operando com tensões diferentes no barramento CC.

3) Equivalência entre SCPWM e SVPWM

Existe uma equivalência entre a abordagem SCPWM e SVPWM via LSPWM. Aqui será discutida uma possível equivalência entre ambas abordagens bem como a sequência adequada de vetores aplicados. Tal equivalência entre ambas as estratégias pode ser estabelecida se as tensões v_{rj0}^* forem normalizadas (i.e., v_{rj0}') com relação à tensão média dos barramentos CC para o DVR-OEW (v_{cab}^*). Dessa forma, as variáveis v_{rj0}' são consideradas numa faixa de -1 a 1. Além disso, um modo simples de implementação de tal estratégia é obtido seguindo-se as expressões abaixo, para tensões iguais e tensões diferentes no barramento CC,

respectivamente.

Para tensões iguais no barramento CC (com $v_{ca} = v_{cb}$), tem-se que:

$$v_{ja0a}^{*'} = \begin{cases} 1, & \text{se } v'_{rj0} \geq 0 \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad v_{jb0b}^{*'} = \begin{cases} v'_{rj0}, & \text{se } v'_{rj0} \geq 0 \\ v'_{rj0} + 1, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.27)$$

onde o resultado da comparação das tensões de polo de referência $v_{ja0a}^{*'}$ e a única portadora ($v_{carrier}$) para o inversor A usa lógica de comparação positiva (quando a referência é maior que a portadora o sinal de gatilho é setado $q_{ja} = 1$). No caso para o inversor B a comparação usa lógica de comparação negativa (quando a referência é maior que a portadora o sinal de gatilho é zerado, $q_{ja} = 0$).

Para tensões diferentes no barramento CC (com $v_{ca} = 2v_{cb}$), tem-se que:

$$v_{ja0a}^{*'} = \begin{cases} \frac{3}{2}v'_{rj0} + 0,5, & \text{se } -\frac{1}{3} \geq v'_{rj0} \geq \frac{1}{3} \\ 1, & \text{senão } v'_{rj0} \geq \frac{1}{3} \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad v_{jb0b}^{*'} = \begin{cases} \frac{3}{2}v'_{rj0} + 0,5, & \text{se } -\frac{1}{3} \geq v'_{rj0} \geq \frac{1}{3} \\ \frac{3}{2}v'_{rj0} - 0,5, & \text{senão } v'_{rj0} \geq \frac{1}{3} \\ \frac{3}{2}v'_{rj0} + 1,5, & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.28)$$

onde o resultado da comparação para inversor A usa a lógica positiva em todas as condições. Porém o resultado da comparação entre as tensões de polo de referência $v_{jb0b}^{*'}$ e a única portadora ($v_{carrier}$) para o inversor B (com $v_{ca} = 2v_{cb}$) é implementada com a lógica positiva ou negativa. Quando $v_{rj0}^{*' \geq \frac{1}{3}}$ os sinais de gatilho são enviados para o *driver* com a lógica de comparação positiva para ambos os inversores. Para as outras condições, o inversor B usa a lógica de comparação negativa para o gatilhamento dos sinais. Desse modo, quando $v_{rjb0b}^{*' \geq v_{carrier}}$ os sinais de gatilho do inversor B serão $q_{jb} = 0$, caso contrário $q_{jb} = 1$. A lógica normal (positiva) consiste em que quando $v_{rjb0b}^{*' \geq v_{carrier}} \Rightarrow q_{jb} = 1$, caso contrário $q_{jb} = 0$.

Tal normalização produz as tensões de referência para cada tensão de polo ($v_{ja0a}^{*'}$ e $v_{jb0b}^{*'}$) variando de 0 a 1 as quais terão proporção direta com contadores digitais o que leva a uma implementação simples usando-se uma única portadora (SCPWM). A Figura 3.6 ilustra o perfil das tensões normalizadas bem como sequência de vetores usada tanto para cada inversor (individualmente) como para o inversor OEW (resultante).

Relação entre LSPWM e SCPWM

As Figuras 3.7 e 3.8 descrevem como as LSPWM e SCPWM estão correlacionadas. Na Figura 3.7 tem-se o caso para $v_{ca} = v_{cb}$ e na Figura 3.8 tem o caso para $v_{ca} = 2v_{cb}$. Neste

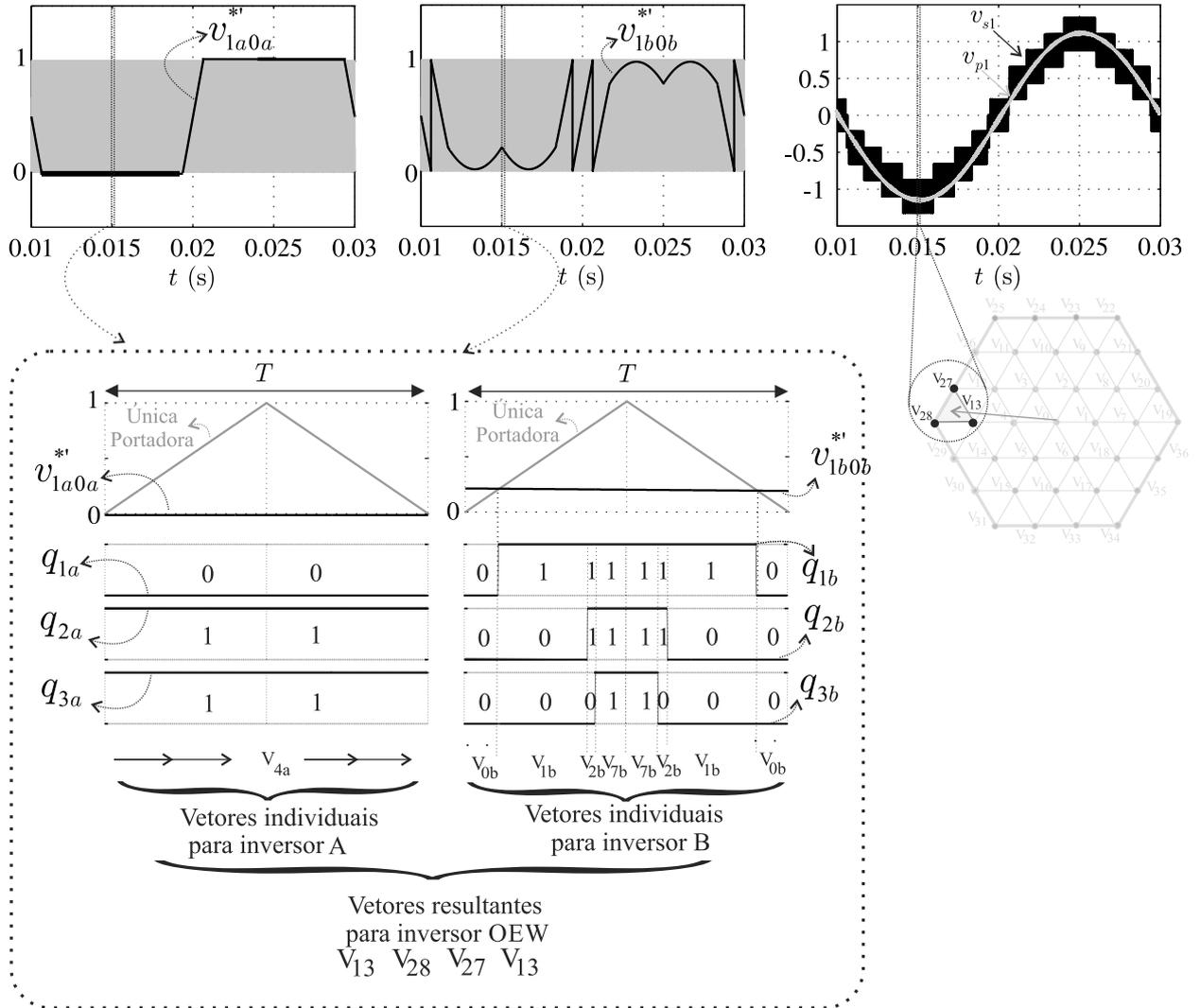


Figura 3.6: Implementação SCPWM e Equivalência com SVPWM para operação do DVR-OEW com tensões diferentes $v_{Ca} = 2v_{Cb}$.

caso as tensões de polo normalizadas são $v'_{ja0a} = v_{ja0a}/v_{ca}$, $v'_{jb0b} = v_{jb0b}/v_{cb}$, $v_{ja0a}^* = v_{ja0a}^*/v_{ca}$ e $v_{jb0b}^* = v_{jb0b}^*/v_{cb}$. Note que para $v_{ca} = v_{cb}$, $v_{rj0}^* = v_{ja0a}^* - v_{jb0b}^*$ e para $v_{ca} = 2v_{cb}$, $v_{rj0}^* = 4v_{ja0a}^*/3 - 2v_{jb0b}^*/3$. Adicionalmente, $v_{ja0a}^{*'} = -v_{ja0a}^*$ e $v_{jb0b}^{*'} = -v_{jb0b}^*$.

Inicialmente, para o caso em que $v_{ca} = v_{cb}$, v_{rj0}^* é comparada com 2 portadoras deslocadas em nível ($v_{\Delta I}$ e $v_{\Delta II}$) as quais estão associadas com os setores I e II , respectivamente. No caso em que $v_{ca} = 2v_{cb}$, v_{rj0}^* é comparada com 3 portadoras ($v_{\Delta 1}$, $v_{\Delta 2}$ e $v_{\Delta 3}$) associadas com os setores 1, 2 e 3, respectivamente. Tal comparação vai gerar as tensões de polo v'_{rj0} para serem aplicadas pelos estados de chaveamento correspondentes, vide Figuras 3.7 e 3.8 na parte superior.

A equivalência com a SCPWM pode ser feita em duas opções:

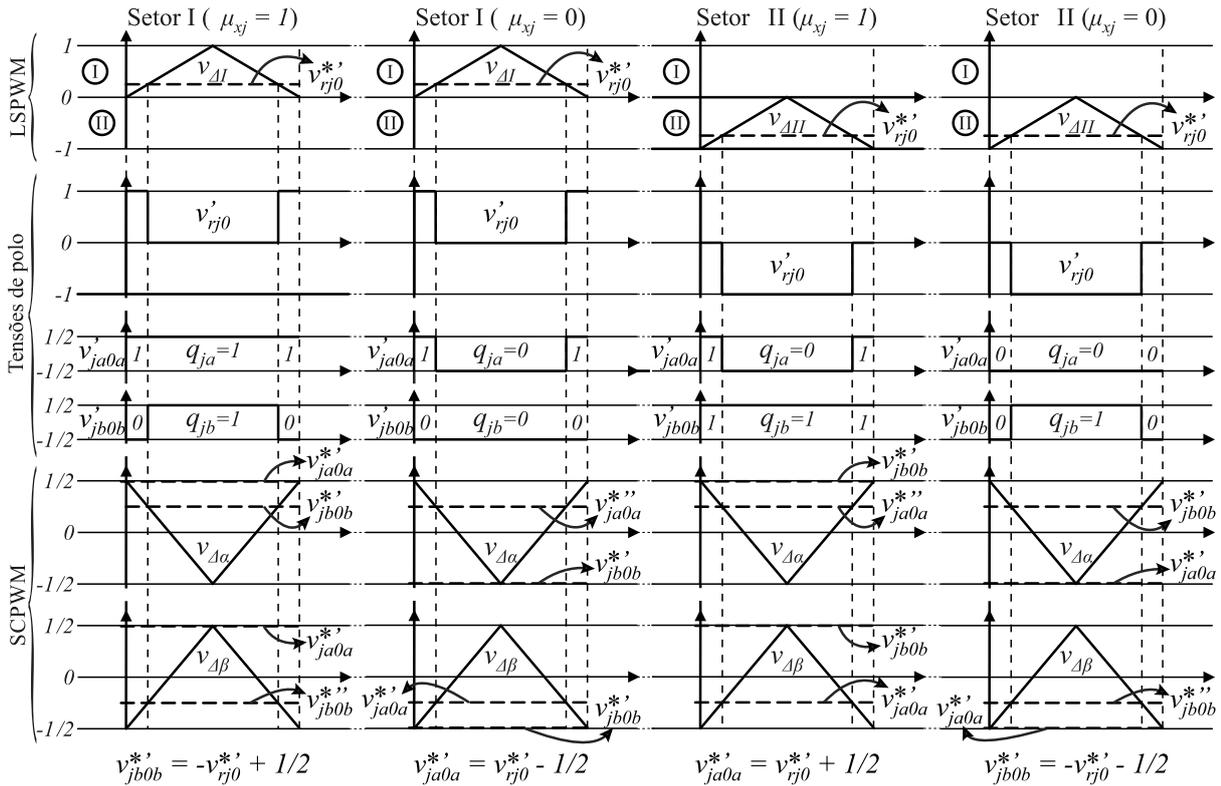


Figura 3.7: Equivalência entre LSPWM e SCPWM considerando operação com tensões iguais.

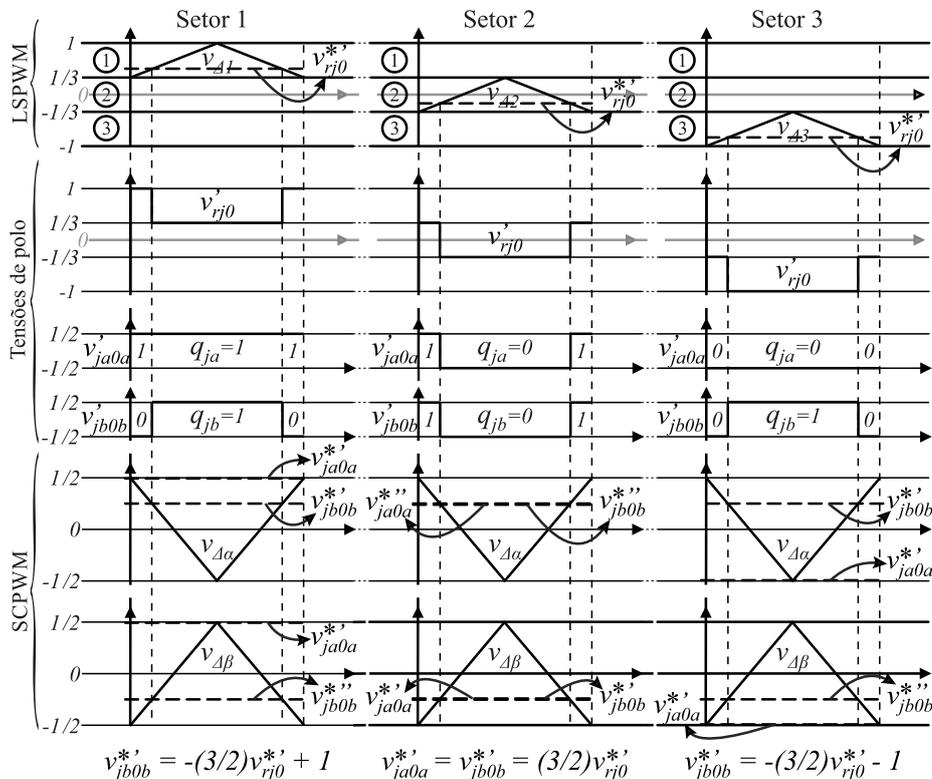


Figura 3.8: Equivalência entre LSPWM e SCPWM considerando operação com tensões diferentes.

- Opção α (única portadora $v_{\Delta\alpha}$) - Para $v_{ca} = v_{cb}$, os sinais modulantes são $v_{ja0a}^{*'}$ ou $v_{ja0a}^{*''}$ e $v_{jb0b}^{*'}$. Para $v_{ca} = 2v_{cb}$, os sinais modulantes são $v_{ja0a}^{*'}$ ou $v_{ja0a}^{*''}$ e $v_{jb0b}^{*'}$ ou $v_{jb0b}^{*''}$.
- Opção β (única portadora $v_{\Delta\beta}$) - Os sinais modulantes são $v_{ja0a}^{*'}$ e $v_{jb0b}^{*'}$ ou $v_{ja0a}^{*''}$ e $v_{jb0b}^{*''}$, não importando a razão dos barramentos CC.

Quando $v_{ja0a}^{*'}$ e $v_{jb0b}^{*'}$ são usadas, o resultado da comparação tem uma lógica positiva de comparação (e.g., se $v_{ja0a}^{*'} \geq v_{\Delta\alpha} \rightarrow q_{ja} = 1$) e irá gerar as tensões de polo v'_{ja0a} e v'_{jb0b} apropriadamente. Por outro lado, a comparação com $v_{ja0a}^{*''}$ e $v_{jb0b}^{*''}$ tem lógica negativa, (e.g., if $v_{ja0a}^{*''} \geq v_{\Delta\beta} \rightarrow q_{ja} = 0$).

Para $v_{ca} = v_{cb}$ (vide Figura 3.7), é possível grampear o inversor A nas regiões I (fazendo $\mu_{xj} = 1$) e II (fazendo $\mu_{xj} = 0$). Além disso, o inversor B também pode ser grampeado, como observado nas regiões I (fazendo $\mu_{xj} = 0$) e II (fazendo $\mu_{xj} = 1$). Uma outra possibilidade para grampear ambos os conversores alternadamente pode ser realizada escolhendo $\mu_{xj} = 1$ ou $\mu_{xj} = 0$ em ambos setores.

Para $v_{ca} = 2v_{cb}$ (Figura 3.8), o inversor A é grampeado no setor 1 (fazendo $\mu_{xj} = 1$) e no setor 3 (fazendo $\mu_{xj} = 0$). No setor 2 nenhum dos conversores é grampeado. Tal operação em um ciclo geral de operação, ciclo geral da frequência do sistema, garante que o inversor A ficará grampeado em 2/3 (aproximadamente 67%) do ciclo da frequência fundamental do sistema.

4) Diagrama de blocos da estratégia PWM

Na Figura 3.9, têm-se os diagramas de blocos resumidos das abordagens PWM consideradas para o DVR-OEW. Eles têm operação adequada para qualquer valor da variável auxiliar μ_{0b0a}^* (0 a 1). Um caso particular usando $\mu_{0b0a}^* = 0,5$ destaca as formas de onda de v_{0b0a}^* e v_{r10}^* (em uma fase), vide curvas com fundo cinza na Figura 3.9. A estratégia PWM foi considerada para implementação em duas opções: i) usando-se a abordagem *level-shifted carrier-based* PWM (LSPWM) (vide Figura 3.9(a)) ou ii) utilizando-se uma abordagem equivalente com portadora única PWM (SCPWM) (vide Figura 3.9(b)). Neste trabalho, a segunda opção foi discutida em detalhe na subseção anterior e foi empregada para obtenção de alguns resultados. A implementação descrita na Figura 3.9(b) é feita comparando-se uma única portadora com as tensões de polo normalizadas (SCPWM), a qual torna-se fácil e útil para diferentes

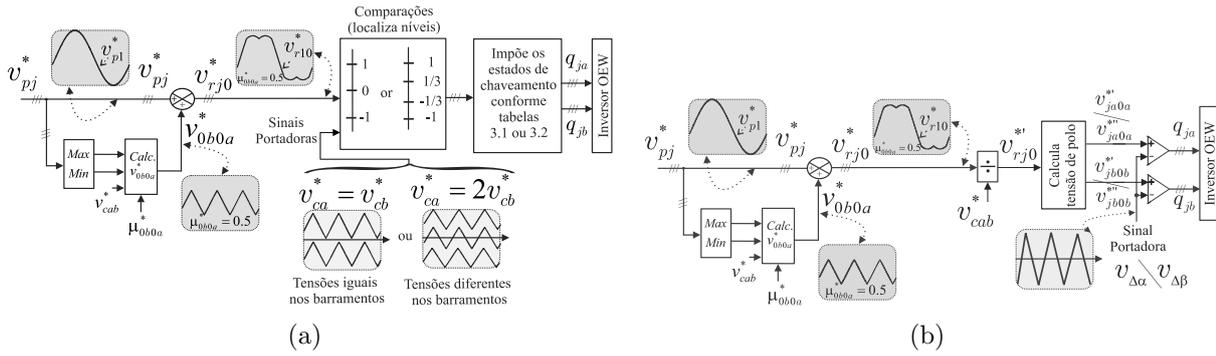


Figura 3.9: Diagrama de blocos do PWM estudado. (a) *Level-shifted-carrier-based* PWM (LSPWM). (b) *Single-carrier-based* PWM (SCPWM).

tipos de sistemas (i.e., com *hardware* limitado). De fato, ela define diretamente as tensões de polo de referência (i.e., estados das chaves) para simplificar a implementação do *hardware*.

3.2.3 Distribuição da Potência Processada

Quando o DVR-OEW opera com tensões iguais, a potência processada pelos conversores pode ser igual ou diferente dependendo da escolha do grau de liberdade proveniente da estratégia PWM. Por exemplo, com $v_{ca} = v_{cb}$ e gerando uma máxima tensão de saída (i.e., índice de modulação unitário) pelo inversor, a potência do inversor A ficara em torno em 51,7% da potência total distribuída, enquanto que o inversor B ficará com o restante em torno de 48,3%. Por outro lado, para $v_{ca} = 2v_{cb}$ com a utilização dos melhores níveis para o chaveamento e índice de modulação máximo para tensão gerada, os inversores A e B vão gerar percentuais de potência iguais a 72,9% e 27,1% de toda a potência processada, respectivamente.

3.2.4 Operação com Potência Ativa Nula em um Barramento

Na Figura 3.10 tem-se a descrição de condições de carregamento e descarregamento do barramento CC para operação com $v_{ca} = 2v_{cb}$, considerando-se que as correntes i_{pj} têm mesmo sinal (em fase) com as tensões de polo de referência v_{rj0}^* . Para correntes com sinais opostos das tensões, a descrição é similar onde as operações de carregamento são permutadas pelas de descarregamento.

O DVR-OEW tem possibilidade para operar com potência nula em um barramento. Considerando-se aqui que seja o barramento do inversor B (tensão flutuante no barramento

CC). Este modo de operação é feito usando por histerese para regular a tensão neste barramento no seu valor desejado. Quando a tensão atingir seu limite superior, a estratégia PWM irá selecionar os dois níveis de tensão mais próximos em relação a região onde o valor atual da referência v_{rj0}^{*} para descarregar o barramento do inversor B, considerando o sinal da corrente i_{pj} . Por outro lado, quando a tensão no barramento CC atingir o limite inferior, o PWM irá selecionar os níveis mais próximos em relação a v_{rj0}^{*} para carregar o barramento do inversor B, também considerando-se o sinal da corrente i_{pj} . Por exemplo, se for necessário descarregar o capacitor para $1/3 < v_{rj0}^{*} < 1$ em que a corrente i_{pj} é positiva, o chaveamento deve ocorrer entre os níveis $-1/3$ e 1 [vide Figura 3.10(b)]. Caso seja necessário carregar o capacitor nas mesmas condições v_{rj0}^{*} e i_{pj} , o chaveamento deve ocorrer entre os níveis $1/3$ e 1 [vide Figura 3.10(a)].

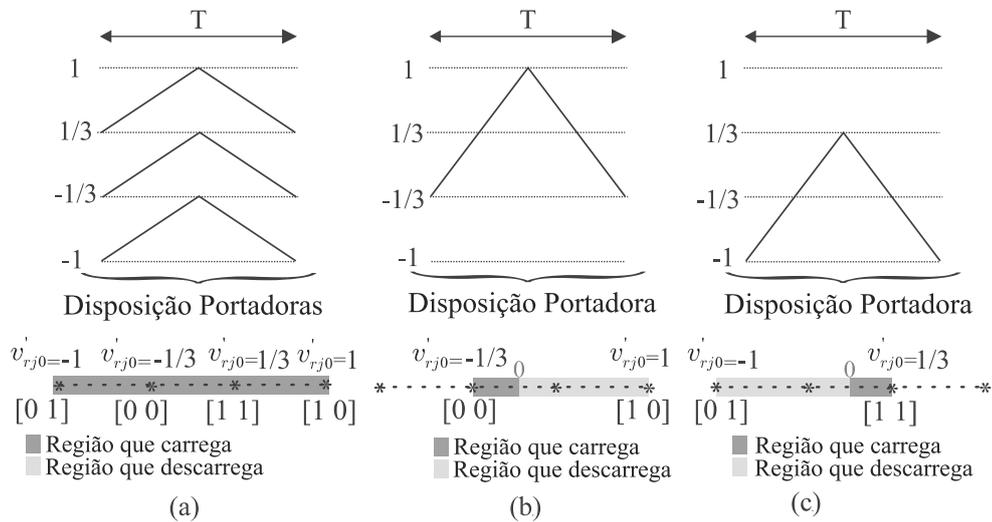


Figura 3.10: Níveis disponíveis, de acordo com os estados de chaveamento $[q_{ja} \ q_{jb}]$, do inversor OEW para operação com potência nula em um barramento CC com $v_{ca} = 2v_{cb}$. As correntes i_{pj} tem o mesmo sinal que as tensões v'_{rj0} . (a) Carregamento para $-1 \leq v'_{rj0} \leq 1$. (b) Descarregamento para $0 \leq v'_{rj0} \leq 1$ e carregamento para $-1/3 \leq v'_{rj0} \leq 0$. (c) Descarregamento para $-1 \leq v'_{rj0} \leq 0$ e carregamento para $0 \leq v'_{rj0} \leq 1/3$.

É importante observar que na Figura 3.10(a) as descrições para $1/3 < v_{rj0}^{*} < 1$ e $-1 < v_{rj0}^{*} < -1/3$ são válidas apenas se a tensão gerada pelo DVR-OEW é suficientemente (levemente) menor que seu valor máximo (ou seja índice de modulação alto). Caso contrário, a operação irá descarregar ao invés de carregar. A operação com potência zero permite obter, sem restrição para a unidade de armazenamento no barramento CC, em torno de 70% da tensão máxima gerada pelo DVR-OEW no pior caso. Este tipo de operação pode

ser utilizado em casos onde os dois barramentos possuem diferentes capacidades de armazenamento. Neste caso, o modo de operação com um barramento em potência nula pode economizar uma fonte auxiliar com baixa energia. Tal modo de operação também pode ser útil em casos de tolerância a falha onde uma fonte é perdida.

3.2.5 Estratégia de Controle

Os tipos de controle mais comumente empregados em DVRs seguem basicamente dois modos de controle: i) antecipativo malha aberta (*feedforward*) e ii) realimentados (*feedback*). Neste trabalho, os resultados apresentados foram obtidos com implementação de controle em malha aberta (*feedforward*), conforme ilustrado na Figura 3.11. As tensões na rede (e_{gj}) são medidas e comparadas com as tensões da carga nominais (v_{lj}^*). O resultado desta comparação fornece as tensões a serem injetadas pelo DVR ($v_{pj}^* = e_{gj} - v_{lj}^*$). O método de detecção do afundamento é baseado no valor coletivo (Aredes, 1996), (da Costa Junior, 2006). Uma malha captura de fase (PLL) baseada na potência fictícia (Filho et al., 2008) foi considerada na implementação do DVR-OEW para garantir que as tensões na rede (e_{gj}) estejam em fase com as tensões injetadas pelo DVR-OEW (v_{pj}^*).

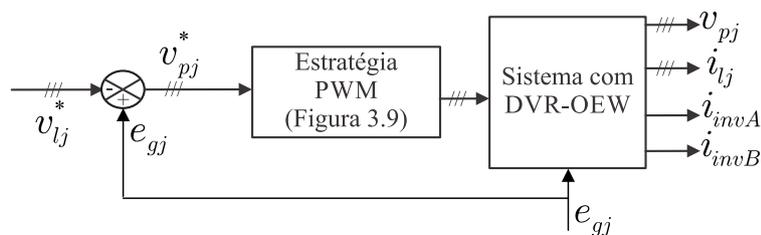


Figura 3.11: Diagrama de Controle Malha Aberta do DVR-OEW.

3.2.6 Tensão no Barramento CC - Tensão de Bloqueio nas Chaves

A tensão no barramento CC, ou tensão de bloqueio nas chaves semicondutoras, para o DVR-OEW é a metade da tensão se comparada a estrutura convencional trifásica de três braços. Comparando-se com a estrutura convencional de seis braços (3HB) o percentual de redução na tensão no barramento CC da estrutura proposta com a 3HB é em torno de 15%.

3.2.7 Análise da WTHD

A distorção harmônica total ponderada (WTHD) foi calculada a partir de:

$$WTHD(p) = \frac{100}{a_1} \sqrt{\sum_{i=2}^p \left(\frac{a_i}{i}\right)^2}, \quad (3.29)$$

em que a_1 é a amplitude da tensão na frequência fundamental, a_i é a amplitude da i^{sima} harmônica e p é o número de harmônicas levadas em consideração.

A Figura 3.12 mostra a WTHD da tensão gerada (v_{p1}) pelas estruturas convencionais (2L, 3L e NPC), vide Figura 2.3, e DVR-OEW (operando com tensões iguais e com tensões diferentes no barramento CC) em função da frequência de chaveamento (em uma faixa de 1,5 kHz até 10,5 kHz). Neste resultado, todas as configurações operam nos seus respectivos limites nominais de operação.

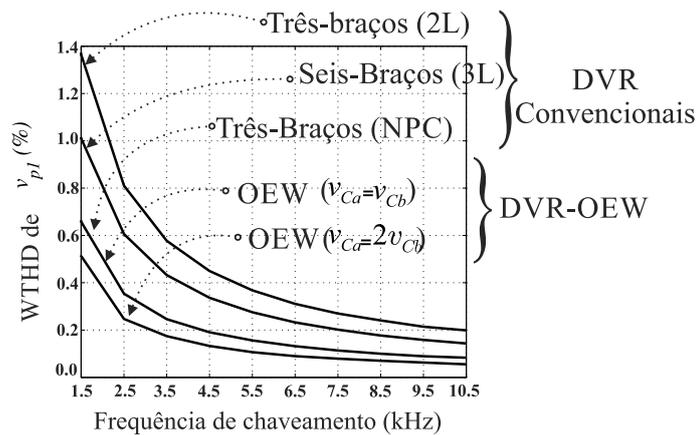


Figura 3.12: WTHD da tensão gerada pelo DVR (v_{p1}) em função da frequência de chaveamento para DVR-OEW, DVR dois níveis com três braços (2L), três níveis com seis braços (3L), e NPC com três braços (NPC).

Como esperado, a distorção harmônica decresce com o aumento da frequência de chaveamento. Em toda faixa considerada da frequência de chaveamento, o DVR-OEW operando com tensões diferentes no barramento CC apresenta valores menores de WTHD quando comparado com os demais. O DVR-OEW operando com tensões iguais tem o mesmo desempenho do DVR baseado na configuração NPC.

A Figura 3.13 mostra a WTHD de v_{p1} em função do índice de modulação (m). Nota-se que a operação com tensões diferentes no barramento CC ($v_{ca} = 2V_{dc}/3$ e $v_{cb} = V_{dc}/3$) proporciona mais níveis em comparação com o caso de operação com tensões iguais ($v_{ca} = V_{dc}/2$ e $v_{cb} = V_{dc}/2$).

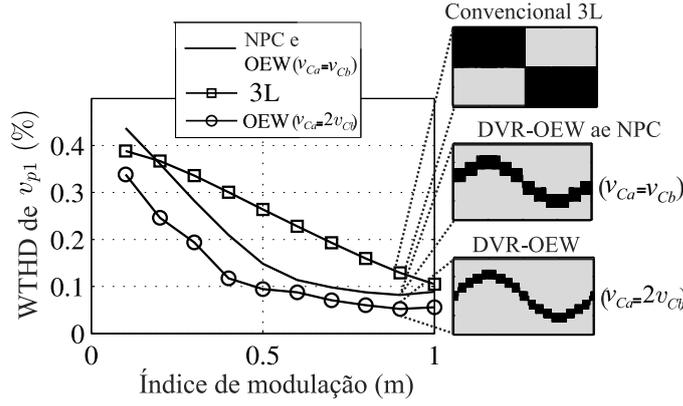


Figura 3.13: WTHD da tensão gerada pelo DVR (v_{p1}) em função do índice de modulação (m).

3.2.8 Estimativa de Perdas nas Chaves Semicondutoras

A estimativa de perdas considerada neste estudo é baseada em um modelo de regressão, o qual fora obtido por testes experimentais. A chave de potência usada fora: IGBT módulo dual CM50DY-24H (POWEREX) acionada pelo driver SKHI-10 (SEMIKRON). Tal modelo inclui: *a*) Perdas de condução no IGBT e diodo, *b*) Perdas de comutação (ligar) no IGBT, *c*) Perdas de comutação no IGBT (desligar), e *d*) energia no diodo quando bloqueado. Maiores detalhes desta técnica bem como modelo são encontrados em (Cavalcanti et al., 2003, Dias et al., 2009). Essas estimativas de perdas obedecem as seguintes expressões:

$$P_{cd} = a(T_j)^b i_{cl} + c(T_j)^d i_{cl}^2 + c(T_j)^f i_{cl}^3, \quad (3.30)$$

$$P_{sw} = \frac{1}{\Delta} [a(v_c)^b + (T_j)^c + d(v_c)^e + (T_j)^f i_{cl} + g(v_c)^h (T_j)^2 (i_{cl})^2], \quad (3.31)$$

$$P_{tot} = P_{cd} + P_{sw}, \quad (3.32)$$

onde P_{cd} são as perdas de condução, P_{sw} são as perdas de chaveamento, P_{tot} são as perdas totais, T_j representa a temperatura de junção, i_{cl} é a corrente instantânea no coletor e as variáveis a , b , c , d , e , f , g e h são parâmetros do modelo.

A Figura 3.14 mostra um estudo comparativo das perdas totais nas chaves semicondutoras entre os DVRs convencionais e o DVR-OEW operando com tensões iguais/diferentes no barramento CC. Nestes resultados, a potência na carga trifásica fora fixada em 6 kW. As tensões no barramento CC para cada configuração de DVR foram fixadas no intuito de garantir mesmas condições de operação para todas as estruturas (i.e., $V_{dc}^{2L} = V_{dc}$, $V_{dc}^{3L} = V_{dc}/\sqrt{3}$, $V_{dc}^{NPC} = V_{dc}$ e $V_{dc}^{OEW} = V_{dc}/2$). Tal condição garante que os DVRs vão fornecer v_{pj} no mesmo

nível de tensão. O mesmo valor da WTHD fora fixado para todas as configurações. Neste caso, a frequência de chaveamento é de 10 kHz para o DVR-2L, 7,5 kHz para o DVR-3L, 4,4 kHz para o DVR-NPC e o DVR-OEW operando com tensões iguais no barramento CC ($v_{ca} = v_{cb}$) e 3,3 kHz para DVR-OEW operando com tensões diferentes ($v_{ca} = 2v_{cb}$). Tais valores garantem que todos os DVRs irão gerar tensões com mesmo nível de THD. Considerando as relações de transformação em cada estrutura, pode-se considerar dois casos: Caso I - $\eta = 1$ e Caso II - $\eta = 2$, onde η representa a relação de transformação nos transformadores com $\eta = N_p/N_s$, N_p - número de espiras do primário; N_s - número de espiras no secundário.

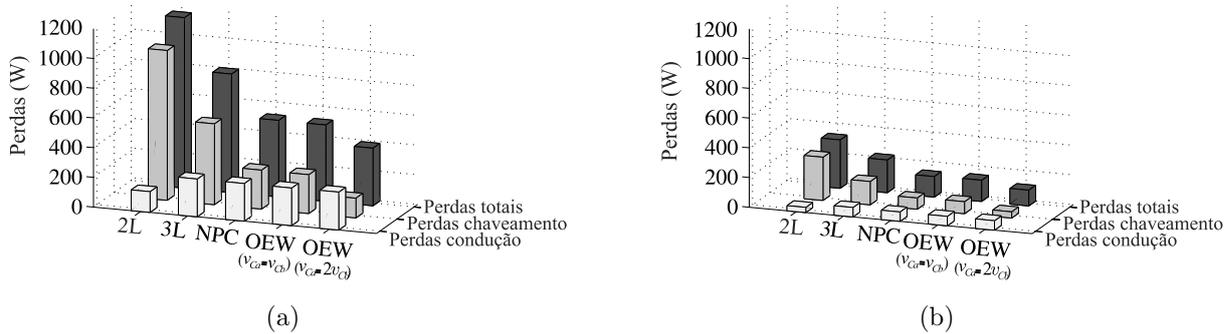


Figura 3.14: Comparativo das perdas totais entre as estruturas convencionais e DVR-OEW considerando dois casos para relação de transformação. (a) $\eta = 1$. (b) $\eta = 2$.

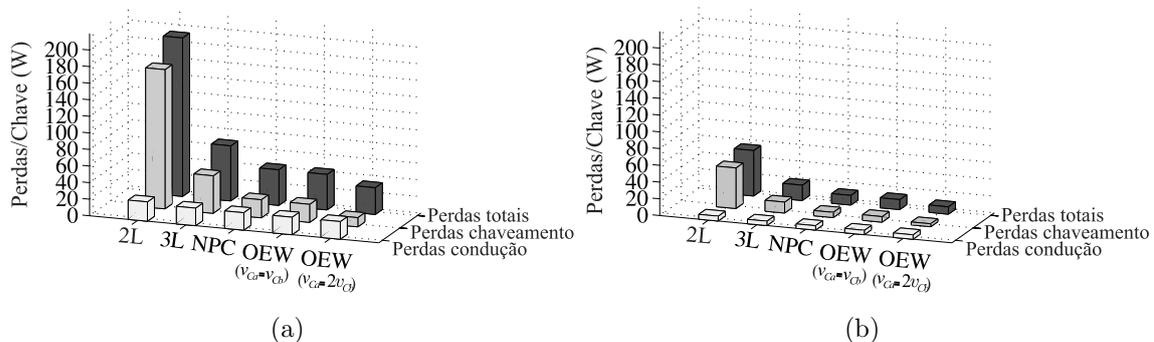


Figura 3.15: Comparativo das perdas por chave entre as estruturas convencionais e DVR-OEW considerando dois casos para relação de transformação. (a) $\eta = 1$. (b) $\eta = 2$.

A Figura 3.14 mostra as perdas de condução, chaveamento e totais (condução + chaveamento) de todas as chaves em cada configuração considerando duas condições levando em conta a relação de transformação dos transformadores (Casos I e II). Com base na Figura 3.14(a) - Caso I ($\eta = 1$), nota-se que mesmo tendo mais chaves, as perdas totais no DVR-OEW ($v_{ca} = 2v_{cb}$) é menor do que aquelas obtidas com o DVR-2L e consideravelmente

menor quando comparada com DVR-3L. Isto deve-se ao fato de o conversor A (com maior tensão) estar grampeado a cada $2/3$ de ciclo de operação enquanto que o conversor B (com menor tensão) comuta durante todo o ciclo de operação. Dessa forma, as perdas de chaveamento podem ser reduzidas consideravelmente. Com relação ao DVR-OEW operando com tensões iguais, observa-se que suas perdas são praticamente as mesmas obtidas com DVR-NPC. Como a tensão no barramento CC é a metade da tensão no caso da estrutura 2L, o aumento nas perdas de condução observadas para o DVR-OEW (pelo fato de ter o dobro de chaves operando com mesmo nível de corrente) é compensado pela redução nas perdas de chaveamento. Por outro lado, as menores perdas são obtidas para a topologia DVR-OEW operando com tensões diferentes nos barramentos CC.

A Figura 3.15 mostra a característica de perdas por chave nos conversores, a qual fornece uma ideia do esforço (*stress*) em cada chave do conversor. Este aspecto é importante para eventuais estudos considerando estimativa de falhas. Considerando este resultado, as perdas processadas por cada chave no DVR-OEW são menores (i.e., DVR-OEW com tensões diferentes nos barramentos CC) ou praticamente as mesmas (i.e., DVR-OEW com tensões iguais) do que as obtidas com a configuração convencional NPC destacada neste resultado.

As Tabelas 3.3 e 3.4 apresentam (de forma quantificada) as perdas nas chaves semicondutoras em dois cenários: i) todas as configurações operando com a mesma frequência de chaveamento e ii) todas as configurações operando com o mesmo valor de WTHD. Pode-se observar que o DVR-OEW operando com tensões diferentes apresentam menores valores de perdas para ambos os cenários. Pode-se perceber que o DVR-OEW operando com tensões diferentes permite reduzir as perdas em torno de 60%, 49% e 32% comparando-se com as estruturas convencionais 2L, 3L e NPC, respectivamente. Para o segundo cenário, esta redução é em torno de 87%, 76% e 50% comparando-se com as estruturas 2L, 3L e NPC, respectivamente.

Tabela 3.3: Comparativo de perdas entre as opções de DVR-OEW e configurações convencionais perante a mesma frequência de chaveamento e $\eta = 1$

Comparativo com mesma frequência de chaveamento (10 kHz)					
Configuração \ Perdas	2L	3L	NPC	OEW _{iguais}	OEW _{dif.}
Chaveamento (kW)	1,01	0,78	0,59	0,59	0,40
Condução (kW)	0,14	0,25	0,25	0,25	0,25
Totais (kW)	1,15	1,03	0,84	0,84	0,65

Tabela 3.4: Comparativo de perdas entre as opções de DVR-OEW e configurações convencionais perante o mesmo valor de WTHD e $\eta = 1$

Comparativo com mesmo valor de WTHD (0,21%)					
Configuração \ Perdas	2L	3L	NPC	OEW _{iguais}	OEW _{dif.}
Chaveamento (kW)	1,01	0,54	0,26	0,26	0,13
Condução (kW)	0,14	0,25	0,25	0,25	0,25
Totais (kW)	1,15	0,79	0,51	0,51	0,38

3.2.9 Resultados de Simulação

O DVR proposto foi avaliado em nível de simulação utilizando-se o PSIM *v9.0*. Para estes resultados de simulação a frequência de chaveamento (f_s) fora fixada em 10 kHz. Nestes resultados os inversores possuem o mesmo valor de tensão no barramento CC ($v_{ca}=v_{cb}$) e são obtidos através de retificadores trifásicos isolados entre si. A Figura 3.16 mostra um resultado de simulação para um caso de afundamento de tensão balanceado. Neste caso, o DVR opera para compensar um afundamento de 0,3 pu durante 0,2s. Neste caso três capacitores de filtro com valores de 10 μ F foram conectados no secundário dos transformadores de injeção para filtrar harmônicas de alta frequência provenientes do PWM do conversor. Do ponto de vista da tensão compensada no lado secundário, os resultados obtidos com o caso de tensões diferentes apresentam comportamento dinâmico semelhante.

Na Figura 3.17(a) têm-se as tensões de polo (v_{1a0a} e v_{1b0b}) injetadas por cada inversor (A e B) implementadas com a abordagem PWM descrita anteriormente. Pode-se observar que cada braço do inversor permanece grampeado a cada semiciclo da operação na frequência de 60 Hz. Neste caso a potência é distribuída de forma simétrica entre todas as chaves semicondutoras. Todavia, pode-se grampear apenas o sinal de um inversor conforme ilustra a Figura 3.17(b) com o PWM apresentado anteriormente. Neste caso um inversor pode

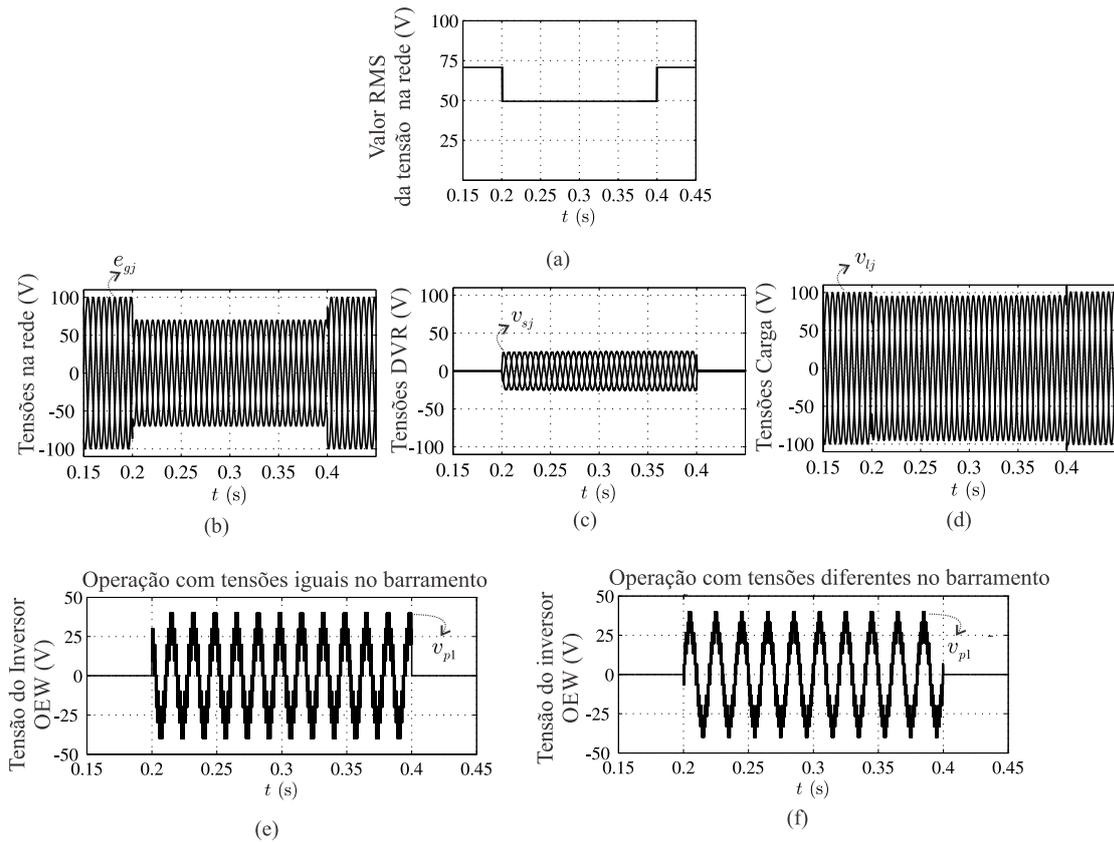


Figura 3.16: Tensões no sistema para $v_{ca} = v_{cb}$. (a) Tensão RMS na rede. (b) Tensões na rede (e_{gj}). (c) Tensões no DVR-OEW no lado secundário dos transformadores (v_{sj}). (d) Tensões na carga (v_{lj}). (e) Tensão injetada (v_{p1}) no lado primário dos transformadores operado com tensões iguais nos barramentos CC. (f) Tensão injetada (v_{p1}) no lado primário dos transformadores operado com tensões diferentes nos barramentos CC.

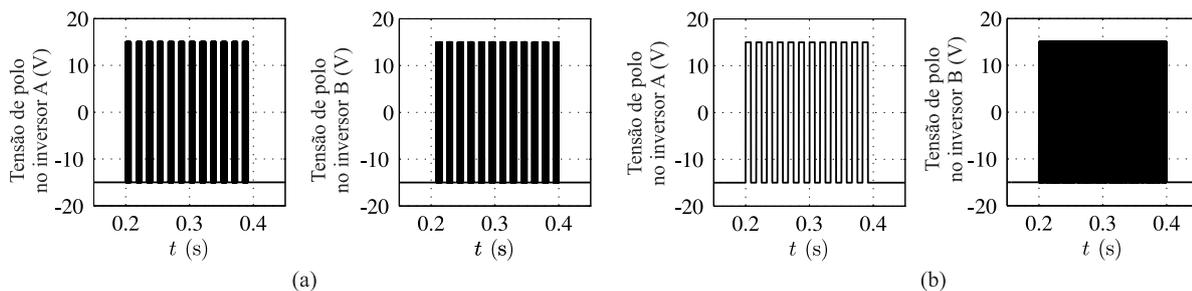


Figura 3.17: Tensões de polo em uma fase para os inversores A (v_{1a0a}) e B (v_{1b0b}), respectivamente. (a) inversor OEW operando com braço grampeado alternadamente em cada semiciclo. (b) Inversor OEW operando com inversor A grampeado em todo ciclo.

possuir chaves de baixa frequência e o outro inversor usar chaves de alta frequência. Esta solução proporciona uma redução do custo do projeto. Os resultados para as outras fases são semelhantes.

3.2.10 Resultados Experimentais

Uma montagem em escala de potência reduzida foi feita em laboratório para verificar a operação do DVR com transformadores em que seus terminais ficam dispostos a enrolamentos abertos. Esta montagem é baseada em IGBTs da SEMIKRON controlados via processador digital de sinais (DSP) TMS320F28335 com microcomputador equipado apropriadamente com plugues e placas de sensores. Os capacitores do barramento CC (C), potência dos transformadores de injeção (S_{trans}) e frequência de chaveamento (f_s) são dados por: $C = 4400\mu F$, $S_{trans} = 1kVA$, $f_s = 10kHz$, respectivamente. O DVR opera com tensões iguais no barramento CC ($v_{ca}=v_{cb}$) obtidas por retificador trifásico a diodos isolados um do outro. Os principais parâmetros dos testes experimentais estão apresentados na Tabela 3.5. A estratégia PWM implementada para o DVR-OEW foi considerada usando-se uma portadora para ambos os inversores, conforme discutido anteriormente.

Tabela 3.5: Principais parâmetros usados nos testes experimentais

Descrição	Valor
Tensão na rede (linha)	173 V
Tensão de afundamento	20%
Carga resistiva	100Ω
Frequência da rede	60 Hz
Tensão em cada barramento CC ($v_{ca}=v_{cb}$)	100V

Um caso de afundamento balanceado, i.e., com mesma intensidade de nível de afundamento para as três fases, é mostrado na Figura 3.18 para uma fase. A implementação do controle foi feita em ação direta (*feed forward*), em que as tensões de referência na carga (v_{ij}^*) são comparadas com as tensões na rede medidas (e_{gj}), assim a tensão necessária a ser compensada pelo DVR é fornecida (v_{sj}^*). Uma malha de grampeamento de fase (PLL) foi usado para sincronizar as tensões na rede com as tensões na carga. Os resultados para as outras fases são semelhantes. Pode-se observar que as tensões no DVR possuem um pouco de oscilações fora do instante de operação normal do DVR (antes e depois da ocorrência do afundamento de tensão), isto é devido ao valor da carga e fora também observado em (Nielsen et al., 2004b), se um valor maior de carga é usado a oscilação será reduzida. A duração do afundamento de tensão é em torno de 200 ms.

A Figura 3.19 mostra as tensões no DVR-OEW para uma fase, operando com tensões iguais no barramento CC ($v_{ca} = v_{cb}$). Nota-se que, com a abordagem PWM descrita ante-

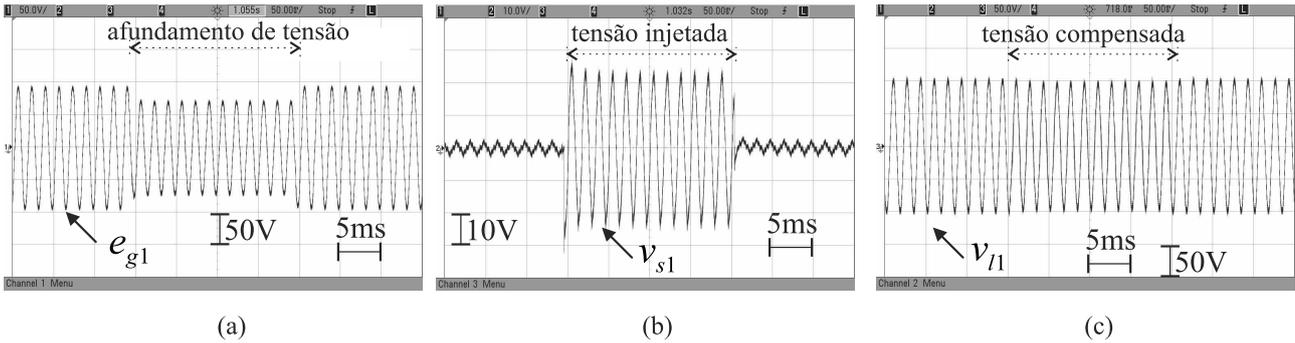


Figura 3.18: Tensões nos sistemas para uma fase. (a) tensão na rede. (b) tensão no DVR e (c) tensão na carga.

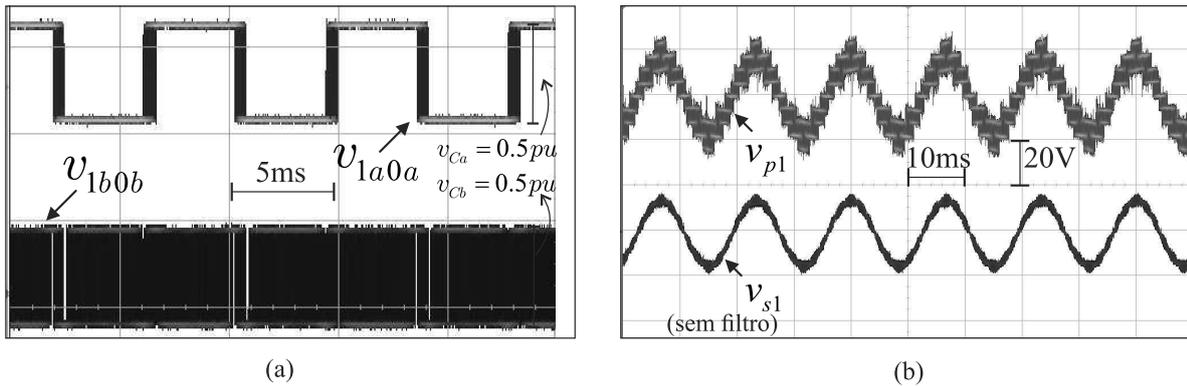


Figura 3.19: DVR-OEW operando com tensões iguais no barramento CC. (a) Tensão de polo no inversor A (parte superior) e no inversor B (parte inferior). (b) Tensões no transformador no lado primário (parte superior) e no lado secundário (parte inferior).

riormente, existe grampeamento no inversor A em cada semiciclo, vide Figura 3.19(a). Tal condição de estados de chaveamento permite se obter nove níveis bem distribuídos na tensão de fase da saída do inversor OEW (v_{p1}), vide Figura 3.19(b). A tensão no lado secundário do transformador (v_{s1}) pode ser observada na parte inferior da Figura 3.19(b).

Um resultado similar ao anterior pode ser observado na Figura 3.20. Todavia, neste resultado a operação do DVR-OEW é com tensões diferentes no barramento CC ($v_{Ca} = 2v_{Cb}$). Para o resultado apresentado na Figura 3.20(a), pode-se observar que o inversor A opera com maior nível de tensão do que o conversor B, porém fornece menores intervalos de chaveamento comparado com os instantes de chaveamento do conversor B. De fato, o conversor B comuta durante todo ciclo de operação, mas possui tensões menores no barramento CC quando comparado com a tensão no conversor A. Assim, pode-se observar que as particularidades da operação, dos inversores A e B, são compensadas. Em outras palavras: i) operar com maior tensão (maior tensão no barramento CC) ou ii) maior frequência de chaveamento. A Figura

3.20(b) mostra a tensão injetada no lado primário do transformador (v_{p1}) e a tensão no lado secundário do transformador (v_{s1}). Nota-se que treze níveis podem ser obtidos na tensão v_{p1} com a operação do DVR-OEW com tensões diferentes. Dessa forma pode-se verificar que a abordagem introduzida anteriormente neste trabalho apresenta resultados coerentes.

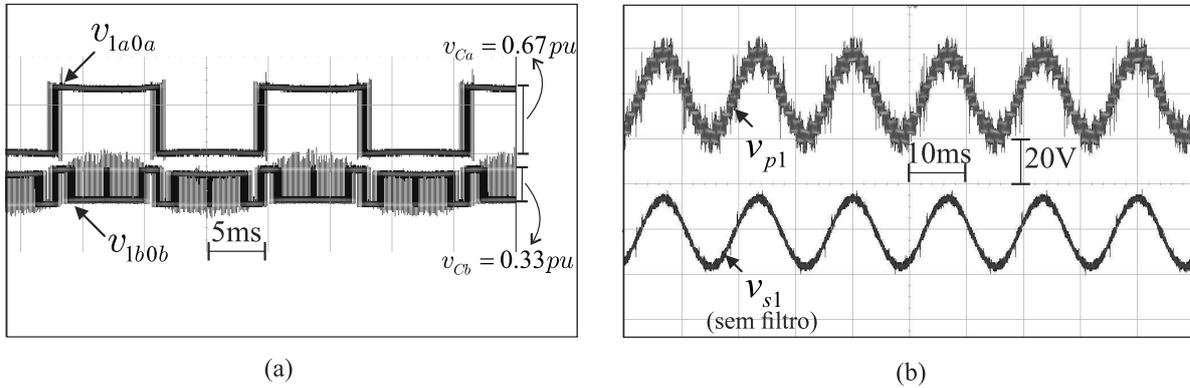


Figura 3.20: DVR-OEW operando com tensões diferentes no barramento CC. (a) Tensão de polo no inversor A (parte superior) e no inversor B (parte inferior). (b) Tensões no transformador no lado primário (parte superior) e no lado secundário (parte inferior).

A fim de verificar a operação no momento de transição do DVR e seu efeito na tensão da carga, o início e o fim dos instantes de operação do afundamento de tensão foram observados e mostrados na Figura 3.21. Assim, pode-se notar que não existem *spikes* ou distúrbios significativos na tensão da carga. Neste teste, a duração do afundamento de tensão fora em torno de 300 *ms*.

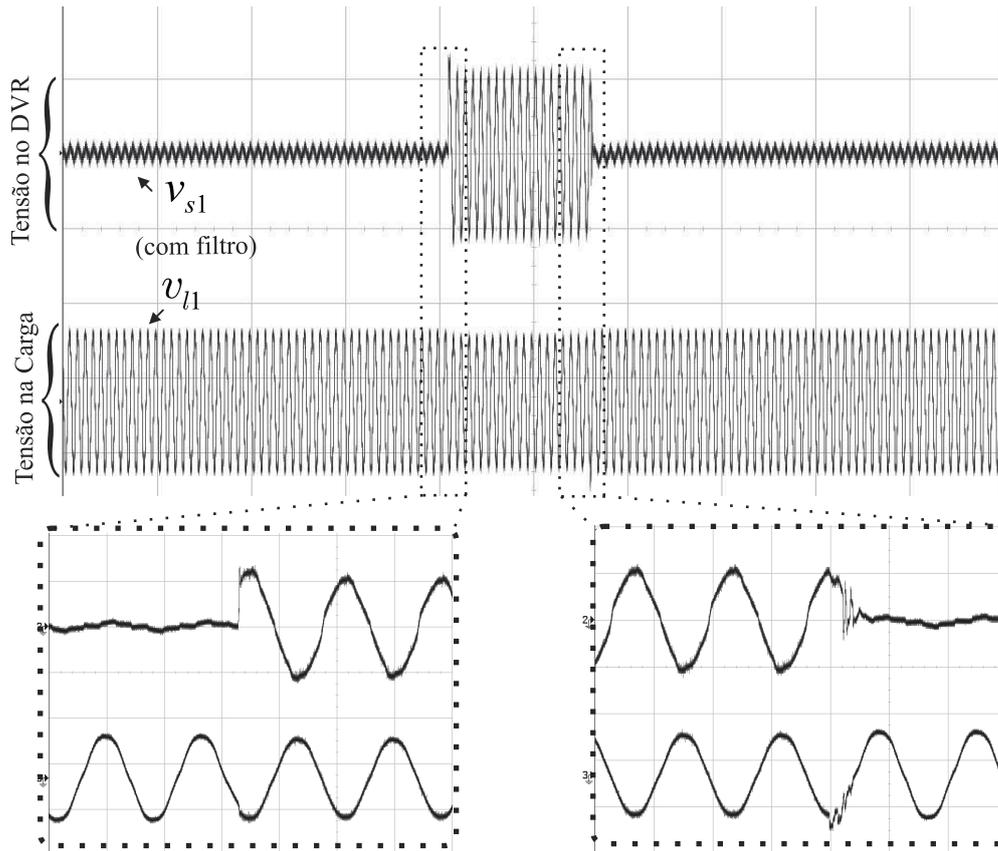


Figura 3.21: Tensão no DVR (v_{s1}) e tensão na carga (v_{l1}) com ampliação na transição de sua operação.

3.3 Configurações 4L4L/4L2C/2C2C para Sistemas a Quatro Fios

As configurações de DVR propostas para sistemas trifásicos a quatro fios estão descritas na Figura 3.22. Observa-se que todas elas são baseadas no conceito de usar transformadores com terminais a enrolamentos abertos. A configuração 2C2C, vide Figura 3.22(a), é composta de dois conversores convencionais com conexão ao ponto central do capacitor do barramento CC, conhecida na literatura como *split capacitor* (2C), conectados ao transformador de injeção em um arranjo com terminais a enrolamentos abertos. A configuração 4L2C, vide Figura 3.22(b), consiste de um inversor com quatro braços (4L) conectado em um lado dos terminais dos transformadores (conversor A) e um conversor com conexão ao ponto central do barramento CC (2C) no outro lado (conversor B). A terceira opção, referenciada aqui como configuração 4L4L, é baseada em dois conversores de quatro braços cada (4L) conectados aos transformadores de injeção, vide Figura 3.22(c).

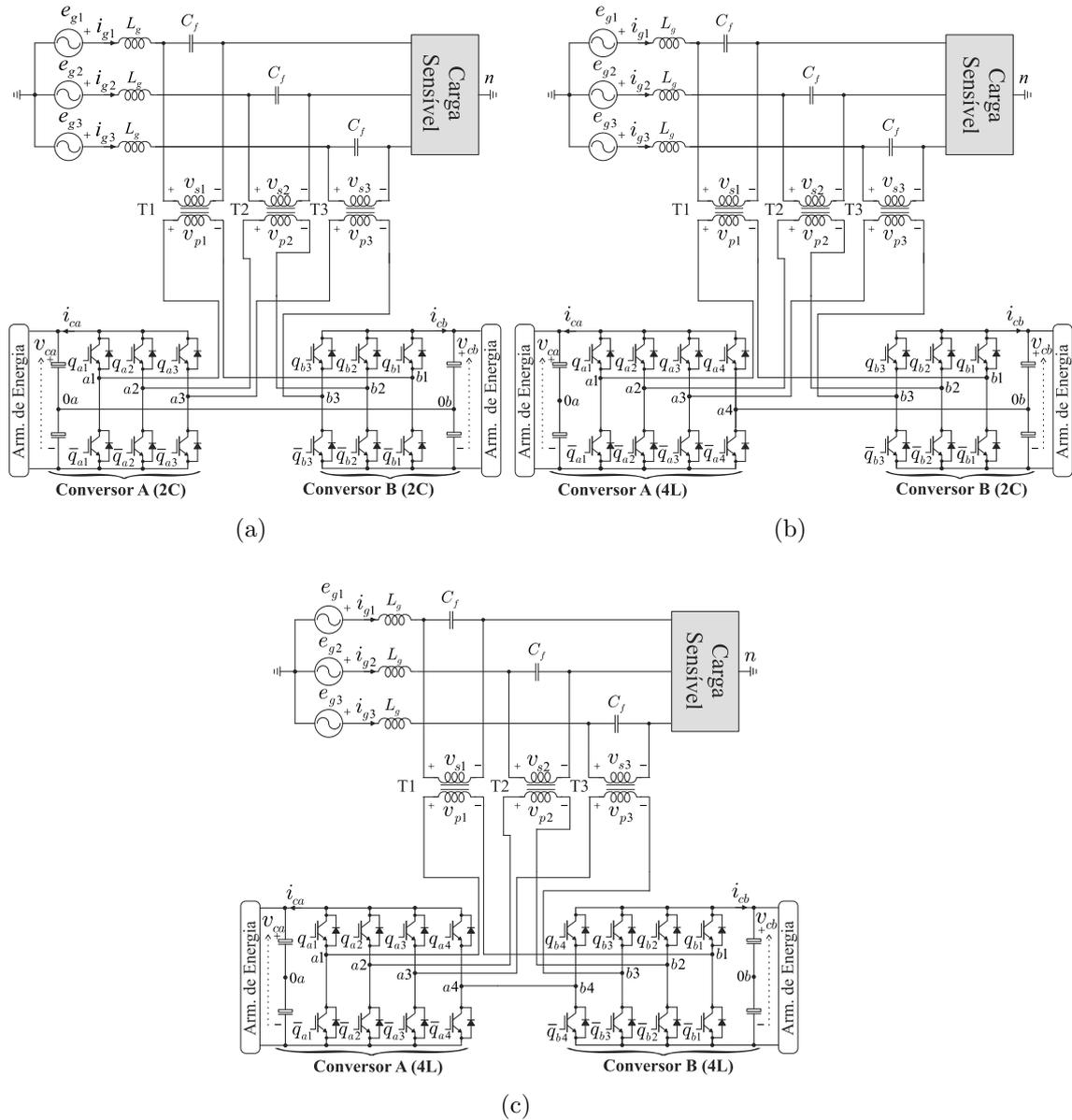


Figura 3.22: Configurações propostas para DVR em sistemas a quatro fios. (a) 2C2C. (b) 4L2C. (c) 4L4L.

3.3.1 Modelo do Sistema

No intuito de melhorar a legibilidade do texto, um circuito equivalente ideal para a configuração 4L4L é apresentado na Figura 3.23(a). Um modelo modificado para configuração 4L4L também é considerado, vide Figura 3.23(b). O modelo para as outras configurações (4L2C e 2C2C) torna-se caso com considerações particulares da tensão v_{r4} (i.e., $v_{r4} = v_{a40a}$ para configuração 4L2C e $v_{r4} = 0$ para configuração 2C2C).

As tensões de polo de cada configuração são dadas por v_{ak0a} (para o conversor A) e

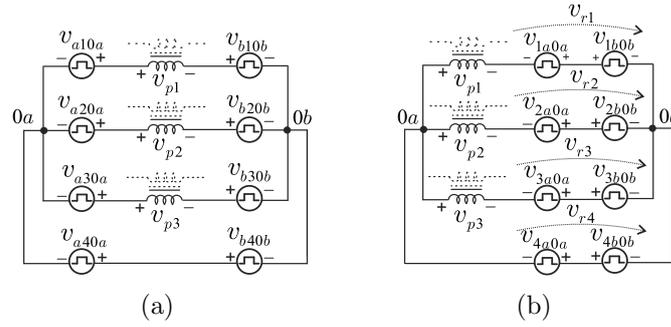


Figura 3.23: Circuito equivalente para configuração 4L4L. (a) Original. (b) Modificado.

v_{bk0b} (para o conversor B) com $k = 1, 2, 3, 4$. Tais tensões de polo dependem do estado de condução das chaves. O estado de condução podem ser representados por uma variável homônima binária (e.g., para o conversor A $q_{ak} = 1$ indica chave fechada enquanto $q_{ak} = 0$ indica chave aberta). Assim, as tensões de polo v_{ak0a} e v_{bk0b} são dadas por:

$$v_{ak0a} = 0,5v_{ca}(2q_{ak} - 1), \quad (3.33)$$

$$v_{bk0b} = 0,5v_{cb}(2q_{bk} - 1). \quad (3.34)$$

O modelo considerado nesta subseção é tratado para a configuração 4L4L uma vez que o modelo para as outras configurações (4L2C e 2C2C) pode ser obtido através de considerações particulares na tensão v_{ba} apresentada para a configuração 4L4L.

Configuração 4L4L

A partir das Figuras 3.22(c) e 3.23(a) a tensão do modelo para a configuração 4L4L é obtido por

$$v_{pj} = v_{rj} - v_{r4}, \quad (3.35)$$

onde $j = 1, 2, 3$ e

$$v_{rj} = v_{aj0a} - v_{bj0b}, \quad (3.36)$$

$$v_{r4} = v_{a40a} - v_{b40b}. \quad (3.37)$$

Note que v_{r4} a tensão entre os pontos $0a$ e $0b$, vide Figura 3.23(b). Neste capítulo, as variáveis k e j são mantidas como $k = 1, 2, 3, 4$ e $j = 1, 2, 3$ ao longo do texto.

Configuração 4L2C

Nesta configuração, as tensões v_{pj} permanecem como em (3.35). Todavia, deve-se notar que $v_{r4} = v_{a40a}$ uma vez que $v_{b40b} = 0$ na qual é conectado ao ponto central do barramento CC.

Configuração 2C2C

Esta configuração tem um modelo semelhante se comparado com o convencional 3HB, salientando-se que a 2C2C pode operar com tensões assimétricas no barramento CC. As tensões v_{pj} permanecem como em (3.35) com $v_{r4} = 0$.

Portanto, tendo em vista as expressões acima, uma estratégia PWM pode ser desenvolvida no intuito de maximizar o número de níveis e conseqüentemente reduzir a THD das variáveis produzidas pelo conversor, como será discutido na próxima seção.

3.3.2 Estratégia PWM

Nesta seção apenas a configuração 4L4L é descrita em detalhes devido ao fato da estratégia PWM para as outras configurações (4L2C e 2C2C) são obtidas pelas considerações particulares envolvendo as referências das tensões de polo associada ao quarto braço, como será discutido na sequência.

Configuração 4L4L

Pode-se observar que a partir das figuras 3.22(c) e 3.23(a) que será necessária a determinação de 8 tensões de polo de referência (i.e., v_{ak0a}^* e v_{bk0b}^* com $k = 1, 2, 3, 4$) a partir de 3 tensões de referência (v_{p1}^* , v_{p2}^* e v_{p3}^*) definidas pelos controladores. Assim, a partir dos graus de liberdade que o sistema oferece, 5 variáveis auxiliares são introduzidas, nomeadas como v_{r4}^* , v_{x1}^* , v_{x2}^* , v_{x3}^* , v_{x4}^* , para determinar v_{ak0a}^* e v_{bk0b}^* .

A partir de (3.35)-(3.37) introduz-se as tensões de referência v_{rj}^* e v_{r4}^* (v_{r4}^* é uma das variáveis auxiliares) como segue

$$v_{rj}^* = v_{aj0a}^* - v_{bj0b}^* = v_{pj}^* + v_{r4}^*, \quad (3.38)$$

$$v_{r4}^* = v_{a40a}^* - v_{b40b}^*. \quad (3.39)$$

Introduzindo-se as últimas 4 variáveis auxiliares v_{x1}^* , v_{x2}^* , v_{x3}^* , v_{x4}^* , as tensões de polo de referência são escritas como

$$v_{ak0a}^* = \frac{1}{2}v_{rk}^* + v_{xk}^*, \quad (3.40)$$

$$v_{bk0b}^* = -\frac{1}{2}v_{rk}^* + v_{xk}^*. \quad (3.41)$$

Para o cálculo das tensões de polo de referência v_{ak0a}^* e v_{bk0b}^* , é necessário calcular inicialmente as variáveis auxiliares v_{r4}^* , v_{x1}^* , v_{x2}^* , v_{x3}^* , v_{x4}^* . Todavia, os limites das tensões de polo ($\pm v_{ca}^*/2$ e $\pm v_{cb}^*/2$ para os conversores A e B, respectivamente) devem ser respeitados. A escolha normalizada das variáveis auxiliares satisfazendo seus limites, podem ser obtidas introduzindo-se um parâmetro μ ($0 \leq \mu \leq 1$) para cada uma (e.g., $v_{r4}^* \rightarrow \mu_{r4}^*$, $v_{x1}^* \rightarrow \mu_{x1}^*$, $v_{x2}^* \rightarrow \mu_{x2}^*$, $v_{x3}^* \rightarrow \mu_{x3}^*$ e $v_{x4}^* \rightarrow \mu_{x4}^*$).

Dadas v_{pj}^* a partir de (3.38) e (3.39), a tensão v_{r4}^* é determinada inicialmente com as seguintes expressões

$$v_{r4}^* = \mu_{r4}^* v_{r4 \max}^* + (1 - \mu_{r4}^*) v_{r4 \min}^*, \quad (3.42)$$

com

$$v_{r4 \min}^* = -v_{cab}^* - \min\{v_{p1}^*, v_{p2}^*, v_{p3}^*, 0\}, \quad (3.43)$$

$$v_{r4 \max}^* = v_{cab}^* - \max\{v_{p1}^*, v_{p2}^*, v_{p3}^*, 0\}, \quad (3.44)$$

onde $v_{cab}^* = (v_{ca}^* + v_{cb}^*)/2$ é a média da tensão de referência do barramento CC.

Uma determinada v_{r4}^* , as tensões de referência v_{rj}^* são calculadas a partir de (3.38) e conseqüentemente as referências v_{rk}^* são determinadas. A partir de (3.40) e (3.41) as tensões de referência v_{xk}^* são calculadas como

$$v_{xk}^* = \mu_{xk}^* v_{xk \max}^* + (1 - \mu_{xk}^*) v_{xk \min}^*, \quad (3.45)$$

como

$$v_{xk \min}^* = \max\{v_{xak \min}^*, v_{xbk \min}^*\}, \quad (3.46)$$

$$v_{xk \max}^* = \min\{v_{xak \max}^*, v_{xbk \max}^*\}, \quad (3.47)$$

em que

$$v_{xak \min}^* = -v_{ca}^*/2 - v_{rk}^*/2, \quad (3.48)$$

$$v_{xbk \min}^* = -v_{cb}^*/2 + v_{rk}^*/2, \quad (3.49)$$

$$v_{xak \max}^* = v_{ca}^*/2 - v_{rk}^*/2, \quad (3.50)$$

$$v_{xbk \max}^* = v_{cb}^*/2 + v_{rk}^*/2. \quad (3.51)$$

O algoritmo seguinte resume a estratégia PWM aplicada para a configuração 4L4L.

Passo 1: Determinar v_{r4}^* .

a) Dadas v_{pj}^* , determine $v_{r4\min}^*$ e $v_{r4\max}^*$ usando as relações (3.43) e (3.44), respectivamente;

b) Escolha μ_{r4}^* e determine v_{r4}^* usando (3.42);

Passo 2: Determine v_{rj}^* a partir de (3.38).

Passo 3: Determine v_{xk}^* .

a) A partir de v_{rk}^* , determine $v_{xk\min}^*$ e $v_{xk\max}^*$ usando as relações (3.46) e (3.47), respectivamente;

b) Escolha μ_{xk}^* e determine v_{xk}^* através de (3.45);

Passo 4: Determine v_{ak0a}^* e v_{bk0b}^* usando as relações (3.40) e (3.41), respectivamente.

O modelo modificado obtido considerando-se as tensões v_{rk}^* (i.e., v_{rj}^* e v_{r4}^*) é observado na Figura 3.23(b). Isto implica que uma vez que as tensões v_{rk}^* são calculadas pelos passos 1 e 2, os passos 3 e 4 correspondem a aplicação da estratégia PWM para resolver a determinação das tensões equivalentes como se fossem 4 pontes H.

Configuração 4L2C

Nesta configuração, existem apenas quatro variáveis auxiliares (v_{r4}^* , v_{x1}^* , v_{x2}^* e v_{x3}^*). A tensão de polo de referência v_{a40a}^* é igual a v_{r4}^* . Neste caso, $v_{r4\min}^*$ e $v_{r4\max}^*$ são dados por

$$\begin{aligned} v_{r4\min}^* &= \max\{v_{r4\min}^{\prime*}, v_{r4\min}^{\prime\prime*}\}, \\ v_{r4\max}^* &= \min\{v_{r4\max}^{\prime*}, v_{r4\max}^{\prime\prime*}\}, \end{aligned}$$

onde

$$\begin{aligned} v_{r4\min}^{\prime*} &= -v_{cab}^* - \min\{v_{p1}^*, v_{p2}^*, v_{p3}^*\}, \\ v_{r4\max}^{\prime*} &= v_{cab}^* - \max\{v_{p1}^*, v_{p2}^*, v_{p3}^*\}, \\ v_{r4\min}^{\prime\prime*} &= -v_{ca}^*/2, \\ v_{r4\max}^{\prime\prime*} &= v_{ca}^*/2. \end{aligned}$$

Depois dos passos 1 e 2, os passos 3 e 4 determinarão as tensões de polo para 3 pontes H e uma meia ponte.

Configuração 2C2C

Para esta configuração, existem 6 tensões de polo a serem determinadas. Assim, a estratégia PWM tem apenas 3 tensões de variáveis auxiliares (v_{x1}^* , v_{x2}^* , v_{x3}^*), uma vez que $v_{r4}^* = 0$. Conseqüentemente, o passo 1 não é necessário e depois do passo 2 (i.e., $v_{rj}^* = v_{pj}^*$), os passos 3 e 4 determinam as tensões de polo para 3 pontes H.

3.3.3 Escolha dos Parâmetros μ_{r4}^* e μ_{xk}^*

Em todas as três configurações, as tensões de polo de referência são comparadas com portadoras para se obter os estados das chaves na implementação do PWM. Os valores dos parâmetros μ_{r4}^* e μ_{xk}^* são escolhidos para reduzir a distorção harmônica da tensão de polo gerada pelos conversores A e B. A determinação dos parâmetros μ_{xk}^* e a disposição das portadoras para determinação das tensões de polo de pontes H equivalentes fora semelhante como descrita no caso do DVR-OEW 3 fios, discutido anteriormente.

Uma outra alternativa para a escolha dos parâmetros μ_{r4}^* e μ_{xk}^* é para considerar seus valores de forma a compartilhar a potência entre os barramentos CC dos conversores A e B. Esta opção permite minimizar a potência ativa em um barramento CC. Desta forma, tal barramento CC pode ser considerado como uma fonte de baixa energia (e.g., uma bateria com tensão nominal baixa) ou mesmo um barramento CC flutuante para casos de capacidade de operação tolerante a falhas.

3.3.4 Estratégia de Controle

Nesta aplicação, a estratégia de controle considerada foi em malha aberta combinada com compensação de ação antecipativa ("feed forward") que lida com queda de tensão causada pelo capacitor de filtro C_f . Desta forma, as tensões na rede (e_{gj}) são medidas e comparadas com as tensões da carga nominais (v_{lj}^*). O resultado desta comparação fornece as tensões a serem injetadas pelo DVR ($v_{pj}^* = e_{gj} - v_{lj}^*$). A ação antecipativa é usada na literatura para compensar eventuais quedas de tensão nos filtros passivos. Assim, as referências tornam-se

$v_{pj}^* = e_{gj} - v_{ij}^* + v_{cf}$. O método de detecção do afundamento de tensão usado nesta aplicação é semelhante ao descrito em (Nielsen et al., 2001). As tensões de referência v_{pj}^* devem ser sincronizadas com e_{gj} . Por isso, uma malha captura de fase baseada na potência fictícia (Filho et al., 2008) fora considerada.

3.3.5 Tensão no Barramento CC e Comparativo de Componentes

A tensão mínima do barramento CC (v_{cab}^* ou v_c^*) necessária para cada topologia foi analisada nesta seção. Este parâmetro reflete a tensão de pico reversa em cada chave. Pode-se observar também, de forma reduzida, o número de chaves e capacitores que são necessários para cada topologia. Nesta comparação, dois casos são considerados para tensões máximas balanceadas tratadas no eixo dq : i) sem injeção de tensão de sequência zero v_0 e ii) com injeção de tensão de sequência zero v_0 .

A Tabela 3.6 apresenta um comparativo da tensão do barramento CC em que o conversor produz tensões máximas balanceadas sem tensão de sequência zero. Desta forma, as tensões trifásicas v_{pj} (i.e., v_{p1} , v_{p2} e v_{p3}) são simétricas e balanceadas como segue:

$$v_{pj} = V_{pdq} \sin(\omega t - 2(j-1)\pi/3). \quad (3.52)$$

Considerando-se o parâmetro v_{cab}^* , as configurações 4L4L 4L2C apresentam uma redução de 56% em comparação com a topologia 2C. Em comparação com a topologia 4L, as topologias 4L4L e 4L2C podem ser reduzidas em até 50 %. Por fim, ambas (i.e., 4L4L e 4L2C) podem ser reduzidas até 15% se comparadas com a convencional 3HB e a proposta 2C2C. Além disso, elas têm um número maior de IGBTs bem como capacitores. A topologia proposta 2C2C proporciona mesma tensão nominal quando comparada com a topologia 3HB, porém tem a vantagem de poder operar com tensões diferentes nos barramentos CC. Assim, a topologia 2C2C, pode gerar as tensões v_{pj} com baixa distorção harmônica em comparação com a topologia 3HB.

Levando-se em consideração as estruturas multiníveis convencionais. Um comparativo similar pode ser observado com a topologia convencional NPC de 4 braços (4LNPC) (Kim et al., 2008). Pode-se observar que a 4LNPC apresenta o mesmo número de chaves de potência (i.e., 16 IGBTs) e os capacitores do barramento CC (i.e., 2 capacitores) como para

4L4L. Todavia, a topologia 4LNPC precisa oito (8) diodos de grampeamento adicionais os quais não são necessários para nenhuma das configurações propostas.

Tabela 3.6: Comparação topológica. v_{cab}^* é válido para configurações propostas e v_c^* é válido para as convencionais.

Topologia	v_{cab}^* ou v_c^*	IGBTs	Capacitores
Convencional 2C	$2,00V_{pdq}$	6	2
Convencional 3HB	$1,00V_{pdq}$	12	1
Convencional 4L	$1,73V_{pdq}$	8	1
Convencional 4LNPC	$1,73V_{pdq}$	16	2
Proposta 4L4L	$0,87V_{pdq}$	16	2
Proposta 2C2C	$1,00V_{pdq}$	12	4
Proposta 4L2C	$0,87V_{pdq}$	14	3

Para o caso em que v_{pj} tenha tensão de sequência zero, as configurações 4L4L, 4L e 4L2C podem gerar uma parcela da tensão com mesmo nível de tensão do barramento CC como pode-se observar na Tabela 3.6 (obtido com tensão de sequência zero). Assim, pode-se escrever as seguintes expressões

$$v_{pj} = V_{pdq} \sin(\omega t - 2(j-1)\pi/3) + V_{po} \sin(\omega t). \quad (3.53)$$

A máxima amplitude de V_{po} que pode ser alcançada para cada configuração são dadas por

- 4L4L e 4L:

$$V_{po} \leq 0,732V_{pdq}. \quad (3.54)$$

- 4L2C:

$$V_{po} \leq 0,2990V_{pdq}; \text{ se } v_{ca} = v_{cb}. \quad (3.55)$$

$$V_{po} \leq 0,1547V_{pdq}; \text{ se } v_{ca} = v_{cb}/2. \quad (3.56)$$

$$V_{po} \leq 0,4434V_{pdq}; \text{ se } v_{ca} = 2v_{cb}. \quad (3.57)$$

3.3.6 Comparativo do Espaço Vetorial

Existem 16 (2^4) e 64 (2^6) vetores de chaveamento disponíveis para o caso do DVR com as estruturas convencionais 4L e 3HB, respectivamente. A Figura 3.24 mostra todos os vetores disponíveis para essas configurações no espaço 3D (espaço dqo).

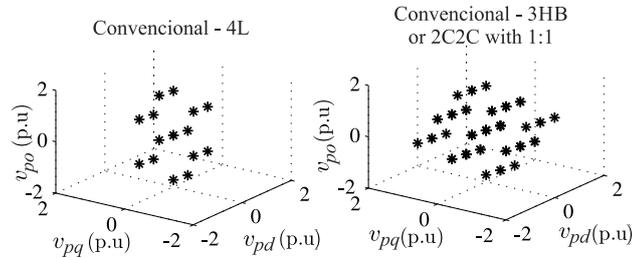


Figura 3.24: Espaço vetorial das tensões de saída do conversor e vetores disponíveis para conversor convencional 4L (lado esquerdo) e convencional 3HB (lado direito).

A Figura 3.25 mostra os vetores disponíveis para a estrutura 2C2C considerando dois casos relacionados às tensões no barramento CC (v_{ca} e v_{cb}): i) caso I (v_{cb} é o dobro da tensão v_{ca} o que implica em uma relação 1:2) e ii) caso II (v_{cb} é três vezes a tensão v_{ca} o que implica numa relação 1:3). Comparando-se com a configuração 3HB, a estrutura proposta 2C2C também possui 64 vetores de chaveamento porém proporciona mais opções de vetores em comparação com os vetores disponíveis na estrutura 3HB.

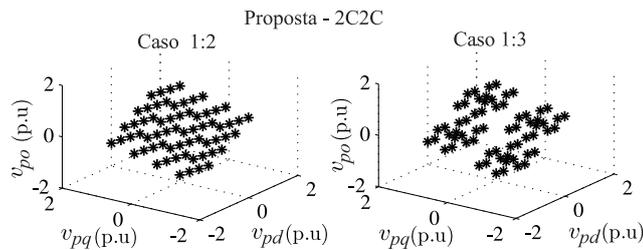


Figura 3.25: Espaço vetorial das tensões de saída do conversor e vetores de chaveamento disponíveis para estrutura proposta 2C2C com a relação das tensões no barramento CC sendo 1:2 (lado direito) e 1:3 (lado esquerdo).

A configuração proposta 4L2C possui 128 (2^7) vetores de chaveamento disponíveis. Assim, como esperado, o número de vetores distintos aumenta em comparação com os observados anteriormente, como pode-se verificar na Figura 3.26. Neste resultado, o caso I representa a operação com tensões iguais no barramento CC ($v_{ca}=v_{cb}$ o que significa uma relação 1:1) enquanto que o caso II corresponde a uma relação de 1:2.

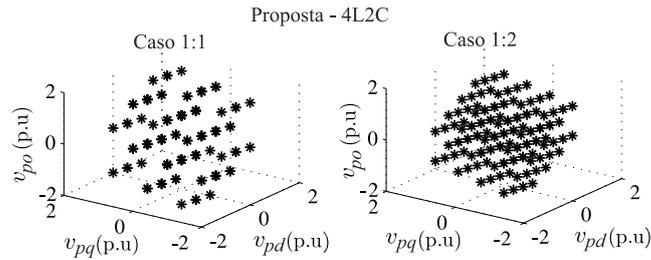


Figura 3.26: Espaço vetorial da tensão no conversor e seus vetores de chaveamento disponíveis para a estrutura 4L2C operando com tensões iguais no barramento CC 1:1 (lado esquerdo) e 1:2 relação (lado direito).

A Figura 3.27 mostra um resultado semelhante para a configuração 4L4L. Comparando-se o mesmo com as estruturas convencionais e com a estrutura 2C2C, pode-se observar que ambas as configurações 4L2C e 4L4L proporcionam maior número de vetores distintos para chaveamento do conversor mas alguns desses vetores têm valores de magnitude alta da componente v_{po} o que significa que podem vir a não ser usados se os conversores operam com nível de magnitude baixa da componente de sequência zero v_{po} .

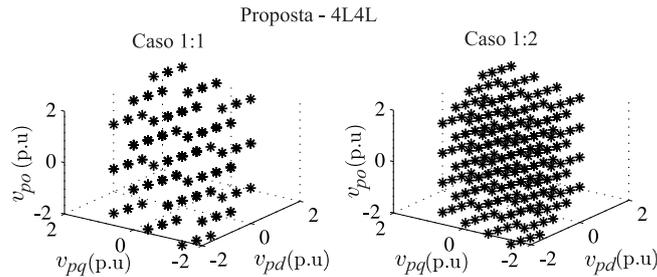


Figura 3.27: Espaço vetorial das tensões do conversor e seus vetores de chaveamento disponíveis para a estrutura propostas 4L4L operando com tensões iguais no barramento CC tendo uma relação 1:1 (lado esquerdo) e 1:2 (lado direito).

3.3.7 Distorção Harmônica

A distorção harmônica ponderada (WTHD) das tensões injetadas (v_{pj}) para configurações convencional 3HB e as propostas foram calculadas considerando-se

$$WTHD(p) = \frac{100}{a_1} \sqrt{\sum_{i=2}^p \left(\frac{a_i}{i}\right)^2} \quad (3.58)$$

em que a_1 é a amplitude da tensão fundamental, a_i é a amplitude da i^{esima} harmônica e p é o número de harmônicas levado em consideração. Assim, impondo-se a mesma condição de operação que refere-se a máxima injeção de tensão em um caso trifásico balanceado, os

valores de WTHD das tensões injetadas (v_{pj}) para a configuração convencional 3HB e a proposta podem ser observados na Tabela 3.7. A relação do barramento CC de 1:1 significa que as tensões operam com tensões iguais nos barramentos CC ($v_{ca}=v_{cb}$) enquanto que 1:2 ($v_{cb}=2v_{ca}$) e 1:3 significa ($v_{cb}=3v_{ca}$) tensões diferentes nos barramentos CC. Logo, pode-se observar que o melhor valor de WTHD (valor mínimo) é obtido com a configuração proposta 4L4L. Todavia todas as outras estruturas propostas apresentam valores baixos de WTHD em comparação com os melhores valores da estrutura convencional 3HB na qual apresenta melhor valor dentre as estruturas convencionais.

Tabela 3.7: Valores de WTHD para configuração convencional e configurações propostas ($f_s=10\text{kHz}$; $f_o=50\text{Hz}$).

Topologia de DVR	Relação do barramento CC	WTHD (%)
Convencional 3HB	-	0,22
Proposta 2C2C	1:2	0,14
	1:3	0,15
Proposta 4L2C	1:1	0,19
	1:2	0,12
Proposta 4L4L	1:1	0,12
	1:2	0,11

3.3.8 Estimativa de Perdas em Alta Frequência no Barramento CC

Nesta seção, um estudo comparativo referente a estimativa de perdas em alta frequência no barramento CC foi feito. Neste caso, a operação da estrutura convencional e as configurações propostas foram mantidas nas mesmas condições das tensões injetadas pelo DVR tendo o mesmo conteúdo harmônico.

A estimativa de perdas em alta frequência do barramento CC é calculada através de:

$$P_{loss}^{HO} = N(0, 45) ESR_{(100\text{Hz})} (I_{c,rms}^{HO})^2 \quad (3.59)$$

onde N é o número de capacitores usados em cada topologia, $I_{c,rms}^{HO}$ é a componente de alta frequência do valor médio quadrático da (RMS) da corrente no barramento CC (com $h > 50$), $ESR_{(100\text{Hz})}$ representa a resistência série equivalente para frequência de 100Hz. A ESR pode ser considerada constante para frequências superiores a 3kHz . Assim, ela é igual a 0,45 vezes o valor da ESR para frequência de 100Hz (Kolar e Round, 2006). Isto significa que P_{loss}^{HO} dependerá fortemente de $I_{c,rms}^{HO}$.

A Figura 3.28 mostra o espectro das correntes no barramento CC para fins de comparação com operação tendo tensões diferentes no barramento CC (i.e., considerando uma relação no barramento CC de 1:2). Assim, pode-se observar que a corrente total equivalente para as configurações propostas com enrolamentos abertos não ultrapassa a magnitude observada da corrente quando se usa a configuração convencional 3HB.

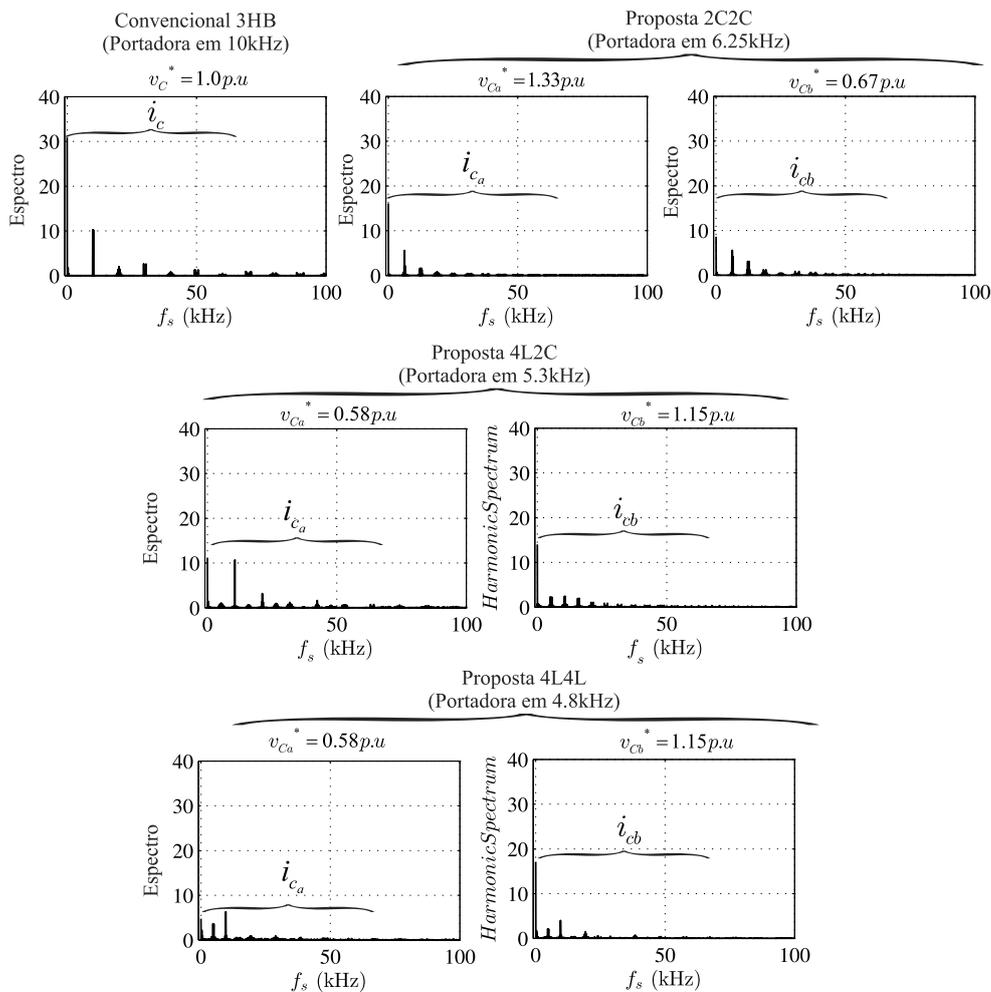


Figura 3.28: Espectro das harmônicas de corrente no capacitor do barramento CC para estruturas convencionais e propostas.

A Tabela 3.8 apresenta a estimativa de perdas de alta frequência normalizada pela potência obtida para a configuração convencional 3HB (i.e., $P_{loss}^{HO}/P_{loss(3HB)}^{HO}$). Neste caso, a potência da carga trifásica foi fixada em torno de 1 kW . Note que a estrutura proposta 4L4L apresenta uma redução de 64% na estimativa de perdas de alta frequência no barramento em comparação com as perdas da estrutura convencional enquanto que as configurações 2C2C e 4L2C apresentam reduções de 23 % e 39 %, respectivamente.

Tabela 3.8: Comparativo de perdas no barramento CC.

Perdas normalizadas no barramento CC				
Topologia	3HB	2C2C	4L2C	4L4L
$P_{loss}^{HO} / P_{loss(3HB)}^{HO}$	1,00	0,77	0,61	0,36

3.3.9 Estimativa de Perdas nas Chaves Semicondutoras

A estimativa de perdas nas chaves semicondutoras é obtida através de modelo de regressão, o qual foi obtido através de testes experimentais conforme apresentado em (Cavalcanti et al., 2003) e (Dias et al., 2009). Também foi utilizado o módulo de perdas (*thermal module*), uma ferramenta disponível no PSIM *v9.0*, no qual pode-se ter também estimativa de perdas equivalentes. A chave de potência usada em testes experimentais foi: IGBT dual module CM50DY-24H (POWEREX) acionada pelo *driver* SKHI-10 (SEMIKRON). Tal modelo de perdas inclui:

- a) Perdas de condução no IGBT e no diodo;
- b) Perdas na comutação (ligar) no IGBT;
- c) Perdas na comutação (desligar) no IGBT;
- d) Energia no diodo quando desligado;

A Figura 3.29 mostra um resultado com 5 casos em que as configurações propostas foram comparadas com a convencional 3HB sob mesma condições de operação (i.e., quatro (4) casos operando com tensão balanceada trifásica máxima sem componente de sequência zero e um quinto caso com componente de sequência zero) e com o mesmo valores de WTHD (WTHD = 0,22%) para as tensões v_{pj} . Por exemplo, a frequência média de chaveamento (f_s) fora 10 kHz, 6,25 kHz, 5,3 kHz e 4,8 kHz para as configurações 3HB, 2C2C, 4L2C e 4L4L, respectivamente. Tais valores garantem que o DVR pode gerar as tensões v_{pj} com o mesmo valor de WTHD. Tensões assimétricas nos barramentos CC foram consideradas (i.e., 1:2). Os resultados foram normalizados com a topologia convencional sendo 3HB (as perdas totais em torno de 58 W). A potência da carga trifásica foi fixada em torno de 1,5 kW. Note que as configurações propostas apresentam menores perdas de chaveamento e as perdas de condução aumentam decorrentes do número maior de chaves em algumas configurações propostas. Todavia, as perdas totais são menores em comparação com a convencional 3HB.

Neste caso a

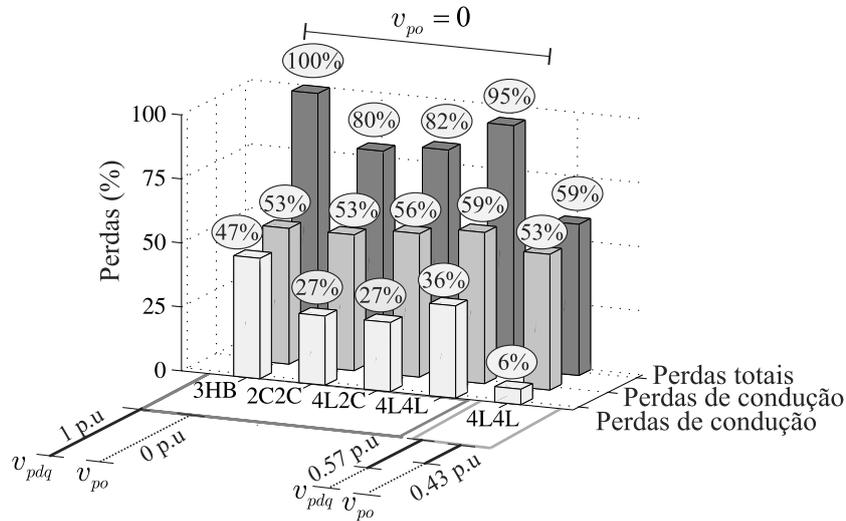


Figura 3.29: Comparativo da estimativa de perdas nas chaves semicondutoras para estruturas propostas operando com relação das tensões no barramento CC sendo 1:2 e a estrutura convencional. Os primeiros quatro resultados (da esquerda para direita) com $V_{po} = 0$ e o quinto resultado com 57% de V_{pdq} e 43% de V_{po} .

O quarto braço conectado ao neutro melhora o desempenho do sistema para compensação de tensão de sequência zero e também a possibilidade de controlar a tensão de sequência zero. Neste caso, o quinto resultado apresentado na Figura 3.29 mostra um caso da configuração 4L4L em que 57% de V_{pdq} é compensado, restando 43% de compensação para V_{po} . Desta forma, o conversor pode operar com tensão de barramento CC ($v_{ca} + v_{cb}$) igual a $\sqrt{3}V_{pdq}$ (o mesmo valor usado para o caso em que $V_{po} = 0$). Adicionalmente, a qualidade das formas de onda das tensões v_{pj} é melhorada em termos de WTHD, o que permite reduzir a frequência de chaveamento até 2,55 kHz para manter a mesma WTHD de v_{pj} obtido para os outros casos (i.e., WTHD = 0,22%). Assim, a possibilidade de distribuir a parcela de sequência zero no quarto braço justifica: i) redução do barramento CC e ii) melhoria da qualidade da forma de onda de v_{pj} que leva a uma redução da frequência de chaveamento para operar no mesmo valor de WTHD da convencional 3HB. Neste caso, foi considerado tensão assimétrica no barramento CC (i.e., razão do barramento CC sendo 1:2).

3.3.10 Resultados de Simulação

As configurações de DVR convencional 3HB e propostas foram avaliadas através de simulação usando o PSIM *v*9.0 e MATLAB [®]. A Figura 3.30 mostra as tensões injetadas (sem filtragem) pelo DVR considerando valores de tensões iguais ($v_{ca}=v_{cb}$) e diferentes ($v_{ca}\neq v_{cb}$) para as configurações propostas.

Os casos investigados na Figura 3.30 mostram que as tensões injetadas pelos DVR propostos apresentam mais níveis e como consequência eles apresentam menores valores de WTHD em comparação com a estrutura convencional 3HB para as mesmas condições de operação.

O desempenho do sistema com estruturas propostas de DVR foi investigado sob condições de: i) afundamento monofásico (vide Figura 3.31), ii) afundamento bifásico (vide Figura 3.32) e iii) afundamento trifásico (vide Figura 3.33). Neste caso, é apresentado resultado para a configuração 4L4L. Os resultados para as configurações 2C2C e 4L2C são similares. Pode ser visto que o DVR proposto compensa os afundamentos de tensão garantindo magnitude das tensões na carga acima 90% do valor nominal.

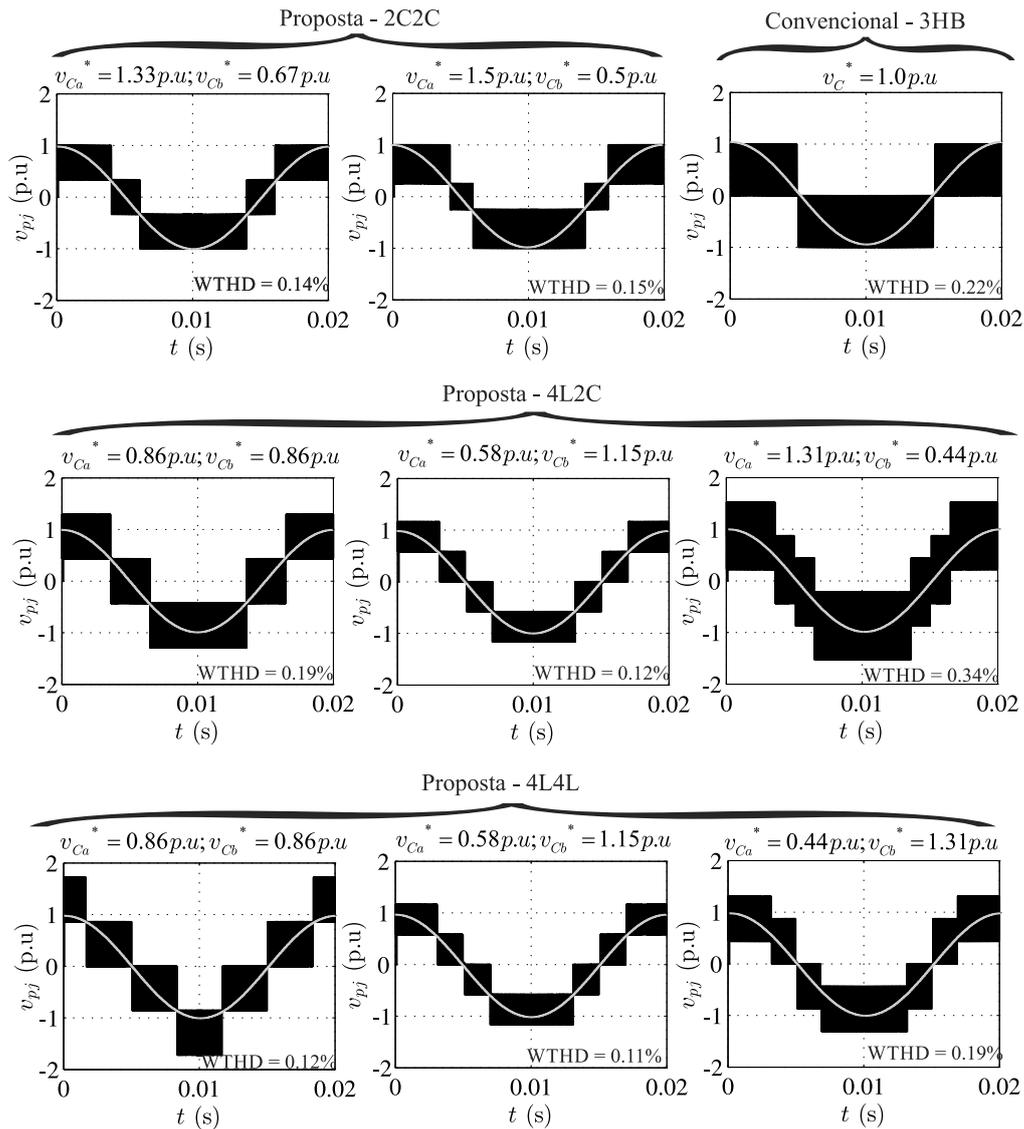


Figura 3.30: Resultados de Simulação. Tensões injetadas pelo DVR considerando a estrutura convencional 3HB e as propostas com tensões iguais no barramento CC ($v_{C_a} = v_{C_b} \rightarrow$ relação no barramento de 1:1) e tensões diferentes no barramento CC ($v_{C_a} \neq v_{C_b} \rightarrow$ relação no barramento de 1:2 e 1:3).

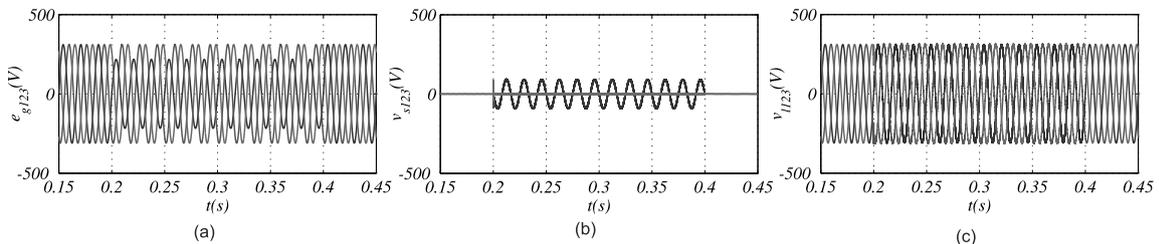


Figura 3.31: Resultado de simulação. Operação dinâmica do sistema sob condição de afundamento monofásico de tensão de 30%, no domínio do tempo. (a) Tensão na rede ($grid$). (b) Tensões injetadas pelo DVR. (c) Tensões na carga.

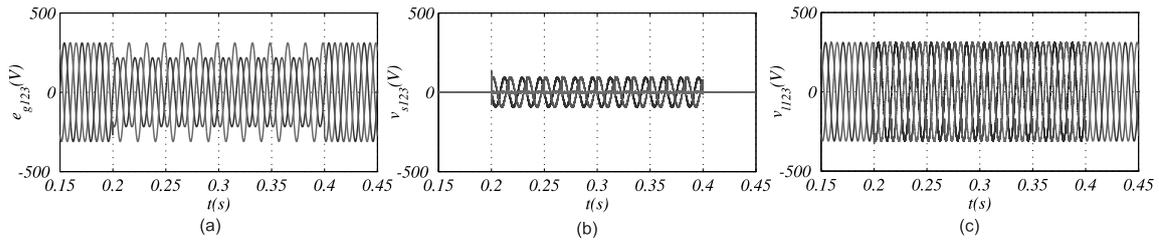


Figura 3.32: Resultado de simulação. Operação dinâmica do sistema sob condição de afundamento bifásico de tensão de 30%, no domínio do tempo. (a) Tensão na rede (*grid*). (b) Tensões injetadas pelo DVR. (c) Tensões na carga.

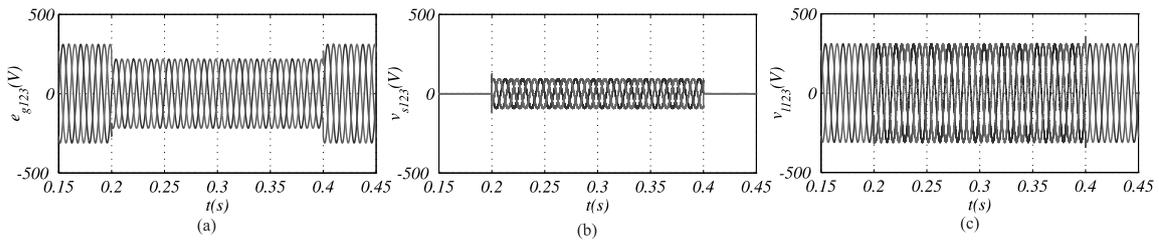


Figura 3.33: Resultado de simulação. Operação dinâmica do sistema sob condição de afundamento trifásico de tensão de 30%, no domínio do tempo. (a) Tensão na rede (*grid*). (b) Tensões injetadas pelo DVR. (c) Tensões na carga.

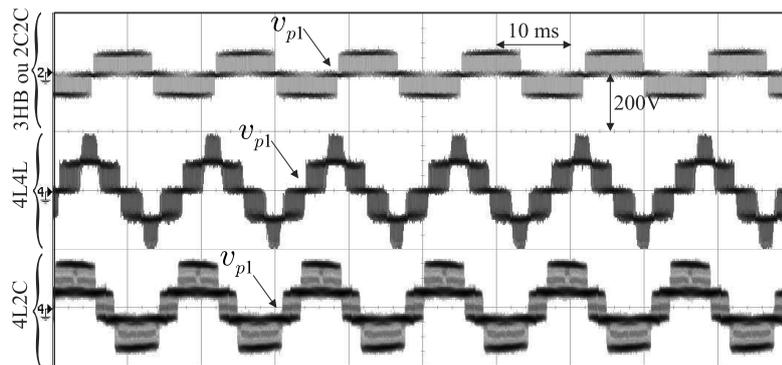
3.3.11 Resultados Experimentais

Os DVRs propostos, mostrados na Figura 3.22, foram validados experimentalmente no laboratório. Tais testes foram realizados na plataforma experimental descrita no apêndice. A tensão de fase considerada fora de 70 V (RMS) e o gerador de afundamento de tensão fora implementado com resistores de $50 \Omega / 200 \text{ W}$ conectados em série com a rede. O tipo de carga considerada nos testes foi um banco de resistores (lâmpadas incandescentes). A tensão do barramento CC dos conversores A e B foram carregadas com dois retificadores (isolados entre si) conectados a jusante da rede através de auto-transformador auxiliar.

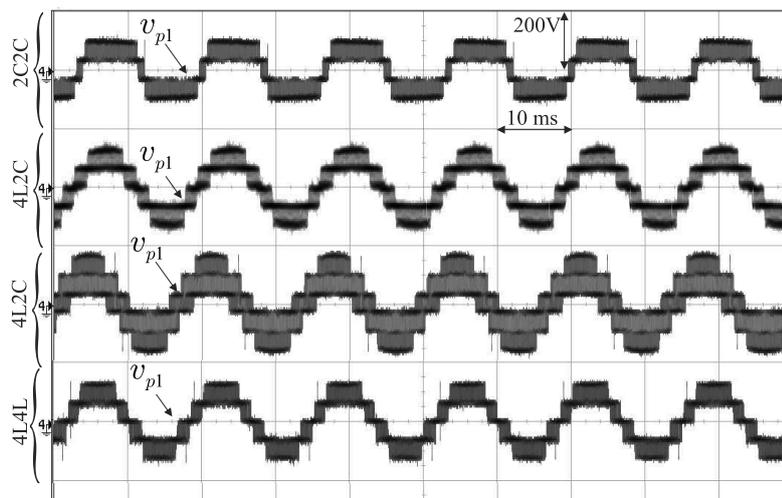
Os capacitores do barramento CC foram selecionados como $C = 2200 \mu\text{F}$, a frequência de chaveamento (f_s) empregada fora de 10 kHz . Três transformadores de injeção foram usados com potência nominal de 1 kVA cada, a relação de transformação do enrolamento primário para o secundário foi igual a 1:1. O núcleo dos transformadores é feito de material ferromagnético com grãos-orientados de formato toroidal. Tal característica minimiza sua indutância de dispersão. Três capacitores C_f foram conectados nos enrolamentos secundários dos transformadores de injeção afim de filtrar as harmônicas de alta frequência provenientes

dos conversores PWM. Os capacitores de filtragem foram selecionados como $C_f = 30 \mu\text{F}$.

Os conversores usados para o protótipo são compostos de chaves tipo IGBT da Semikron (SKM50GB123D) acionadas com drivers SKHI23 que recebem sinais via interface ótica conectados a um processador digital de sinais (DSP) TMS320F28335 no qual se implementa a rotina de controle bem como estratégia PWM.



(a)



(b)

Figura 3.34: Resultados experimentais. Tensão v_{p1} para cada configuração proposta e a convencional 3HB (ou 2C2C). (a) 3HB ou 2C2C (superior), 4L4L (meio) e 4L2C (inferior) operando com razão dos barramentos CC 1:1 ($v_{ca} = v_{cb} = 100 \text{ V}$). (b) 2C2C (superior), 4L2C (meio 1: $v_{ca} = 67 \text{ V}$ e $v_{cb} = 133 \text{ V}$), 4L2C (meio 2: $v_{ca} = 133 \text{ V}$ e $v_{cb} = 67 \text{ V}$) e 4L4L (inferior) operando com razão dos barramentos CC 1:2 ($v_{ca} = 133 \text{ V}$ e $v_{cb} = 67 \text{ V}$).

Os resultados experimentais apresentados na Figura 3.34 mostram a validação do PWM para os DVR propostos e com tensão de fase no lado primário dos transformadores (v_{p1}) sendo observada para uma fase por configuração. A operação com $v_{Ca} = v_{Cb}$ (i.e., razão

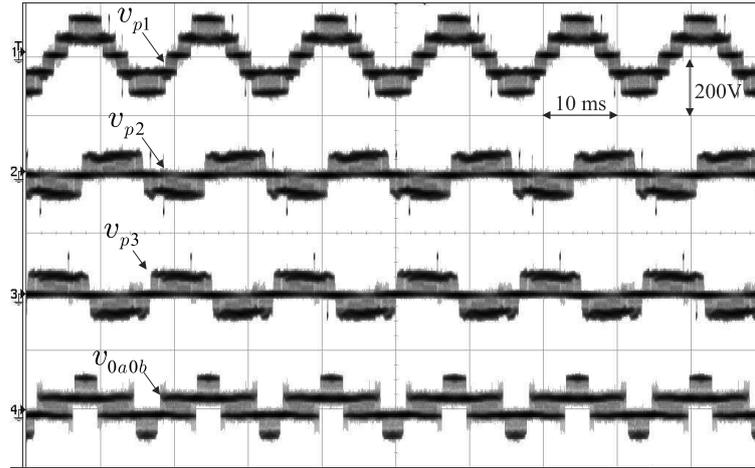


Figura 3.35: Resultados Experimentais. Tensões injetadas pelo DVR com a configuração 4L4L compensando 35 % da sequência zero. Os inversores operam neste caso com $v_{ca} = 133 \text{ V}$ e $v_{cb} = 67 \text{ V}$.

do barramento CC 1:1) são mostradas na Figura 3.34(a) enquanto que os casos de tensões assimétricas nos barramentos (i.e., razão dos barramentos CC 1:2) são mostradas na Figura 3.34(b). Pode-se observar que os resultados experimentais obtidos nesta etapa são coerentes com os esperados via simulação (vide Figura 3.30).

Na Figura 3.35 tem-se os resultados em que a configuração 4L4L compensa 50% da componente da tensão dq e 35% da componente de sequência zero. Desta forma, as referências são

$$v_{pj} = 0,5V_{pdq}\sin(\omega t - 2(j-1)\pi/3) + V_{po}\sin(\omega t), \quad (3.60)$$

com $V_{pdq} = 2v_{cab}^*/\sqrt{3}$ e $V_{po} = 0,35V_{pdq}$.

A operação dinâmica dos DVR propostos foi testada experimentalmente. A Figura 3.36 mostra resultados em que os DVRs compensam um afundamento trifásico desbalanceado em torno de 35% com duração de 400 ms. Pode-se observar que as tensões da carga mantiveram suas magnitudes acima de 95% do valor nominal. O intervalo de tempo entre a ocorrência do afundamento de tensão e a ação do DVR fora basicamente de 4 ms para as três configurações. Alguns transitórios (*spikes*) são observados nas tensões da carga no momento antes e depois do distúrbio. Isto é devido ao fato que capacitor de filtragem (C_f) está submetido a uma ação instantânea de tensão do DVR. Este fenômeno também fora observado em alguns estudos na literatura e podem ser atenuados com um método de controle mais preciso ou através de um filtro passivo mais robusto (e.g., filtro do tipo LCL) conforme discutido em (Nielsen et al.,

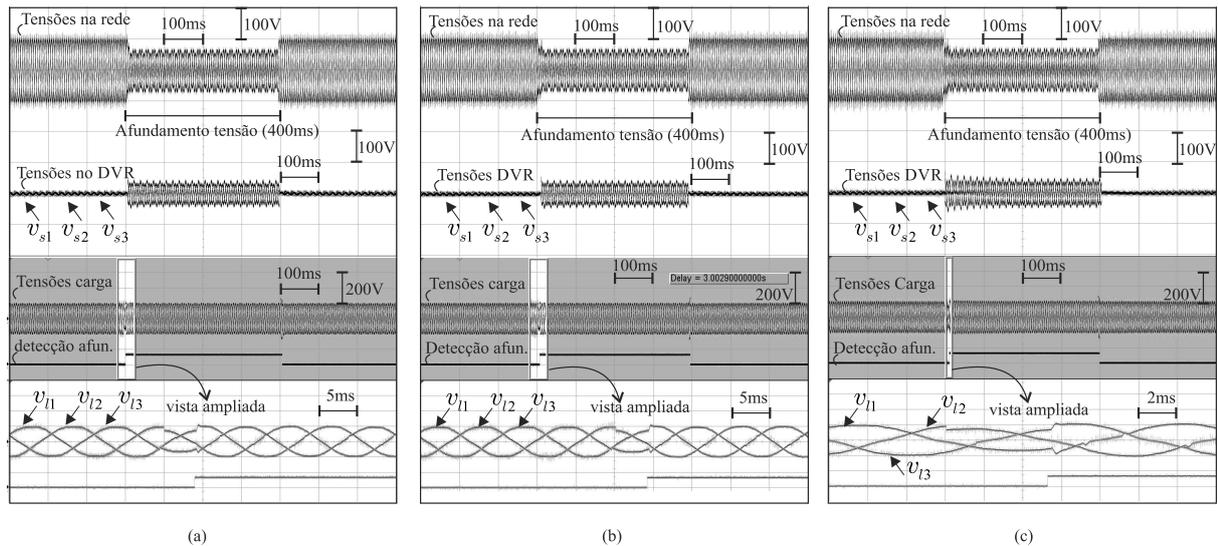


Figura 3.36: Resultados experimentais. Tensões do sistema considerando as três configurações propostas operando com tensões assimétricas no barramento CC perante um afundamento trifásico desbalanceado de 35% com duração de 400 ms. (a) 4L4L. (b) 4L2C. (c) 2C2C.

2001, Cheng et al., 2003). Na Figura 3.37, pode-se observar que a carga é mantida nas faixas tolerantes das curvas de sensibilidade. De fato, tanto para a curva ITIC quanto para a curva SEMI F47 (mencionadas no capítulo 1), observa-se o ponto de operação da carga sem DVR (com apenas o distúrbio) fora da região tolerante enquanto que após inserção dos DVR os pontos de operação da carga com os DVRs propostos são levados a uma faixa de operação normal do sistema.

Na Figura 3.38 tem-se a compensação dos DVRs propostos para uma afundamento de tensão monofásico com 40% de magnitude gerado na tensão da rede (e_{g1}) com duração de 200 ms. Neste casos as configurações propostas operam com tensões assimétricas nos barramentos CC. Desta forma, uma vez que a tensão da rede sofre o afundamento, o mesmo é detectado pelos DVRs e os conversores iniciam o processo de compensação aplicando a tensão necessária diretamente no lado primário dos transformadores de injeção. Esta tensão é filtrada (filtragem de harmônicas provenientes do PWM) pelos capacitores C_f proporcionando a tensão v_{s1} necessária para compensar o afundamento. Os resultados são apresentados apenas para a fase que sofreu o distúrbio (i.e., fase 1). Pode-se observar que a tensão da carga (v_{l1}) mantém-se no valor nominal (i.e., 1 p.u) o que caracteriza uma compensação satisfatória para o sistema. A Figura 3.38(a) apresenta resultado obtido para configuração 4L4L operando com $v_{ca} = 2v_{cb}$. O mesmo cenário de operação considerando a configuração 4L2C

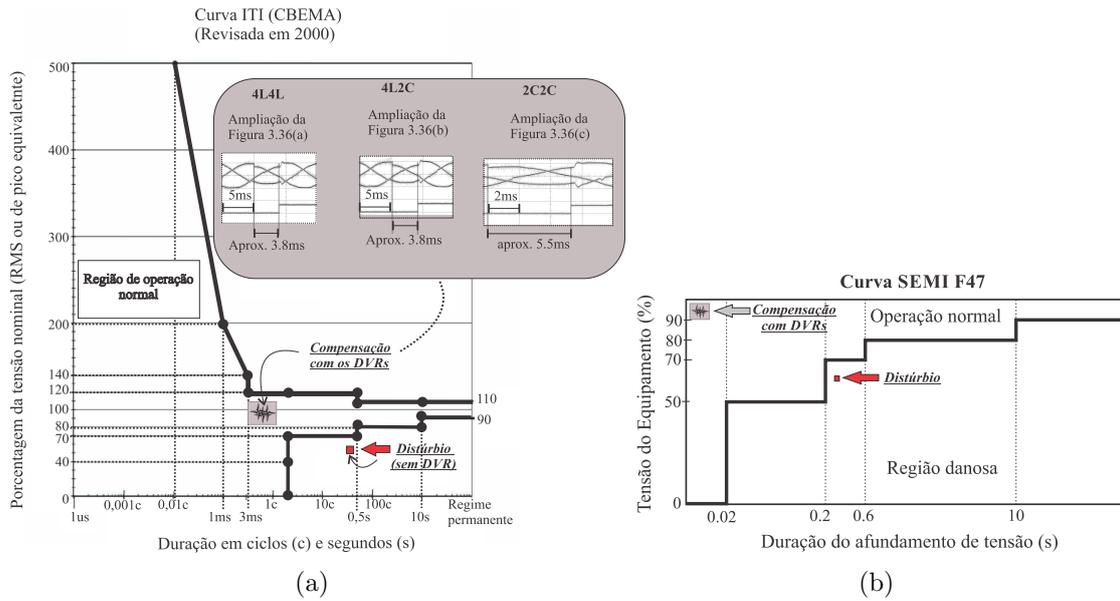


Figura 3.37: Resultados experimentais. Localização da compensação da carga pelos DVRs propostos nas curvas de sensibilidade. (a) Para a curva ITIC (CBEMA). (b) Para a curva SEMI F47.

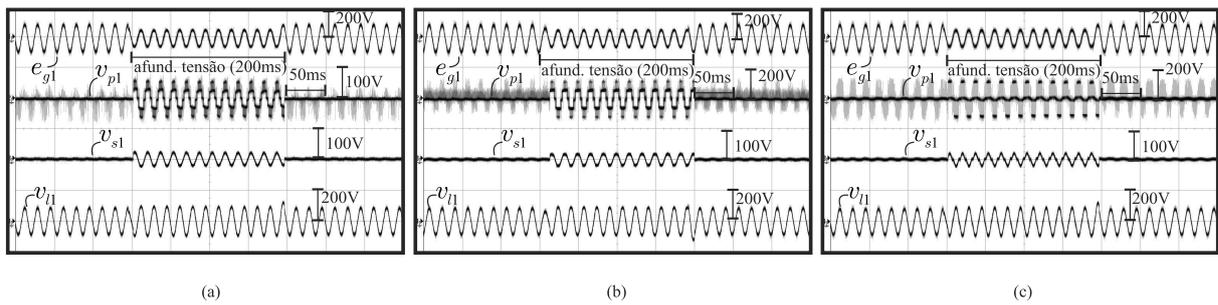


Figura 3.38: Resultados experimentais. Tensões do sistema na fase 1 considerando configurações proposta operando com tensões assimétricas no barramento para um afundamento monofásico de 40% com duração de 200 ms. (a) 4L4L. (b) 4L2C. (c) 2C2C.

pode ser observado na Figura 3.38(b) em que a razão das tensões nos barramentos CC é $v_{ca} = 0,5v_{cb}$. O resultado para a configuração 2C2C é semelhante e pode ser observado na Figura 3.38(c) para $v_{ca} = 2v_{cb}$.

3.4 Configuração Generalizada para Sistemas a Três Fios

3.4.1 Modelo do Sistema

A configuração descrita na Figura 3.39 tem seu modelo generalizado para K -estágios com K -transformadores e K -conversores em ponte trifásica em que 2 barramentos são considerados em cada lado (i.e., lado superior e lado inferior). Para o lado superior note que cada braço do conversor é representado pelas chaves q_{1jU} , q_{2jU} , ..., q_{KjU} , \bar{q}_{1jU} , \bar{q}_{2jU} , ..., \bar{q}_{KjU}

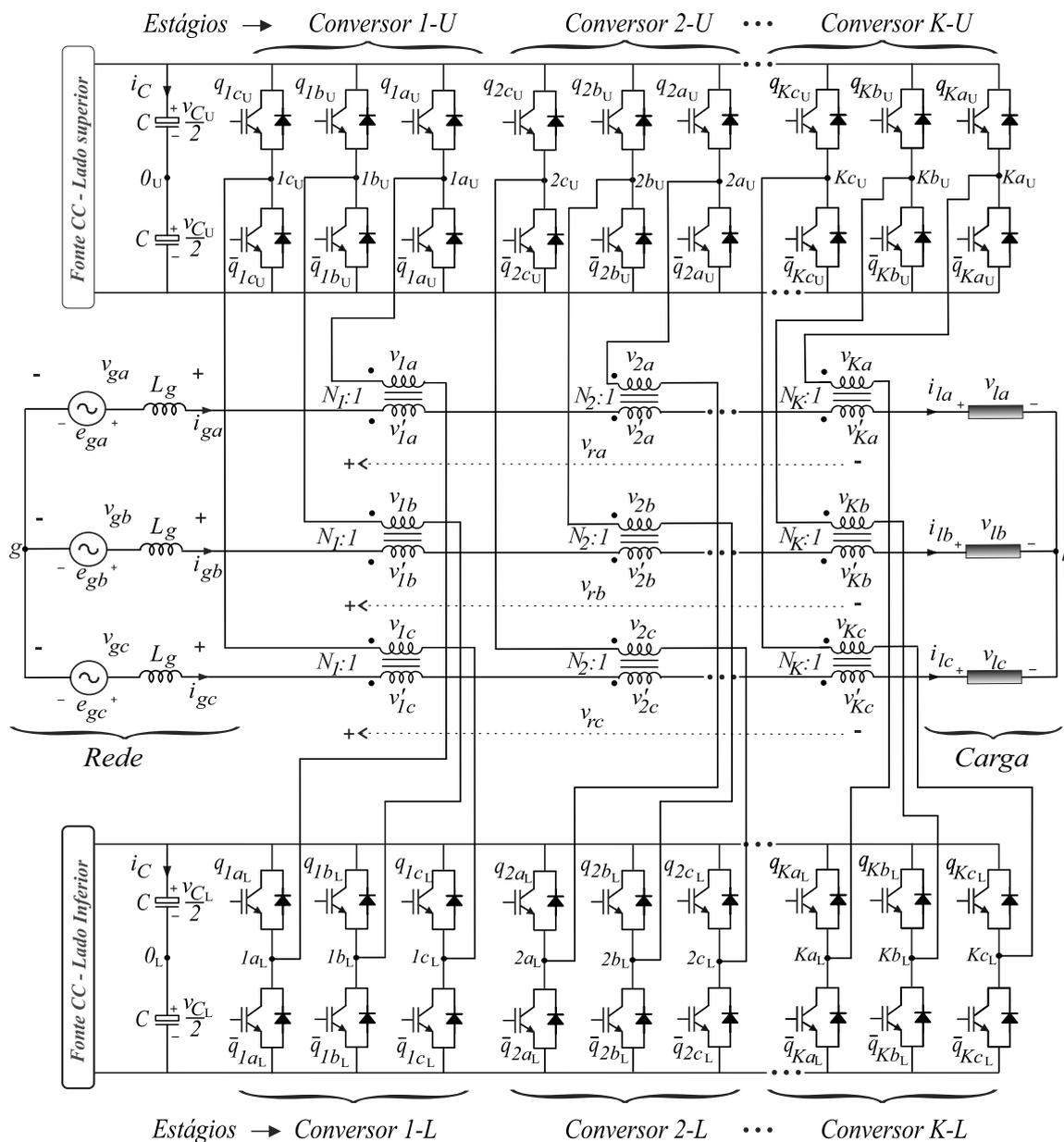


Figura 3.39: Configuração DVR OEW generalizada com K -estágios.

onde o sub-índice j está relacionado para cada fase (e.g., $j = a, b, c$). Para o lado inferior, o sub-índice "U" é substituído pelo sub-índice "L". As chaves q e \bar{q} são complementares uma das outras.

As tensões de polo do inversor para o lado superior ($v_{kj0U} \rightarrow v_{1j0U}, v_{2j0U}, \dots, v_{Kj0U}$) e lado inferior ($v_{kj0L} \rightarrow v_{1j0L}, v_{2j0L}, \dots, v_{Kj0L}$), podem ser expressadas como

$$v_{kj0U} = (2q_{kajU} - 1) \frac{v_{CU}}{2}, \quad (3.61)$$

$$v_{kj0L} = (2q_{kjL} - 1) \frac{v_{CL}}{2}, \quad (3.62)$$

em que o sub-índice "k" está relacionado com cada estágio (e.g., $k = 1, 2, 3, \dots, K$). As chaves de potência são representadas pela variável binária em que $q = 1$ indica uma chave fechada e $q = 0$ uma chave aberta.

As tensões no primário dos transformadores (i.e., $v_{kj} = v_{kj0U} - v_{kj0L}$) podem ser expressas como

$$v_{ka} = v_{ka0U} - v_{ka0L}, \quad (3.63)$$

$$v_{kb} = v_{kb0U} - v_{kb0L}, \quad (3.64)$$

$$v_{kc} = v_{kc0U} - v_{kc0L}. \quad (3.65)$$

O modelo do sistema considerando as tensões na rede (v_{gj}), tensões dos transformadores no secundário ($v'_{1j}, v'_{2j}, \dots, v'_{Kj}$) e tensões na carga (v_{lj}) podem ser expressas como

$$v_{gj} = (v'_{1j} + v'_{2j} + \dots + v'_{Kj}) + v_{lj} - v_{gl}, \quad (3.66)$$

em que $v'_{1j} = N_1(v_{1j0U} - v_{1j0L})$, $v'_{2j} = N_2(v_{2j0U} - v_{2j0L})$, ..., $v'_{Kj} = N_K(v_{Kj0U} - v_{Kj0L})$. Com N_1, N_2, \dots, N_K sendo as relações de transformação dos transformadores associados com os pares de conversores (1 - U e 1 - L), (2 - U e 2 - L), ..., (K - U e K - L), respectivamente.

As tensões de saída do conversor resultante (v_{rj}) podem ser expressas como

$$v_{rj} = v'_{rj} - v'_{0UL}, \quad (3.67)$$

$$v'_{rj} = v'_{rjU} + v'_{rjL}, \quad (3.68)$$

em que $v'_{rjU} = N_1v_{1j0U} + N_2v_{2j0U} + \dots + N_Kv_{Kj0U}$; $v'_{rjL} = N_1v_{1j0L} + N_2v_{2j0L} + \dots + N_Kv_{Kj0L}$. Uma vez que o sistema é considerado como balanceado pode-se afirmar que $v'_{0UL} = (v'_{ra} + v'_{rb} + v'_{rc})/3$.

A partir de (3.68) e (3.66) o modelo do sistema é simplificado como

$$v_{gj} = v_{rj} + v_{lj} - v_{gl}. \quad (3.69)$$

O DVR proposto tem dois parâmetros que podem ser considerados para melhorar a qualidade da forma de onda das tensões (v_{rj}): *i*) relação de transformação dos transformadores (i.e., N_1, N_2, \dots, N_K) e *ii*) razão das tensões nos barramentos CC (e.g., $v_{C_U} = v_{C_L} \Rightarrow 1:1$). O primeiro segue uma sequência geométrica com razão 2 (e.g., $N_1 = 1, N_2 = 2, N_3 = 4, \dots, N_K = 2^{(K-1)}$). Todavia, a redundância dos estados de chaveamento pode ser obtida com pelo menos dois transformadores por fase tem a mesma razão (e.g., $N_1 = N_2 = 1$). O segundo parâmetro pode ser escolhido de tal forma que a redundância é aumentada ou não. Neste caso, as tensões v_{rj} podem ter uma quantidade maximizada de níveis na tensão de saída se esses dois parâmetros forem escolhidos apropriadamente. A Figura 3.40 mostra casos particulares com a abordagem 1-dimensão (1D) para implementação da estratégia PWM por fase em que $v_C = 0,5(v_{C_U} + v_{C_L})$.

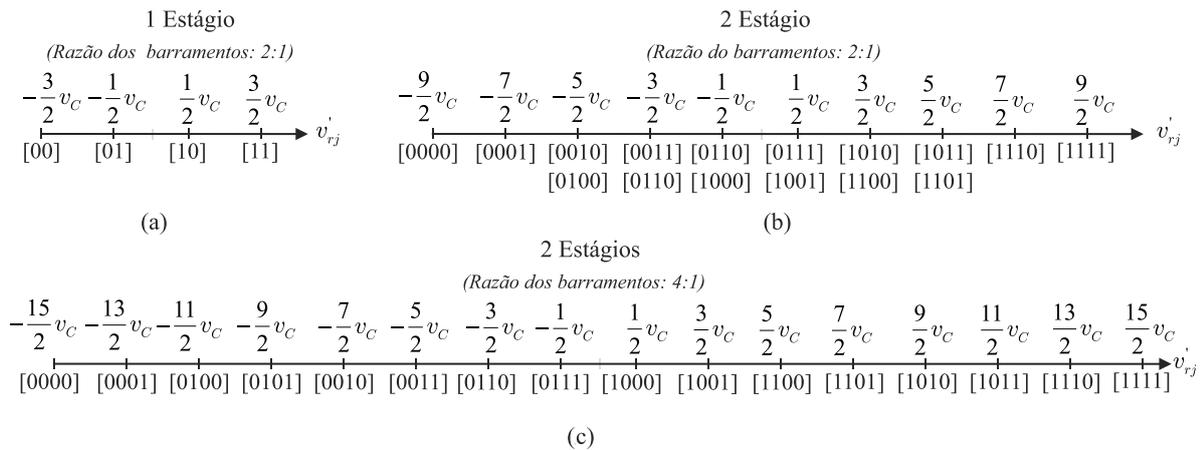


Figura 3.40: Abordagem 1-dimensão para os níveis existentes nas tensões de saída (v'_{rj}), de acordo com os estados de chaveamento $[q_{1jU} q_{1jL}]$ para operação com 1 estágio e $[q_{2jU} q_{2jL} q_{1jU} q_{1jL}]$ com 2 estágios. (a) 1 estágio em que 2 : 1 implica $v_{C_U} = 2v_{C_L}$. (b) e (c) com 2 estágios tendo $N_1 = 1$ e $N_2 = 2$ em que 2 : 1 implica $v_{C_U} = 2v_{C_L}$ e 4 : 1 significa $v_{C_U} = 4v_{C_L}$, respectivamente.

3.4.2 Estratégia PWM

A estratégia de modulação descrita para esta configuração é baseada na técnica LSPWM. Todavia, um algoritmo para o cálculo das tensões é apresentado levando-se em consideração as tensões de saída v_{rj}^* por fase. Uma vez que o controlador de tensão irá fornecer as tensões

de referência para o conversor resultante ($v_{rj}' = (v_{gj} - v_{lj})^*$), as referências para v_{rj}' são

$$v_{rj}' = v_{rj}^* + v_{0UL}^*, \quad (3.70)$$

em que $v_{rj}^* = v_{1j}^* + v_{2j}^* + \dots + v_{Kj}^*$.

A tensão de referência para v_{0UL}^* é calculada como

$$v_{0UL}^* = \mu_{0UL}^* v_{0UL \max}^* + (1 - \mu_{0UL}^*) v_{0UL \min}^*, \quad (3.71)$$

com

$$v_{0UL \min}^* = -0,5v_C^*(N_1 + \dots + N_K) - \min\{v_{rj}'\}, \quad (3.72)$$

$$v_{0UL \max}^* = 0,5v_C^*(N_1 + \dots + N_K) - \max\{v_{rj}'\}, \quad (3.73)$$

em que $v_C^* = (v_{C_U}^* + v_{C_L}^*)/2$

Uma vez que as tensões v_{rj}^* são determinadas pelo controlador, o algoritmo para se determinar v_{rj}' é resumido nos seguintes passos: I) Calcular $v_{0UL \min}^*$ e $v_{0UL \max}^*$ de acordo com (3.73); II) Escolher μ_{0UL}^* entre 0 e 1 e determinar v_{0UL}^* em (3.71) e III) calcular v_{rj}' a partir de (3.70).

Desta forma, assumindo o caso da operação com 2 estágios em que a razão dos barramentos é 4:1 [vide Figura 3.40(c)], as tensões de polo de referência v_{rj}' são comparadas com quinze portadoras deslocadas em nível ($v_{t1} - v_{t15}$) conforme descrito na Figura 3.40(c). O resultado desta comparação dará os estados de chaveamento (q_{1jU} , q_{1jL} , q_{1jU} e q_{1jL}) que são impostos por cada conversor.

3.4.3 Resultados de Simulação

No intuito de se verificar a consistência da estratégia PWM descrita anteriormente, alguns resultados de simulação foram obtidos e podem ser observados na Figura 3.41. Tais resultados mostram as tensões de saída do conversor resultado para uma fase (v_{ra}) com a implementação PWM de acordo com a estratégia descrita anteriormente. Os resultados para as outras fases são semelhantes. O primeiro grupo de resultados na parte superior da Figura 3.41 mostra formas de onda para a estrutura convencional (conv.) e propostas (prop.) em que os mesmos operam com 1 estágio. O segundo grupo no lado inferior são considerados

para as configurações de DVR operando com 2 estágios (i.e., $K = 2$). Neste caso, a estrutura convencional com 2 estágio tem relação de transformação igual a $N_1 = 1$ e $N_2 = 3$ enquanto que a proposta fora considerada com relação de transformação igual a $N_1 = 1$ e $N_2 = 2$.

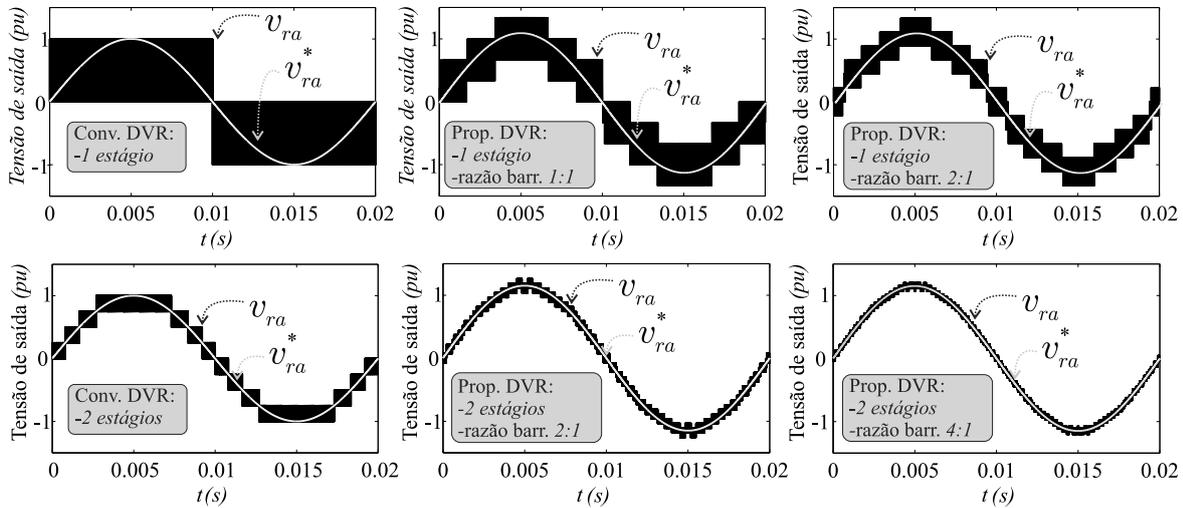


Figura 3.41: Tensão de fase (v_{ra}) do conversor resultante na fase a considerando 1 e 2 estágios. (Lado superior) 1 estágio para convencional e proposto, respectivamente. (Lado inferior) 2 estágios para convencional $N_1 = 1$ e $N_2 = 3$ e para o proposto com $N_1 = 1$ e $N_2 = 2$.

3.5 Conclusões

Neste capítulo, foram apresentadas: *i*) uma estrutura de restaurador dinâmico de tensão (DVR) para sistemas a três fios (denominada DVR-OEW), *ii*) três estruturas de DVRs para sistemas a quatro fios (denominadas 4L4L, 4L2L e 2C2C) e *iii*) uma estrutura generalizada de DVR com transformadores em cascata (denominada DVR-COEW). Todas elas partiram do princípio alimentar os transformadores com terminais a enrolamentos abertos (OEW do inglês *Open-End Winding*). As estruturas competem diretamente, em termos de eficiência, com estruturas multiníveis (e.g., NPC) e/ou estruturas clássicas (3HB).

A estrutura DVR-OEW para sistemas a três fios, foi comparada em diferentes cenários com estruturas convencionais. A mesma pode operar com tensões iguais ou diferentes nos barramentos CC. Todavia, os aspectos mais vantajosos foram observados na estrutura operando com tensões diferentes no barramento CC. Tais aspectos refletem-se nas figuras de mérito consideradas para as análises comparativas (e.g., WTHD, perdas nas chaves, perdas nos barramentos). Por exemplo, o DVR-OEW proposto apresentou maior ganho de perdas das chaves semicondutoras quando tem-se operação com tensão diferentes nos barramentos

CC. Neste caso, um cenário justo de comparação foi com operação perante mesmo valor de WTHD em que o DVR-OEW apresentou uma redução de 87%, 76% e 50% nas perdas de chaveamento com relação as perdas das topologias 2L, 3L e NPC, respectivamente. Esta redução das perdas de chaveamento proporcionou redução nas perdas totais em torno de 67%, 52% e 25% comparando-se com 2L, 3L e NPC, respectivamente. Tabelas e curvas comparativas possibilitaram quantificar as vantagens do DVR-OEW em face aos DVR convencionais. Também foi observado que o DVR-OEW apresenta possibilidade de operar com um barramento CC com potência ativa nula. Esta característica pode reduzir o custo do sistema (i.e., redução de fonte auxiliar) ou aumentar a confiabilidade (tolerância em caso de falhas nas fontes auxiliares) uma vez que foi observada a possibilidade o inversor B poderia operar com barramento flutuante. Neste caso, a técnica para implementação consiste no uso de um controle por histerese afim de modificar os estados de chaveamento (e disposição das portadoras) para carregar e descarregar o barramento flutuante. Outra característica não mencionada e tratada neste trabalho para o DVR-OEW diz respeito a capacidade tolerância a falhas nos conversores. Em caso de falha de um dos braços o DVR-OEW pode continuar operando como um convencional 2L em valor nominal reduzido, uma vez que o mesmo apresenta 50% de redução nos esforços de tensão nas chaves semicondutoras devido a redução do barramento (característica dos conversores em arranjo série OEW).

Para as estruturas de restauradores dinâmicos de tensão (DVRs) aplicadas em sistemas a quatro fios foram observadas as mesmas vantagens que no caso do DVR-OEW para sistemas a três fios. Todavia, no cenário de aplicação em sistemas a quatro fios, os DVRs propostos (principalmente o 4L4L) apresentaram uma justificativa com vantagens mais fortes na consideração da magnitude de tensão de sequência zero a ser injetada no sistema, sem comprometer a tensão nominal no barramento CC. Este efeito faz com que o quarto do braço do conversor consiga processar maiores valores de componente de sequência zero sem prejudicar a limitação das tensões no barramento CC. Efeito que ocorre no caso da estrutura do DVR convencional 3HB. Além disso, o caso em que o DVR precise compensar tensões com 43% de componente de sequência zero (V_{po}) a topologia proposta 4L4L apresentou redução de 41% de perdas totais em comparação com a 3HB. Sabendo-se que estrutura 4L4L possui quatro chaves a mais que a 3HB, pode-se dizer que ter-se-á um aumento do custo inicial. Porém, sua vida útil será maior pelo fato das chaves possuírem menores esforços dissipativos.

A última estrutura abordada no capítulo, foi obtida pela combinação dos conceitos e estudos do OEW em conjunto com cascadeamento de transformadores para K -estágios. Esta estrutura foi nomeada DVR-COEW (*Cascaded OEW*) e agrega valores de uma nova alternativa para os sistemas de DVR onde mediante especificações de projetos pode-se chegar nos casos mais comuns de tensões multiníveis encontrados na literatura. Isto é obtido através de dois parâmetros característicos da topologia: i) relação das tensões nos barramentos CC e ii) relação de espiras nos transformadores cascata. De fato, a estrutura proposta com dois estágios de operação ($k = 2$) já garante uma qualidade na forma da saída dos conversores que dispensa o uso de filtros passivos. Uma vez que em cada estágio, os níveis de tensão e potência serão diferentes para os transformadores, um estudo da potência processada pelos transformadores cascata torna-se relevante trabalhos mais detalhados desta topologia.

Todas as estruturas propostas neste capítulo foram comparadas levando em consideração as mesmas figuras de mérito com seus limites de operação (valor nominal de tensão no barramento CC), com exceção para a estrutura generalizada DVR-COEW uma vez ela tem relação com a estrutura DVR-OEW. De fato, a DVR-OEW é um caso particular da DVR-COEW (i.e., para $k = 1$). Assim, eventuais comparativos generalizados serão estendidos para trabalhos futuros. Resultados de simulação e experimental possibilitaram concluir a consistência das abordagens teóricas dos modelos das estruturas propostas com os ensaios práticos realizados em uma plataforma (protótipo) experimental com especificações reduzidas de potência.

4

Compensadores com Transformadores Cascata em Estrela

4.1 Introdução

Neste capítulo, inicialmente, será apresentada uma estrutura para mitigação de afundamentos/elevações de tensão bem como harmônicas de tensão provenientes do lado da rede elétrica. A configuração é baseada em transformadores cascadeados com conexão estrela nos enrolamentos primários. Devido a esta característica a configuração é nomeada como TCY. Tal estrutura pode ser aplicada como DVR ou como filtro ativo de potência (APF) série. Em um segundo momento, é discutida uma estrutura semelhante com aplicação para compensação de harmônicas de correntes e potência reativa na carga. As estruturas investigadas nesse capítulo são caracterizadas para sistemas trifásicos a três fios.

4.2 Compensador série TCY para Sistemas a Três Fios

4.2.1 Modelo do Sistema

A configuração apresentada na Figura 4.1 fora generalizada para K -estágios (i.e., K -transformadores e K -conversores em ponte trifásica). O braço dos conversores são representados por K -chaves de potência (i.e., q_{1j} , \bar{q}_{1j} , q_{2j} , \bar{q}_{2j} , ..., q_{Kj} , e \bar{q}_{Kj}) em que o sub-índice j está relacionado com cada fase (e.g., $j = a, b, c$).

Possíveis Operações:

- 1) APF série (Sem Fonte CC)
- 2) DVR (Com Fonte CC)

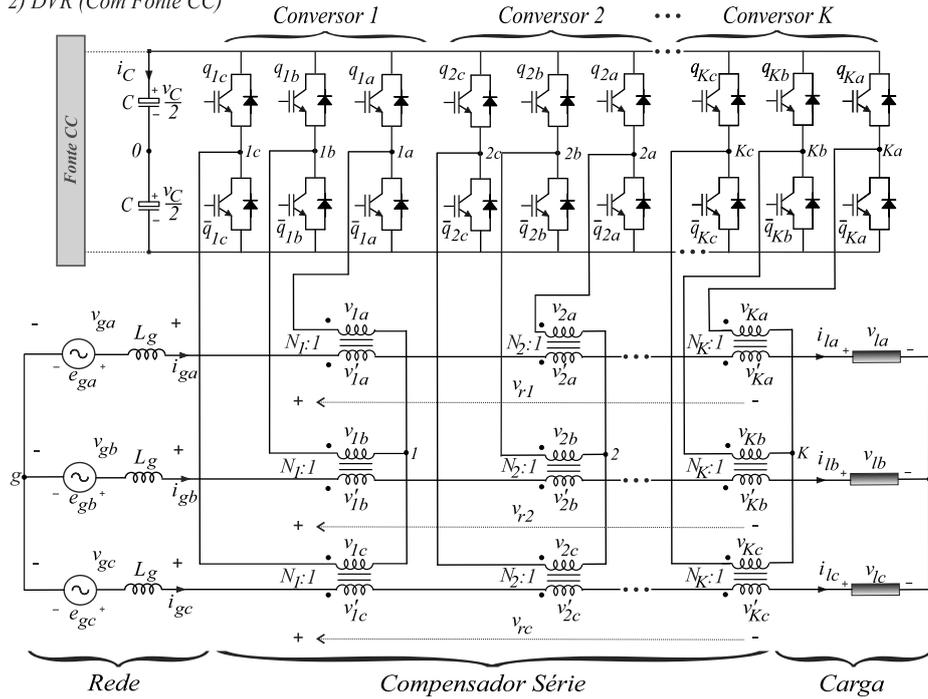


Figura 4.1: Configuração TCY proposta para sistemas a 3 fios.

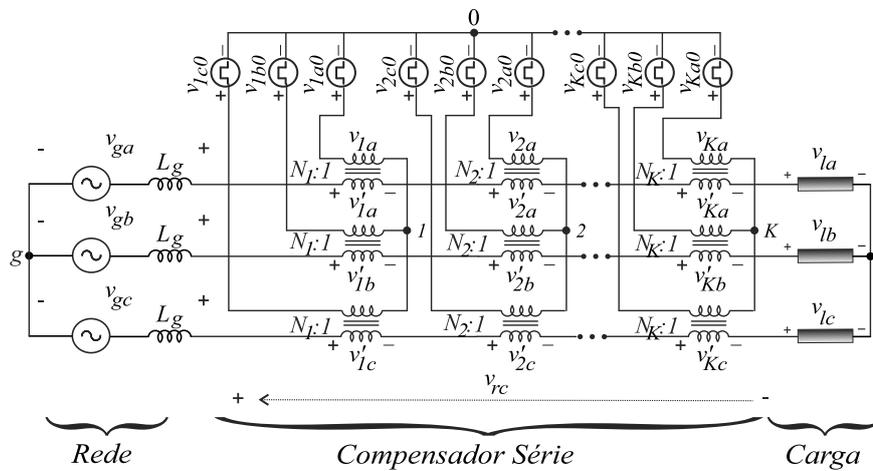


Figura 4.2: Circuito Equivalente para configuração TCY com fontes ideais.

O modelo da configuração torna-se mais simples para estudo quando seu circuito equivalente com fontes ideais é considerado, vide Figura 4.2. Desta forma, as tensões de polo do conversor (v_{1j0} , v_{2j0} , ..., v_{Kj0}), podem ser expressas como

$$v_{kj0} = (2q_{kj} - 1) \frac{v_C}{2}, \quad (4.1)$$

em que k corresponde para cada estágio (i.e., $k = 1, 2, 3, \dots, K$), j está relacionado para cada fase ($j = a, b, c$) e v_C representa a tensão no barramento CC.

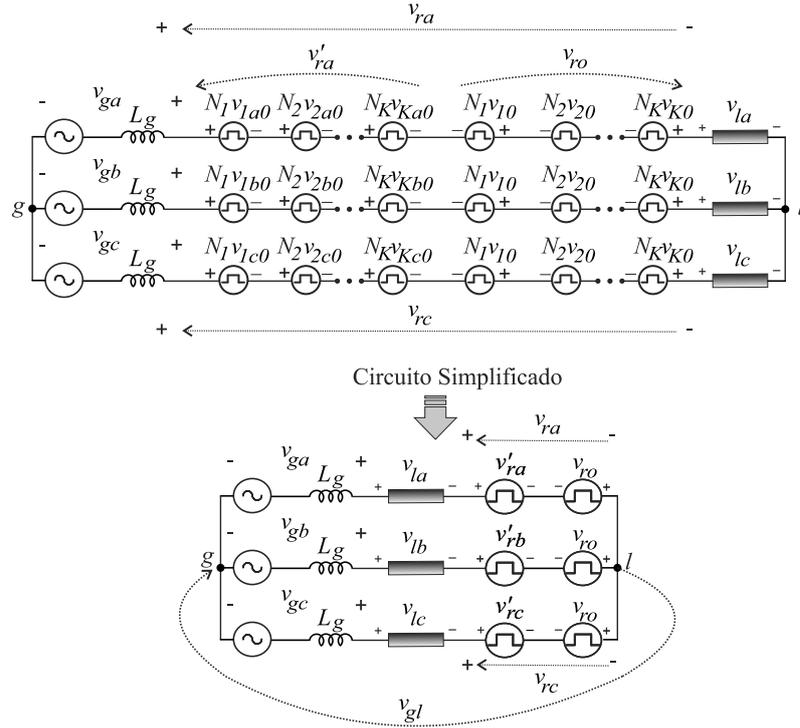


Figura 4.3: Circuito equivalente simplificado. Modificado (superior). Simplificado (Inferior).

As tensões no lado primário dos transformadores de injeção para cada estágio são expressas por

$$v_{ka} = v_{ka0} - v_{k0}, \quad (4.2)$$

$$v_{kb} = v_{kb0} - v_{k0}, \quad (4.3)$$

$$v_{kc} = v_{kc0} - v_{k0}. \quad (4.4)$$

O modelo do sistema considerando as tensões na rede (v_{gj}), tensões dos transformadores no lado secundário (v'_{1j} , v'_{2j} , ..., v'_{Kj}) e tensões na carga (v_{lj}) podem ser expressas por

$$v_{gj} = (v'_{1j} + v'_{2j} + \dots + v'_{Kj}) + v_{lj} - v_{gl}, \quad (4.5)$$

onde $v'_{1j} = N_1(v_{1j0} - v_{10})$, $v'_{2j} = N_2(v_{2j0} - v_{20})$, ..., $v'_{Kj} = N_K(v_{Kj0} - v_{K0})$ na qual N_1 , N_2 , ..., N_K são as relações de transformação dos transformadores associados com os conversores 1, 2, ..., K , respectivamente.

Um circuito simplificado pode ser obtido a partir do circuito apresentado na Figura 4.2 considerando-se isolamento dos transformadores do primário para o secundário dos transformadores (i.e., transformadores ideais), vide Figura 4.3. Tal circuito equivalente permite uma

abordagem mais clara com intuito de melhorar a legibilidade as equações do modelo. É interessante observar que as tensões de saída (v_{rj}) do conversor resultante podem ser expressas como

$$v_{rj} = v'_{rj} - v_{ro}, \quad (4.6)$$

$$v'_{rj} = N_1 v_{1j0} + N_2 v_{2j0} + \dots + N_K v_{Kj0}, \quad (4.7)$$

$$v_{ro} = N_1 v_{10} + N_2 v_{20} + \dots + N_K v_{K0}. \quad (4.8)$$

A partir de (4.8) e (4.5) o modelo do sistema é simplificado para

$$v_{gj} - v_{lj} = v''_{rj} = v'_{rj} - v_{ro} - v_{gl}. \quad (4.9)$$

As tensões v_{rj} podem ter um número de níveis maximizados se as tensões (v'_{rj}) forem sintetizadas com uma sequência adequada dos estados de chaveamento. Isto é obtido considerando-se as relações de transformações dos transformadores (N_1, N_2, \dots, N_K). A Tabela 4.1 mostra um caso particular, com 3 transformadores por fase e 3 conversores em ponte trifásica por fase, em que as tensões v'_{rj} podem atingir 8 níveis diferentes por fase de acordo com os estados de chaveamento. Neste caso, o compensador deve operar com relações de transformação diferentes (e.g., $N_k = 2^{(k-1)}$). Pode-se observar que estas relações de transformações proporcionam o melhor (maior) número de níveis de tensão geradas (simetricamente espaçadas) uns dos outros. A Figura 4.4 apresenta a região em 1-dimensão das tensões de saída v'_{rj} para cada fase (e.g., $j = a, b, c$) associadas com os estados de chaveamento [q_{1j} , q_{2j} e q_{3j}]. Tal representação permite sintetizar facilmente as tensões de referência utilizando sempre os estados de chaveamento mais próximos das tensões de referência. Esta abordagem é similar aquela apresentada em (Leon et al., 2008) e tem vantagem de reduzir as perdas de chaveamento do conversor.

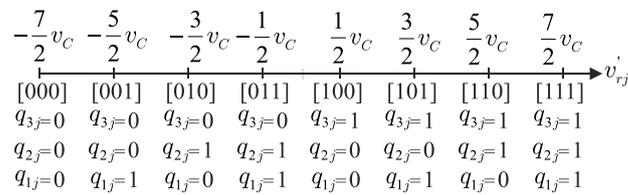


Figura 4.4: Região para níveis em 1-dimensão das tensões de saída (v'_{rj}) considerando 3 estágios (i.e., $K = 3$ em que $N_1 = 1$, $N_2 = 2$ e $N_3 = 4$).

A Tabela 4.2 mostra a generalização para K -transformadores e K -conversores. A disposição dos respectivos níveis na região em 1-dimensão é descrita na Figura 4.5. Note que

Tabela 4.1: Variáveis do conversor resultante com 3 transformadores cascata por fase e 3 conversores em ponte trifásica na qual $N_1 = 1$, $N_2 = 2$ e $N_3 = 4$.

Estado	Estado braço			Tensão de saída
	q_{3j}	q_{2j}	q_{1j}	$v'_{rj} = N_1 v_{1j0} + N_2 v_{2j0} + N_3 v_{3j0}$
-7	0	0	0	$-7v_C/2$
-5	0	0	1	$-5v_C/2$
-3	0	1	0	$-3v_C/2$
-1	0	1	1	$-v_C/2$
1	1	0	0	$v_C/2$
3	1	0	1	$3v_C/2$
5	1	1	0	$5v_C/2$
7	1	1	1	$7v_C/2$

as relações de transformação segue uma sequência geométrica com razão 2 (e.g., $N_1 = 1$, $N_2 = 2$, $N_3 = 4$, $N_4 = 8$, $N_5 = 16$, ..., $N_K = 2^{(K-1)}$) o que proporciona melhor opção em termos de:

- i) máximo número de níveis gerados nas tensões v'_{rj} ;
- ii) fator dv/dt simétrico nas tensões v_{rj} do nível anterior em relação ao próximo nível.

É interessante observar que neste caso não existe redundância de estados nos níveis e os estados de chaveamento irão apresentar sempre um número maximizado de níveis diferentes (i.e., 2^K). Se a redundância for uma prioridade para o projetista, ao menos uma relação de transformação deve ser igual. Por exemplo, $N_1 = 1$ e demais $N_2 = N_3 = \dots = N_{(K-1)} = N_K = 2^{(K-1)}$.

Tabela 4.2: Variáveis para o conversor resultante em que K -transformadores cascata por fase e K -conversores com $N_K = 2^{(K-1)}$, válido para $K \geq 3$.

Estado	Estado braço			Tensão saída
	q_{Kj}	...	q_{1j}	$v'_{rj} = N_1 v_{1j0} + N_2 v_{2j0} + \dots + N_K v_{Kj0}$
$-(2^K-1)$	0	...	0	$-(2^K - 1)v_C/2$
$-(2^K-3)$	0	...	1	$-(2^K - 3)v_C/2$
$-(2^K-5)$	0	...	0	$-(2^K - 5)v_C/2$
\vdots	\vdots	\dots	\vdots	\vdots
-1	0	...	1	$-v_C/2$
1	1	...	0	$v_C/2$
\vdots	\vdots	\dots	\vdots	\vdots
2^K-5	1	...	1	$(2^K - 5)v_C/2$
2^K-3	1	...	0	$(2^K - 3)v_C/2$
2^K-1	1	...	1	$(2^K - 1)v_C/2$

$$\begin{array}{cccccccc}
\frac{2^k-1}{2} & \frac{2^k-3}{2} v_C & \dots & \frac{3}{2} v_C & \frac{1}{2} v_C & \frac{3}{2} v_C & \dots & \frac{2^k-3}{2} v_C & \frac{2^k-1}{2} v_C \\
\hline
[0\dots 0] & [0\dots 1] & \dots & [0\dots 0] & [0\dots 1] & [1\dots 0] & [1\dots 1] & [1\dots 0] & [1\dots 1] \\
q_{Kj=0} & q_{Kj=0} & q_{Kj=0} & q_{Kj=0} & q_{Kj=1} & q_{Kj=1} & q_{Kj=1} & q_{Kj=1} & q_{Kj=1} \\
\vdots & \vdots \\
q_{1j=0} & q_{1j=1} & q_{1j=0} & q_{1j=1} & q_{1j=0} & q_{1j=1} & q_{1j=0} & q_{1j=1} & q_{1j=1}
\end{array} \rightarrow v'_{rj}$$

Figura 4.5: Região para níveis em 1-dimensão das tensões de saída (v'_{rj}) considerando K -estágios (i.e., o que implica $N_1 = 1$, $N_2 = 2$, $N_3 = 4$, ..., $N_K = 2^{(K-1)}$).

4.2.2 Estratégia PWM

A estratégia de modulação baseada neste trabalho é baseada na modulação *level-shifted-carrier-based* PWM (LSPWM). Todavia, um algoritmo simples e semelhante aos descritos anteriormente pode ser obtido. Tal algoritmo leva em consideração as referências para as tensões de saída do conversor resultante (v^*_{rj}).

Considerando que o controlador fornecerá as referências para o conversor resultante ($v^{*''}_{rj} = (v_{gj} - v_{lj})^*$), as referências $v^{*'}_{rj}$ tornam-se

$$v^{*'}_{rj} = v^{*''}_{rj} + v^*_{rogl}, \quad (4.10)$$

com $v^{*'}_{rj} = v^{*'}_{1j} + v^{*'}_{2j} + \dots + v^{*'}_{Kj}$ e v^*_{rogl} representa um grau de liberdade das características do sistema.

A tensão de referência para v^*_{rogl} é calculada da seguinte forma

$$v^*_{rogl} = \mu^*_{rogl} v^*_{rogl \max} + (1 - \mu^*_{rogl}) v^*_{rogl \min}, \quad (4.11)$$

em que $0 \leq \mu_{rogl} \leq 1$ e

$$v^*_{rogl \min} = -0,5 v_C (N_1 + \dots + N_K) - \min\{v^{*''}_{rj}\}, \quad (4.12)$$

$$v^*_{rogl \max} = 0,5 v_C (N_1 + \dots + N_K) - \max\{v^{*''}_{rj}\}. \quad (4.13)$$

Uma vez que as tensões $v^{*''}_{rj}$ (i.e., $v^{*''}_{r1}$, $v^{*''}_{r2}$ e $v^{*''}_{r3}$) são dadas a partir do controlador, o algoritmo para calcular $v^{*'}_{rj}$ é resumido nos seguintes passos:

Passo 1) Calcular $v^*_{rogl \min}$ e $v^*_{rogl \max}$ de acordo com (4.12) e (4.13);

Passo 2) Escolher μ^*_{rogl} entre 0 e 1;

Passo 3) Determinar v^*_{rogl} a partir de (4.11);

Passo 4) Calcular v_{rj}^* a partir de (4.10).

Neste caso, as tensões de referência v_{rj}^* são comparadas com $2^n - 1$ portadoras, as quais são deslocadas em nível ("level-shifted") ($v_{t1} - v_{t2^{n-1}}$) posicionadas de acordo com os níveis mostrados anteriormente na tabela 4.2. O resultado desta comparação proporciona os estados de chaveamento ($q_{1j}, q_{2j}, \dots, q_{Kj}$) que são impostos para cada conversor. A Figura 4.6 resume cada passo usado para estratégia PWM descrita aqui.

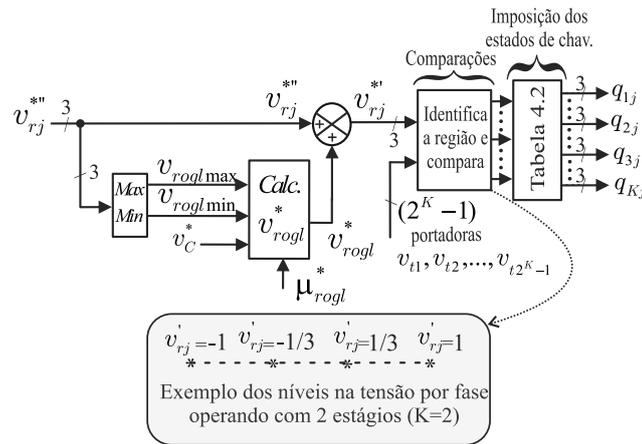


Figura 4.6: Diagrama de blocos para estratégia PWM generalizada para o compensador série proposto. Exemplo dos níveis permitidos normalizados em $v_C/2$.

4.2.3 Estratégia de Controle

A Figura 4.7 mostra a estratégia de controle do compensador série proposto. Existem duas opções para operação: 1) como filtro ativo de potência série (APF série) ou 2) como restaurado dinâmico de tensão (DVR). A primeira opção regula a tensão do barramento CC v_C via controlador padrão do tipo PI. Tal controlador é representado através do bloco R_C em que oferece na saída uma amplitude de referência pequena da tensão resultante para ser compensada (V_r^{**}). O bloco $Gen - v_r$ gera tensões de referência com tensões de referência v_{rjf}^{**} (na frequência fundamental) sincronizadas com e_{gj} através de uma malha de captura de fase (PLL). Estes sinais são subtraídos dos sinais com harmônicas de tensão v_{rjh}^{**} a serem compensados de tal forma que são geradas as referências v_{rj}^{**} . Maiores detalhes sobre esta estratégia de controle podem ser obtidos em (Ribeiro e Barbi, 2006). Na segunda opção, existe apenas um único controlador R_v em que seus sinais de entrada são as tensões da rede (v_{gj}) e as tensões de referência da carga v_{lj} . A saída do controlador R_v fornece as tensões de

referência $v_{rj}^{*''}$ para a estratégia PWM. Nesta figura, a chave SW indica a seleção da operação em APF série ou DVR.

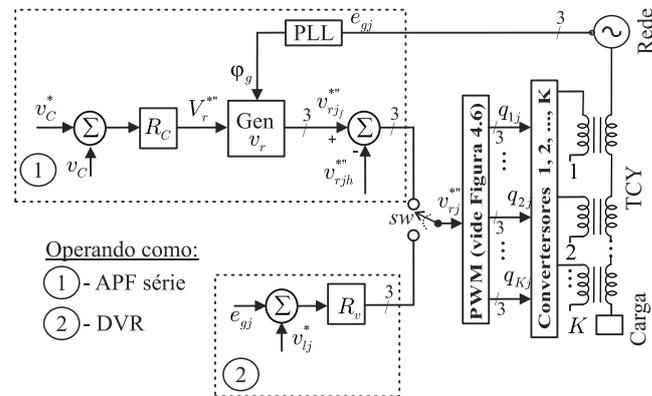


Figura 4.7: Diagrama de blocos do controle para o compensador série proposto. Operação como APF série (Opção 1) ou DVR (Opção 2).

4.2.4 Número de Níveis por Chave de Potência

Esta característica oferece uma ideia em termos de custo-benefício associado com a topologia proposta neste capítulo. Por exemplo, assumir-se-á o caso da utilização do mesmo número de chaves de potência para topologia proposta e convencional com pontes H (Wang et al., 2006) (i.e., 4 chaves de potência por fase). Neste caso, a configuração proposta terá $K = 2$ com relação de transformação sendo $N_1 = 1$ e $N_2 = 2$ enquanto que a convencional HB terá $N_1 = 1$. O número de níveis gerados nas tensões v'_{rj} por fase com a configuração proposta será 4 ($3v_C/2$, $v_C/6$, $-v_C/6$ e $-3v_C/2$) enquanto que o convencional irá proporcionar 3 níveis (v_C , 0 e $-v_C$). Assim, levando-se em consideração o número de níveis dividido pelo número de chaves usados, tem-se:

- Proposto
Número de níveis por chaves: $\frac{4}{4} = 1,00$
- Convencional (Wang et al., 2006)
Número de níveis por chaves: $\frac{3}{4} = 0,75$

Considerando 8 chaves de potência por fase, o compensador série proposto irá ter $K = 4$ com relação de transformação iguais a $N_1 = 1$, $N_2 = 2$, $N_3 = 4$ e $N_4 = 8$. O convencional terá um número maximizado de níveis com a seguinte relação de transformação $N_1 = 1$,

$N_2 = 3$. Assim, o número de níveis que podem ser gerados nas tensões de saída v'_{rj} em uma fase é 16 para o proposto e 9 para o convencional. Logo, dividindo-se estes números pela quantidade de chaves tem-se:

- Proposto

Número de níveis por chaves: $\frac{16}{8} = 2,00$

- Convencional com Pontes H (Wang et al., 2006)

Número de níveis por chaves: $\frac{9}{8} = 1,13$

Pode-se observar que a configuração proposta apresenta melhor desempenho em comparação com a convencional, considerando-se esta característica. Tal melhoria é em torno de 33% (1/0,75) no primeiro caso (com 4 chaves) enquanto que no segundo caso (com 8 chaves) é em torno de 76,99% (2/1,13). Assim, isto permite observar que tal característica (i.e., a melhoria do custo-benefício) aumenta a medida em que o número de chaves é aumentado nas configurações. É importante salientar que neste cenário comparativo a estrutura proposta utiliza mais transformadores que a convencional. Todavia, tais transformadores apresentam potência nominal menor que os usados na topologia convencional.

4.2.5 Comparação Topológica

Uma comparação topológica para o mesmo número de estágios entre a estrutura proposta e a convencional é apresentada na Tabela 4.3. Pode-se observar que a configuração proposta apresenta menos chaves em comparação com a convencional.

Tabela 4.3: Comparação em número de dispositivos para operação com mesmo número de estágios (K).

Principais dispositivos	Convencional (Wang et al., 2006)	Proposto
Transformadores	$3K$	$3K$
IGBTs	$12K$	$6K$
Capacitores	1	1
Níveis/Fase	3^K	2^K

4.2.6 Distorção Harmônica

A WTHD das tensões resultantes (v_{rj}) na topologia proposta fora calculada com equação análoga àquela descrição para os casos do DVR (capítulo anterior). Assim, considerando-se um nível máximo nas tensões v_{rj} e um sistema balanceado, a WTHD das tensões v_{rj} para configuração proposta podem ser observadas na Tabela 4.4. Neste resultado, a frequência de chaveamento (f_s) fora fixada em 10 kHz. Os estágios significam o número de transformadores e conversores trifásicos usados por fase. Por exemplo, 2 estágios são caracterizados por ter 2 transformadores e 2 conversores em cada fase.

Pode-se observar na Tabela 4.4 que como esperado, o valor da WTHD reduz com aumento do número de estágios. As formas de onda para os resultados, com 2 e 3 estágios são observados nas Figura 4.8 e 4.9, respectivamente.

Tabela 4.4: WHTD da topologia proposta.

Proposta	Relação de Transformação	WTHD (%)
1 estágio	1:1 ($N_1 = 1$)	0,200
2 estágios	1:1 ($N_1 = 1$)	0,055
	2:1 ($N_2 = 2$)	
3 estágios	1:1 ($N_1 = 1$)	0,023
	2:1 ($N_2 = 2$)	
	4:1 ($N_3 = 4$)	

4.2.7 Estimativa de Perdas nas Chaves Semicondutoras

Nesta seção a estimativa de perdas fora realizada utilizando *thermal module*, uma ferramenta disponível no PSIM v9.0. Tal ferramenta fora usada com parâmetros aferidos de tal forma que garantiram equivalente estimativa de perdas para o método apresentado em (Dias et al., 2009) o qual fora obtido via um modelo de regressão linear, através de testes experimentais. A estimativa de perdas das chaves de potência incluem:

- a) Perdas por condução no IGBT e diodo;
- b) Perdas de chaveamento (*turn-on*) no IGBT;
- c) Perdas de chaveamento (*turn-off*) no IGBT;
- d) Perdas de bloqueio no diodo.

A Tabela 4.5 permite comparar a estimativa para estrutura convencional (baseada em pontes H (Wang et al., 2006)) e a proposta que utiliza pontes trifásicas. Neste caso, o mesmo número de chaves de potência fora fixado (i.e., 6 IGBTs) para ambas as configurações. Adicionalmente, a mesma WTHD (e.g., 0,21 %) fora imposta para ambas configurações. Observa-se uma redução na estimativa das perdas de chaveamento. Uma vez que ambas configurações operaram com praticamente mesmo nível de corrente, as perdas de condução tiveram estimativa próximas umas das outras. Isto permite observar uma redução nas perdas da estrutura proposta em comparação com a convencional. A redução das perdas é em torno de 48%. A potência da carga trifásica é semelhante àquela apresentada no capítulo anterior, vide seção 3.2.8. Um eventual estudo comparativo das perdas nos transformadores pode ser considerado para trabalhos futuros uma vez que, dependendo do número de estágios, os esforços de tensão/corrente nos enrolamentos primários dos transformadores serão diferentes. Detalhes quanto às especificações e projetos de transformadores para sistemas de distribuição podem ajudar nos eventuais estudos comparativos entre a estrutura convencional e proposta (Awadallah et al., 2014, Dzafic et al., 2014, Olivares-Galvan et al., 2010).

Tabela 4.5: Comparativo de perdas entre estrutura convencional e proposta operando com 2 estágios ($N_1 = 1$ e $N_2 = 2$) e convencional operando com 1 estágio.

Configuração		Estimativa perdas chaves		
Topologia	Estágio	Chaveamento	Condução	Total
Convencional HB	1	540 W	250 W	790 W
Proposta TCY	2	130 W	250 W	380 W

4.2.8 Resultados de Simulação

Alguns resultados de simulação das tensões geradas do conversor da configuração proposta foram obtidos através do PSIM v9.0 e estão apresentadas nas Figuras 4.8 e 4.9. Tais resultados mostram a tensão resultante do conversor (v_{ra}), em uma fase, com a implementação do PWM descrita anteriormente. As Figuras 4.8(a) e 4.8(b) consideram apenas a operação com conversores 1 e 2 utilizando-se 2 transformadores monofásicos conectados em cada fase. Pode-se observar que o resultado apresentado na Figura 4.8(a) é equivalente aquele obtido com conversor 3L-NPC ou ponte H cascata com tensões simétricas no barramento CC. A Figura 4.9 mostra a implementação com 3 estágios em que os transformadores possuem

relação de transformação $N_1 = 1$, $N_2 = 2$ e $N_3 = 4$. Os resultados para as outras fases são similares.

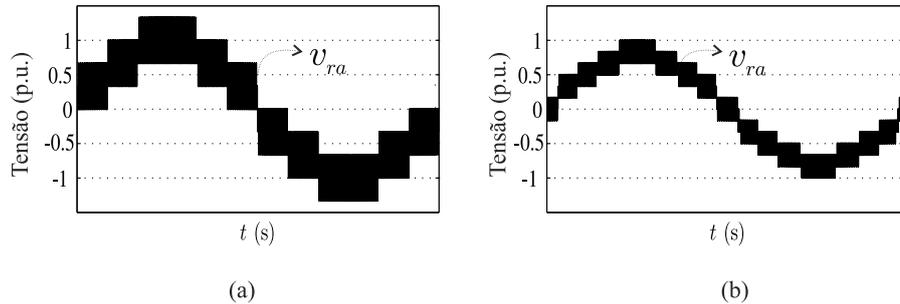


Figura 4.8: Resultados de simulação. Tensão de fase resultante (v_{ra}) na fase a em que a configuração proposta opera com 2 estágios. (a) Relação de transformação sendo igual a $N_1 = N_2 = 1$. (b) Relação de transformação sendo igual a $N_1 = 1$ e $N_2 = 2$.

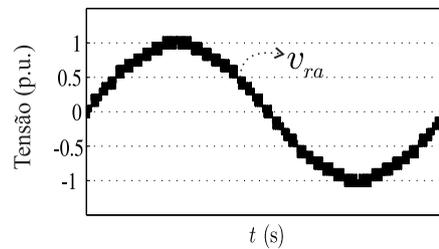


Figura 4.9: Resultado de simulação. Tensão de fase resultante (v_{ra}) na fase a em que a configuração proposta opera com 3 estágios. Relações de transformação adotada fora igual a $N_1 = 1$, $N_2 = 2$ e $N_3 = 4$.

4.2.9 Resultados Experimentais

Os estudos apresentados para a configuração proposta nesta seção foram validados através de alguns ensaios experimentais. O banco de capacitores do barramento CC foram considerados como $C = 2200\mu F$ e a frequência de chaveamento como $f_s = 10kHz$. A operação dinâmica do compensador série TCY operando como APF série ou como DVR foram verificadas. A implementação fora feita através de uma configuração equivalente monofásico para ambas opções de operação i.e., como APF série ou como DVR. A fim de filtrar componentes de alta frequência provenientes do PWM do conversor, uma rede passiva de capacitores e indutores LCL i.e., filtro passivo LCL) foram conectados em paralelo com os transformadores.

A Figura 4.10 mostra um resultado em regime permanente em que a configuração proposta opera como APF série. Neste caso, uma tensão com 5ª harmônica fora adicionada

com a tensão fundamental da rede [i.e., $v_{ga} = V_g \sin(\omega_g t) + 0,2V_g \sin(5\omega_g t)$] para emular um distúrbio na tensão da rede. O barramento CC (v_C) fora regulado considerando-se a estratégia de controle descrita anteriormente. Pode-se observar que o distúrbio é compensado pelo conversor gerando uma tensão (v_{ra}) que cancela a 5ª harmônica proveniente da rede elétrica. Assim, a forma de onda da tensão na carga (v_{la}) é praticamente uma senoide pura.

A Figura 4.11 mostra o compensador atuando como DVR. Neste caso, o compensador foi testado perante um afundamento de tensão. Afim de garantir que a tensão injetada estivesse em fase com a tensão da rede, o PLL baseado na potência fictícia (i.e., PLL baseado na potência fictícia) fora considerado. Maiores detalhes do PLL usado podem ser encontrados em (Filho et al., 2008).

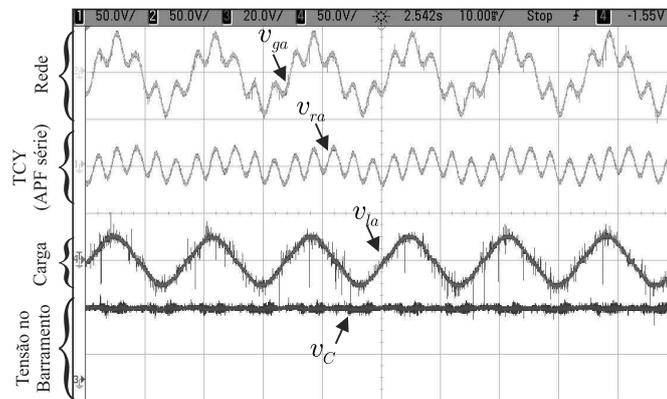


Figura 4.10: Resultado experimental. Operação do compensador proposto como APF série. Tensões do sistema e regulação da tensão no barramento CC.

A Figura 4.12 mostra a implementação do PWM em que o conversor opera com 2 estágios. Neste resultado, as relações de transformação foram consideradas como $N_1 = 1$ e $N_2 = 2$. Note que este resultado é similar aos de simulação apresentados anteriormente, vide Figura 4.8(b). Adicionalmente, o conversor 2 (com $N_2 = 2$) é grampeado maior parte do tempo (i.e., comuta em 1/3 do ciclo de operação) enquanto que o conversor 1 (com $N_1 = 1$) comuta em todo ciclo de operação. Esta característica é interessante do ponto de vista que o conversor 2 irá proporcionar menores perdas de chaveamento em comparação com o conversor 1. Assim, o conversor 2 pode ser implementado com chaves baixa frequência impactando numa possível redução do custo do conversor.

A Figura 4.13, por sua vez, mostra resultados similares para o conversor operando com 3 estágios (e.g., utilizando conversores 1, 2 e 3). As relações de transformação neste resultados

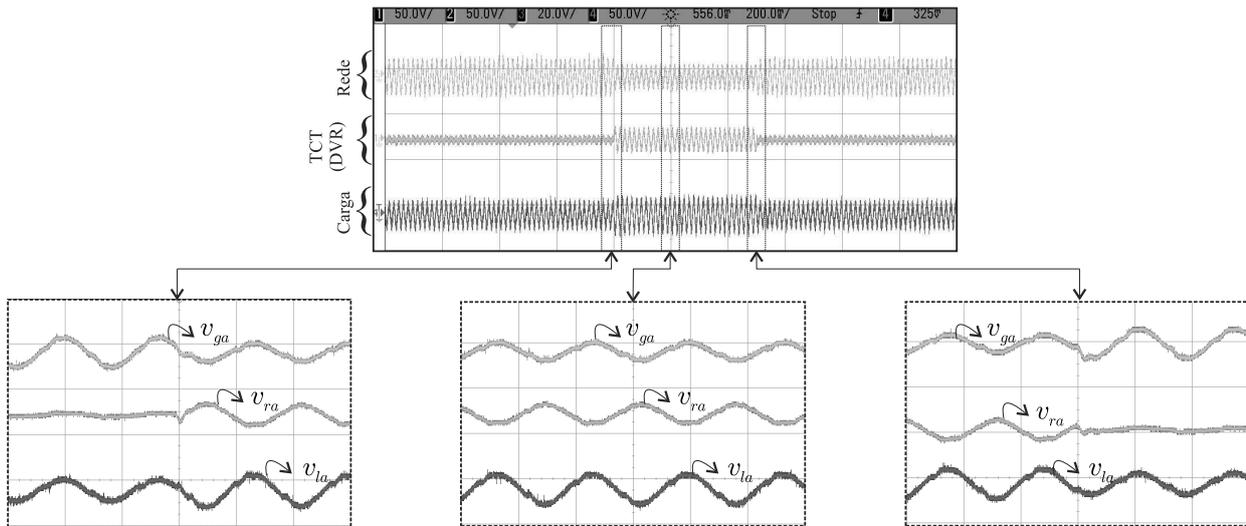


Figura 4.11: Resultado experimental. Compensador operando como DVR. Tensões do sistema.

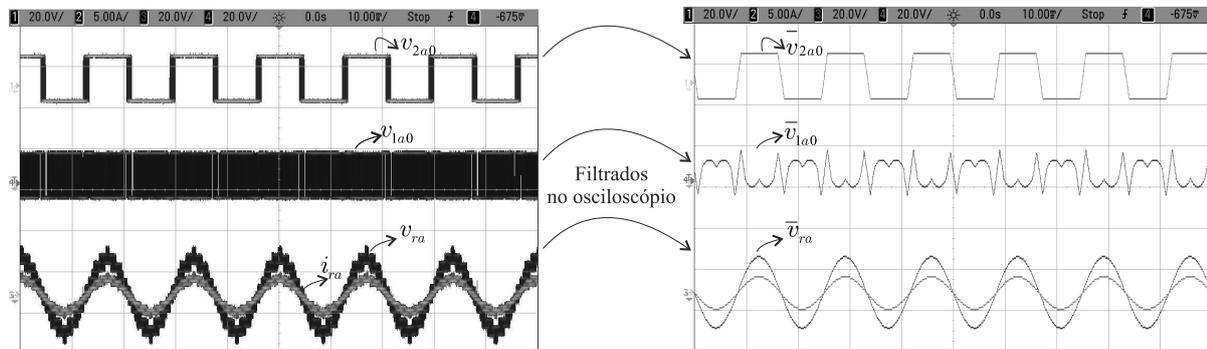


Figura 4.12: Tensões do conversor na fase a . Implementação PWM do compensador proposto operando com 2 estágios com relações de transformação iguais a $N_1 = 1$ e $N_2 = 2$.

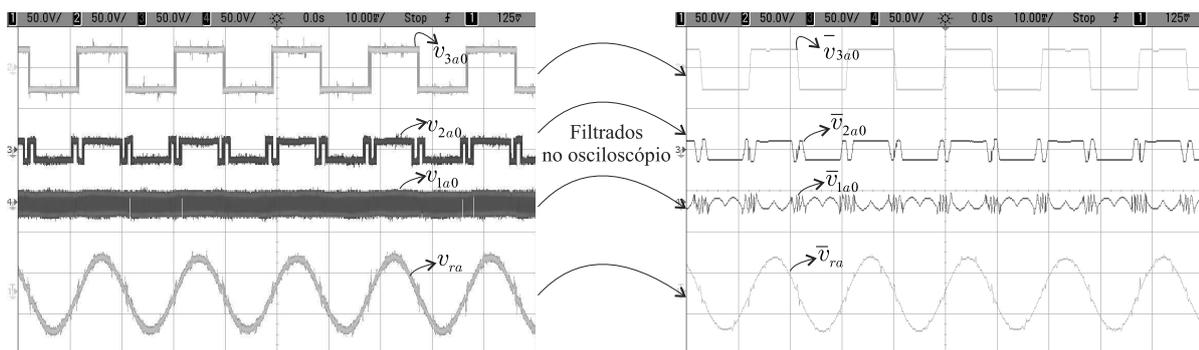


Figura 4.13: Tensão do conversor na fase a . Implementação PWM do compensador operando com 3 estágios com relações de transformação iguais a $N_1 = 1$, $N_2 = 2$ e $N_3 = 4$.

foram $N_1 = 1$, $N_2 = 2$ e $N_3 = 4$. Como esperado o conversor 3 (com $N_3 = 4$) oferece o menor ciclo de comutação se comparado com os conversores 2 e 1. O segundo conversor a oferecer

menores comutações é o conversor 2 (com $N_2 = 2$). Por fim, o conversor 1 (com $N_1 = 1$) irá operar com comutações em todo o ciclo de operação.

4.3 Compensador Paralelo TCY Para Sistemas a Três fios

4.3.1 Modelo do Sistema

A configuração descrita na Figura 4.14 fora generalizada para K -estágios (i.e., K -transformadores trifásicos em Y no primário e K -conversores em ponte trifásica). Os braços dos conversores são representados por K -chaves de potência (i.e., q_{1j} , \bar{q}_{1j} , q_{2j} , \bar{q}_{2j} , ..., q_{Kj} , e \bar{q}_{Kj}) em que o sub-índice j está relacionado para cada fase (e.g., $j = a, b, c$). As variáveis descritas do conversor são semelhantes àquelas apresentadas anteriormente para o compensador série.

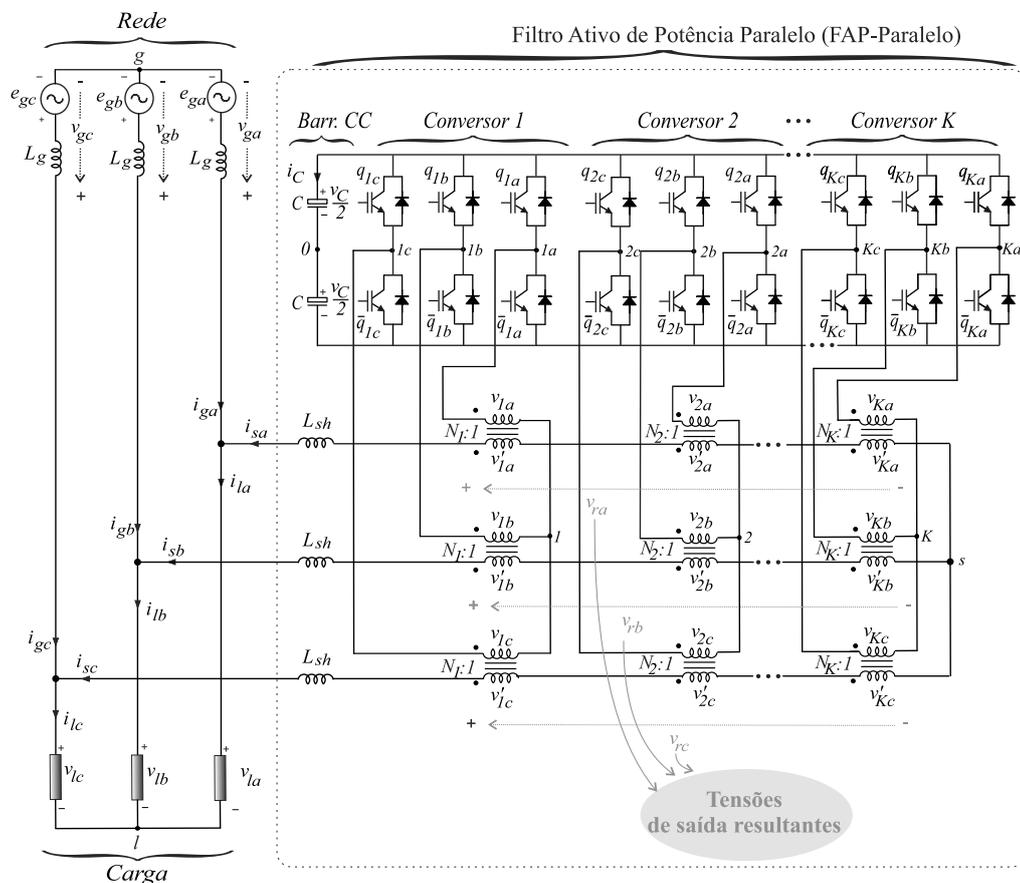


Figura 4.14: Compensador paralelo proposto generalizado com K -estágios.

As tensões de polo do conversor ($v_{1j0}, v_{2j0}, \dots, v_{Kj0}$), podem ser expressas como

$$v_{kj0} = (2q_{kj} - 1) \frac{v_C}{2}, \quad (4.14)$$

em que k corresponde para cada estágio (i.e., $k = 1, 2, 3, \dots, K$), j está relacionado para cada fase ($j = a, b, c$) e v_C é a tensão do barramento CC.

A descrição das equações relacionadas ao conversor é semelhante ao caso do compensador série descrito anteriormente. Levando-se em consideração a indutância de dispersão de um transformador de isolamento e a indutância de derivação da saída do conversor resultante representadas por l_{sh} bem como a parcela de perdas da carga do transformador denotada por r_{sh} , uma equação diferencial para o compensador paralelo pode ser escrita como

$$v_{rj} - v_{gs} = l_{sh} \frac{di_{sj}}{dt} + r_{sh} i_{sj} - l_g \frac{di_{gj}}{dt} - r_g i_{gj} + e_{gj}, \quad (4.15)$$

em que v_{rj} são as tensões resultantes do conversor relacionadas com as tensões do secundário dos transformadores cascata e v_{gs} é a tensão entre os pontos centrais g e s .

Pela lei das correntes as seguintes expressões podem ser expressas

$$i_{sj} = i_{lj} - i_{gj}, \quad (4.16)$$

em que as correntes na carga i_{lj} são dadas pelo modelo carga.

Substituindo (4.16) em (4.15) obtém-se

$$v_{rj} - v_{gs} = \overbrace{-(l_g + l_{sh}) \frac{di_{gj}}{dt} - (r_g + r_{sh}) i_{gj}}^{1^\circ \text{ termo}} + \underbrace{l_{sh} \frac{di_{lj}}{dt} + r_{sh} i_{lj} + e_{gj}}_{2^\circ \text{ termo}}. \quad (4.17)$$

Do ponto de vista do controle, o 2° termo em (4.17) são perturbações as quais devem ser compensadas pelo controlador.

As tensões do transformador no lado secundário de cada transformador ($v'_{1j}, v'_{2j}, \dots, v'_{Kj}$) estão associadas com v_{rj} tal forma que

$$v_{rj} = v'_{1j} + v'_{2j} + \dots + v'_{Kj}, \quad (4.18)$$

em que $v'_{1j} = N_1(v_{1j0} - v_{10})$, $v'_{2j} = N_2(v_{2j0} - v_{20})$, ..., $v'_{Kj} = N_K(v_{Kj0} - v_{K0})$ na qual N_1, N_2, \dots, N_K são as relações de transformação dos transformadores conectados em cada conversor 1, 2, ..., K , respectivamente.

As tensões de saída (v_{rj}) do conversor resultante podem ser expressas como

$$v_{rj} = v_{rj0} - v_{ro}, \quad (4.19)$$

$$v_{rj0} = N_1 v_{1j0} + N_2 v_{2j0} + \dots + N_K v_{Kj0}, \quad (4.20)$$

$$v_{ro} = N_1 v_{10} + N_2 v_{20} + \dots + N_K v_{K0}. \quad (4.21)$$

Uma vez que o sistema trifásico é balanceado (i.e., $v_{ka} + v_{kb} + v_{kc} = 0$ e $i_{ka} + i_{kb} + i_{kc} = 0$) a tensão v_{ro} é dada por

$$v_{ro} = \frac{N_1}{3} \sum_{j=a}^c v_{1j0} + \frac{N_2}{3} \sum_{j=a}^c v_{2j0} + \dots + \frac{N_K}{3} \sum_{j=a}^c v_{Kj0}. \quad (4.22)$$

Substituindo (4.22) por (4.19) tem-se

$$v_{rj} = v_{rj0} - \frac{N_1}{3} \sum_{j=a}^c v_{1j0} - \dots - \frac{N_K}{3} \sum_{j=a}^c v_{Kj0}. \quad (4.23)$$

Um número otimizado dos níveis das tensões no conversor é obtido considerando-se as relações de transformação dos transformadores (N_1, N_2, \dots, N_K). Assim, do ponto de vista do conversor as mesmas conclusões obtidas e observadas no caso compensador série podem ser consideradas na aplicação para o compensador paralelo. A abordagem para sintetizar as tensões do conversor é semelhante àquela descrita anteriormente para o compensador série TCY. O nível otimizado das tensões de saída tem vantagens vinculadas a redução da distorção harmônica do conversor. Por outro lado, os níveis redundantes não existem se a relação de transformação for considerada para maximizar o número de níveis (i.e., 2^K). A redundância dos níveis (com mais de um estado de chaveamento proporcionando o mesmo nível de tensão de saída) pode ser obtido escolhendo algumas relações de transformação iguais. A característica da redundância pode ser usada com intuito de melhorar outras características associadas com a operação dos conversores tais como número de comutações ou regulação da tensão do barramento CC conforme discutido em um trabalho considerando conversores ponte H cascata aplicados com estratégia de modulação baseada na modulação em 1-dimensão (Leon et al., 2008).

4.3.2 Estratégia PWM

A estratégia de modulação para compensador paralelo é semelhante a estratégia descrita para o compensador série anteriormente. Assim, será apresentada de forma sucinta.

As tensões de referência para estratégia PWM são dadas por

$$v_{rjo}^* = v_{rj}^{*''} + v_{rogs}^*, \quad (4.24)$$

em que $v_{rj}^{*''}$ são as referências provenientes pelos controladores de correntes, v_{rjo}^* é semelhante ao descrito em (4.20), v_{rogs}^* é um grau de liberdade das características do sistema.

A tensão de referência v_{rogs}^* é calculada como

$$v_{rogs}^* = \mu_{rogs}^* v_{rogs \max}^* + (1 - \mu_{rogs}^*) v_{rogs \min}^*, \quad (4.25)$$

em que $0 \leq \mu_{rogs}^* \leq 1$ e

$$v_{rogs \min}^* = -0,5v_C^*(N_1 + \dots + N_K) - \min\{v_{rj}^{*''}\}, \quad (4.26)$$

$$v_{rogs \max}^* = 0,5v_C^*(N_1 + \dots + N_K) - \max\{v_{rj}^{*''}\}, \quad (4.27)$$

onde v_C^* é a tensão de referência do barramento CC.

As tensões de referência v_{rjo}^* são comparadas com $2^n - 1$ portadoras, as quais são deslocadas em nível ($v_{t1} - v_{t2^n-1}$). O resultado desta comparação implicará nos estados de chaveamento ($q_{1j}, q_{2j}, \dots, q_{Kj}$) que são impostos para cada conversor trifásico.

4.3.3 Estratégia de Controle

A Figura 4.15 apresenta o diagrama em blocos do sistema de controle. A tensão do barramento CC (v_C) é regulada através do bloco R_C , cuja saída será a amplitude de referência da corrente da rede (I_g^*) do sistema trifásico. As referências instantâneas das correntes da rede (i_{ga} e i_{gb}) são obtidas sincronizando suas fases com as tensões da rede (e_{ga} e e_{gb}), provenientes do bloco S_{in} o qual tem como sinal de entrada o ângulo de fase proveniente do bloco PLL que é uma malha de captura de fase baseado na potência fictícia. Os controladores de corrente (bloco Ri_{ab}) definem as tensões de referência $v_{ra}^{*''}$ e $v_{rb}^{*''}$. O controlador do barramento CC (bloco R_C), trata-se de um tipo de controlador padrão (PI) enquanto que os controladores de corrente do bloco Ri_{ab} caracterizam-se por serem controladores de dupla-sequência (i.e., controladores PI ressonantes) (Jacobina et al., 2001a). A partir das tensões de referência, a estratégia PWM define os estados das chaves ($q_{1j}, q_{2j}, \dots, q_{Kj}$). Conforme mencionado no modelo, as correntes na rede (i_{gj}) são funções das tensões no conversor (v_{rj}), das tensões na rede (e_{gj}), da tensão entre neutros (v_{gs}), e das correntes da carga (i_{lj}). Em regime

permanente, as tensões na rede (e_{gj}) e as correntes na carga (i_{lj}) podem ser vistas como perturbações para o controle, e assim as correntes na rede podem ser controladas pelas tensões do compensador paralelo (conversor).

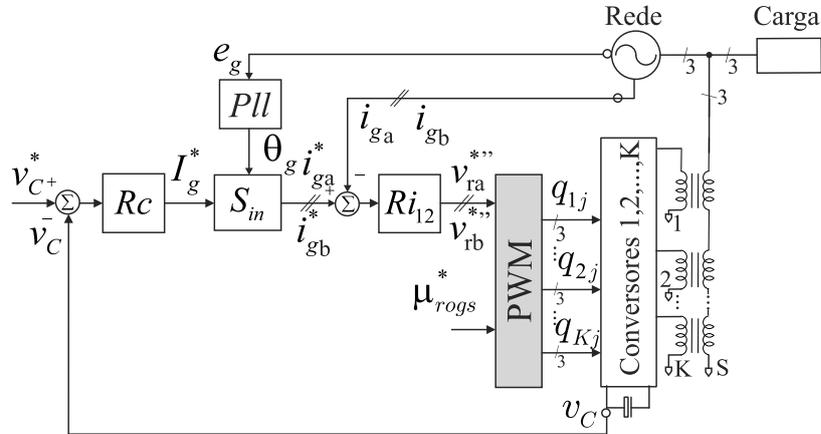


Figura 4.15: Diagrama de blocos da estratégia de controle do compensador paralelo TCY proposto.

4.3.4 Resultados Experimentais

Os estudos teóricos para o compensador paralelo foram validados experimentalmente através de alguns testes. Nestes resultados a capacitância equivalente do barramento CC fora $C = 2200\mu\text{F}$ e a tensão de referência para regulação fora fixada como $v_C^* = 50\text{V}$. A frequência de chaveamento fora considerada como $f_s = 10\text{kHz}$

A Figura 4.16 mostra a operação dinâmica do compensador paralelo operando com 1 estágio e relação espiras $N_1 = 1$. Neste caso um transitório de carga fora aplicado como pode-se observar na parte superior da mesma. Observa-se a regulação da tensão do barramento CC em sua referência (i.e., $v_C^* = 50\text{V}$) antes e depois da aplicação do transitório. As formas de onda em regime permanente podem ser observadas na vista ampliada do mesmo resultado. Os resultados para as outras fases são similares. O fator de potência na rede pode ser observado na Figura 4.17. Pode-se observar que a corrente na rede encontra-se em fase com a tensão da rede, garantido um fator de potência na rede próximo da unidade.

O espectro com as harmônicas das correntes e a THD das correntes experimentais na rede e na carga podem ser observadas Figura 4.18. Pode-se observar que a compensação do APF paralelo fora de 2,58% na corrente da rede. Neste caso o valor da THD para a corrente na carga fora de 8,10%.

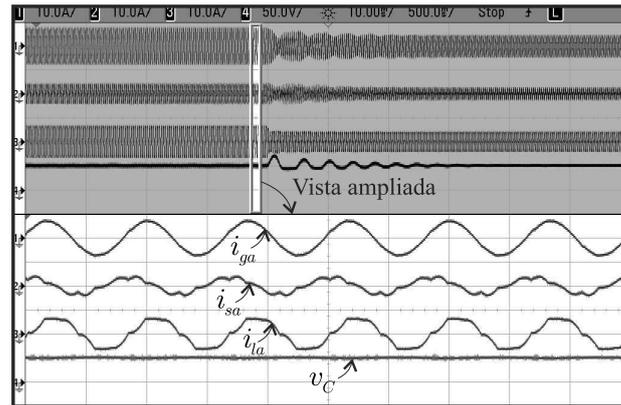


Figura 4.16: Resultados experimentais. Compensador paralelo proposto operando com aplicação de transitório de carga. Correntes do sistema na fase a . Corrente na rede i_{ga} . Corrente no compensador i_{sa} . Corrente na carga i_{la} . Tensão do barramento CC v_C .

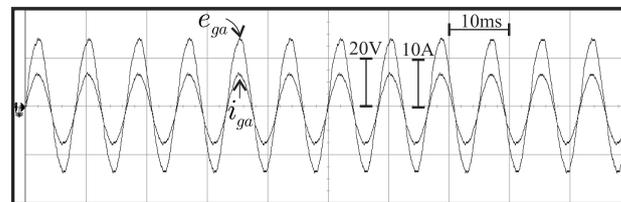


Figura 4.17: Resultados experimentais no modo alta resolução do osciloscópio. Correção do fator de potência na rede. Corrente na rede (i_{ga}) e tensão na rede (e_{ga}) na fase a .

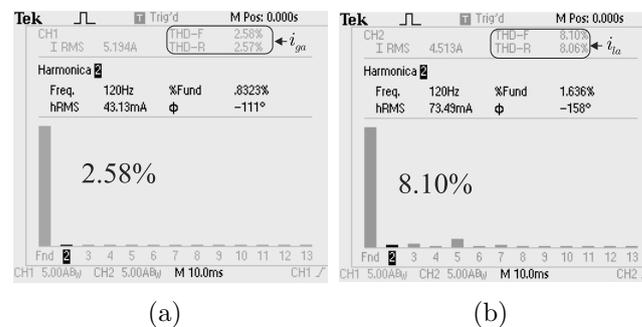


Figura 4.18: Resultados experimentais. (a) Espectro da corrente na rede (i_{ga}) com valor de THD = 2,58%. (b) Espectro da corrente na carga (i_{la}) com valor de THD = 8,10%.

Na Figura 4.19 tem-se a implementação PWM do conversor operando com 1 estágio (i.e., o que significa apenas o conversor 1). A Figura 4.20 apresenta a implementação PWM com conversor operando com 2 estágios em que $N_1 = N_2 = 1$, na Figura 4.20(a) e com $N_1 = 1$, $N_2 = 2$, na Figura 4.20(b). A Figura 4.21 mostra um resultado semelhante, porém neste caso o conversor opera com 3 estágios (i.e., com conversores 1, 2 e 3). Os resultados para as outras fases são semelhantes.

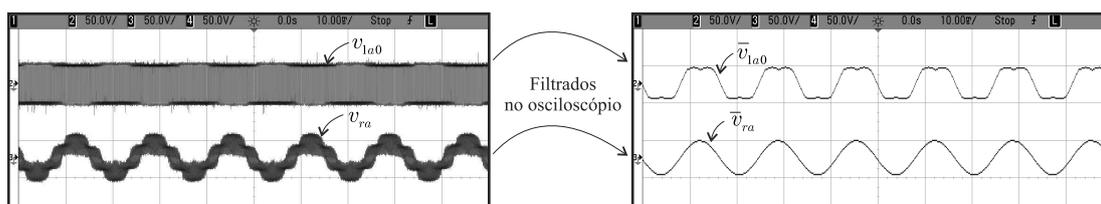
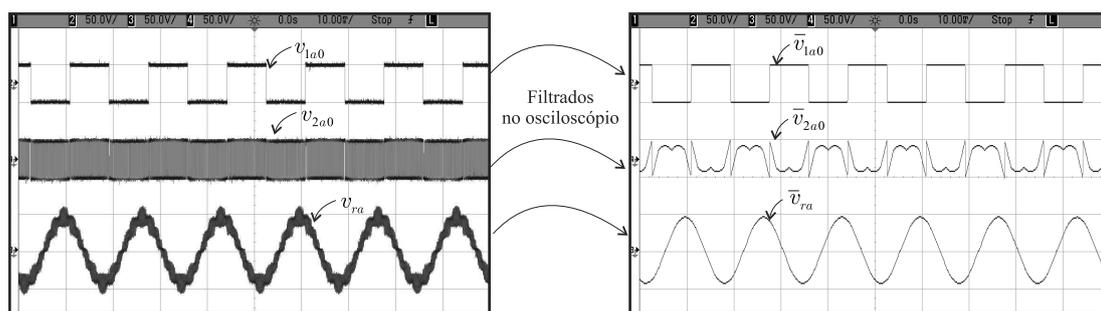
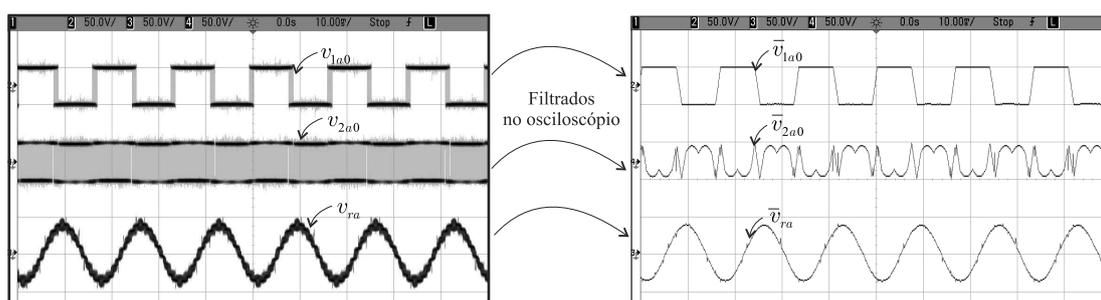


Figura 4.19: Resultado experimental. Operação do conversor com 1 estágio com $N_1 = 1$. Tensões PWM do conversor na fase a . Implementação da tensão PWM (lado esquerdo) e seus sinais fundamentais filtrados no osciloscópio (lado direito).



(a)



(b)

Figura 4.20: Resultado experimental. Operação do conversor com 2 estágios. (a) $N_1 = N_2 = 1$. (b) $N_1 = 1$ e $N_2 = 2$. Tensões PWM do conversor na fase a .

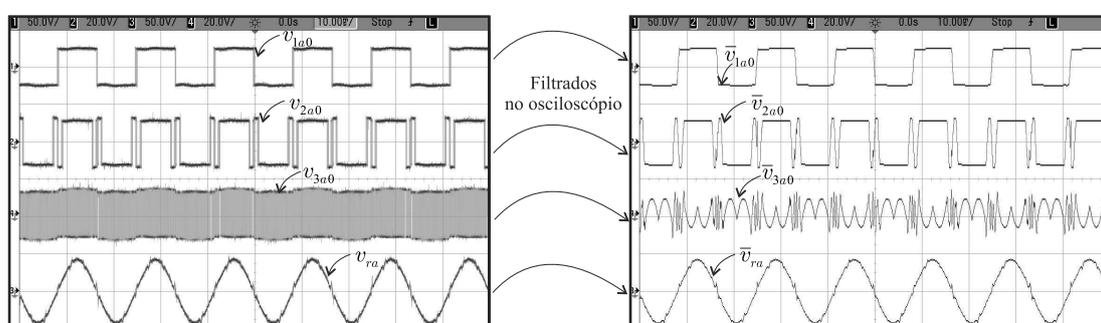


Figura 4.21: Resultado experimental. Operação do conversor com 3 estágios em que $N_1 = 1$, $N_2 = 2$ e $N_3 = 1$. Tensões PWM do conversor na fase a .

4.4 Conclusões

Neste capítulo, apresentou-se um compensador baseado em transformadores cascadeados com conexão em estrela (Y). Os conversores em pontes trifásicas foram conectados com os transformadores de forma que k -estágios podem ser obtidos. Diante desta característica, as estruturas propostas foram descritas de forma generalizada. O compensador proposto foi estudado atuando em duas funções distintas: i) compensador série (atuando como APF série ou DVR) e ii) compensador paralelo (atuando como APF paralelo). A generalização apresentada permite observar o ganho em termos da redução do conteúdo harmônico do PWM de forma a melhorar a qualidade da forma de onda na saída do conversor. Tal melhoria, dependendo do número de estágios utilizados, pode evitar o uso de filtros passivos para mitigar harmônicas de alta frequência provenientes do chaveamento PWM do conversor.

Outra característica interessante desta configuração diz respeito a modularidade e possibilidade de aumentar a potência nominal do compensador com o aumento do número de estágios. A solução torna-se uma opção atrativa por não ser necessário barramentos CC adicionais como observados em algumas configurações na literatura tais como: i) NPC (Barros e Silva, 2010), Capacitor flutuante (Hosseini et al., 2009), ponte H cascata (Lai e Peng, 1996), etc. Resultados simulação e experimentais validaram os estudos teóricos. Perante os resultados e análises comparativas pode-se concluir que a estrutura proposta torna-se uma opção alternativa adequada para consideração de compensadores em comparação com algumas estruturas existentes na literatura. No caso do compensador paralelo, os resultados do ponto de vista do conversor são semelhantes. A dinâmica do sistema fora testada e os resultados obtidos foram consistentes com os cenários de operação para os níveis considerados na montagem experimental.

5

APFs com Transformadores a Enrolamentos Abertos

5.1 Introdução

Neste capítulo, são investigadas estruturas baseadas no conceito de enrolamentos abertos, aplicadas para estruturas de filtro ativo paralelo que usam transformadores de isolamento para sistemas a três e quatro fios. As estruturas propostas são comparadas com algumas estruturas convencionais levando-se em consideração figuras de mérito como THD, WTHD, estimativa de perdas e valores nominais de tensão no barramento CC.

5.2 Configuração OEW para Sistemas a Três Fios

Esta seção apresenta uma configuração de APF para sistema a três fios. A estrutura estudada nesta seção é constituída de dois conversores com três braços cada e dois barramentos CC, totalizando seis braços no conversor de um modo geral, conectados em série através de transformador trifásico disposto com enrolamentos abertos. Por essas características esta estrutura é referenciada como OEW. Esta estrutura torna-se atrativa para sistema de distribuição em média tensão. Resultados de simulação e experimentais são apresentados no intuito de validar os estudos teóricos.

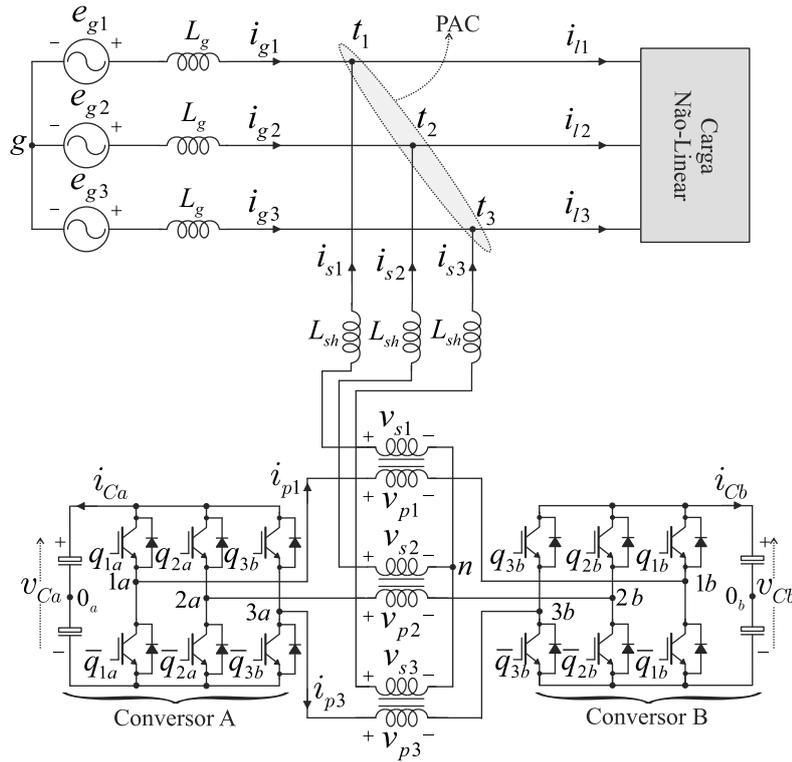


Figura 5.1: Configuração do APF proposto

5.2.1 Modelo do Sistema

O modelo da configuração proposta pode ser representado em forma de circuito equivalente ideal dos conversores, como pode-se observar na Figura 5.2, que é dado por:

$$v_{pj} = v_{ja0a} - v_{jb0b} - v_{ba0}, \quad (5.1)$$

em que v_{pj} são as tensões no lado primário dos transformadores de isolamento, v_{ja0a} são as tensões de polo no conversor A, v_{jb0b} são as tensões de polo no conversor B, v_{ba0} é a tensão entre os pontos centrais de cada barramento CC associado aos conversores e o índice $j = 1, 2, 3$ representa cada fase do sistema. Nas próximas relações o parâmetro j mantém-se como 1, 2 e 3.

Os indutores L_{sh} representam a indutância de dispersão combinados com indutância externa de interface (l_{sh}) bem como as perdas inerentes em cada transformador (r_{sh}), conforme descrito em (Gupta et al., 2006). Assim, uma equação diferencial para o APF pode ser escrita da seguinte forma:

$$v_{sj} = v_{tjn} + l_{sh} \frac{di_{sj}}{dt} + r_{sh} i_{sj}, \quad (5.2)$$

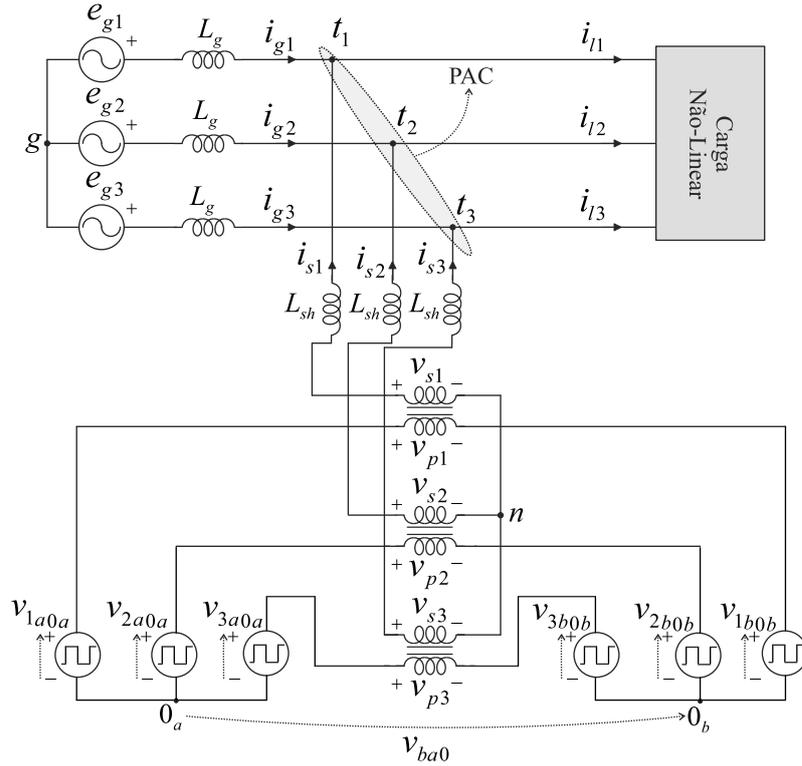


Figura 5.2: Modelo com circuito equivalente do APF proposto

onde v_{sj} são as tensões no secundário dos transformadores de isolamento e v_{tjn} caracteriza as tensões entre o ponto de acoplamento comum (PAC) e o neutro no secundário dos transformadores. Perceba que se a relação de transformação idealmente for 1:1 então $v_{sj} = v_{pj}$.

Assim, para um sistema balanceado em que $v_{s1} + v_{s2} + v_{s3} = 0$ e $i_{s1} + i_{s2} + i_{s3} = 0$, pode-se desenvolver a seguinte expressão para a tensão v_{ba0} :

$$v_{ba0} = \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{ja0a} - \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{jb0b}. \quad (5.3)$$

Assim, considerando $v_{sj} = v_{pj}$ (caso de transformador ideal com relação de transformação unitária), um modelo para o APF será regido pela seguinte expressão:

$$v_{sj} = v_{jab0} - \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{jab0} = v_{tjn} + l_{sh} \frac{di_{sj}}{dt} + r_{sh} i_{sj}, \quad (5.4)$$

em que $v_{jab0} = v_{ja0a} - v_{jb0b}$.

5.2.2 Estratégia PWM

Como o conversor proposto possui seis braços, faz-se necessário calcular seis tensões de polo. Existem quatro variáveis auxiliares que podem ser adicionadas ao modelo, pois apenas duas tensões são necessárias para controlar o sistema (duas dentre v_{s1}^* , v_{s2}^* , v_{s3}^*). Portanto, introduzindo as tensões auxiliares v_{ba0}^* , v_{x1}^* , v_{x2}^* e v_{x3}^* , e fazendo algumas simplificações para um sistema balanceado, uma solução pode ser escrita da seguinte forma

$$v_{ja0a}^* = \frac{1}{2}v_{sj}^* + \frac{1}{2}v_{ba0}^* + v_{xj}^* = \frac{1}{2}v_{rj}^* + v_{xj}^*, \quad (5.5)$$

$$v_{jb0b}^* = -\frac{1}{2}v_{sj}^* - \frac{1}{2}v_{ba0}^* + v_{xj}^* = -\frac{1}{2}v_{rj}^* + v_{xj}^*, \quad (5.6)$$

onde as tensões v_{rj}^* foram introduzidas a fim de simplificar o cálculo. Estas tensões podem ser expressadas por:

$$v_{rj}^* = v_{ja0a}^* - v_{jb0b}^* = v_{sj}^* + v_{ba0}^*. \quad (5.7)$$

As relações apresentadas em (5.5) e (5.6) não são suficientes para determinar as tensões de polo de referência (v_{ja0a}^* e v_{jb0b}^*). Assim é necessário também calcular as referências para as variáveis auxiliares v_{ba0}^* , v_{x1}^* , v_{x2}^* e v_{x3}^* . Todavia, os limites das tensões de polo ($\pm v_{Ca}^*/2$ e $\pm v_{Cb}^*/2$) devem ser respeitados.

Uma escolha normalizada destas variáveis auxiliares (v_{ba0}^* , v_{x1}^* , v_{x2}^* e v_{x3}^*) satisfazendo seus limites de máximo e mínimo, pode ser obtido através da introdução de um parâmetro μ ($0 \leq \mu \leq 1$) para cada variável auxiliar (e.g., $v_{ba0}^* \rightarrow \mu_{ba0}^*$, $v_{x1}^* \rightarrow \mu_{x1}^*$, $v_{x2}^* \rightarrow \mu_{x2}^*$ e $v_{x3}^* \rightarrow \mu_{x3}^*$). Assim, determinando-se inicialmente a tensão v_{ba0}^* obedecendo as seguintes expressões

$$v_{ba0}^* = \mu_{ba0}^* v_{ba0max}^* + (1 - \mu_{ba0}^*) v_{ba0min}^*, \quad (5.8)$$

$$v_{ba0min}^* = -v_{Cab}^* - \min\{v_{s1}^*, v_{s2}^*, v_{s3}^*\}, \quad (5.9)$$

$$v_{ba0max}^* = v_{Cab}^* - \max\{v_{s1}^*, v_{s2}^*, v_{s3}^*\}, \quad (5.10)$$

em que $v_{Cab}^* = (v_{Ca}^* + v_{Cb}^*)/2$ representa o valor da média da tensão do barramento CC.

As outras três tensões auxiliares v_{xj}^* são calculadas a partir de:

$$v_{xj}^* = \mu_{xj}^* v_{xjmax}^* + (1 - \mu_{xj}^*) v_{xjmin}^*, \quad (5.11)$$

$$v_{xjmin}^* = \max\{v_{xajmin}^*, v_{xbjmin}^*\}, \quad (5.12)$$

$$v_{xjmax}^* = \min\{v_{xajmax}^*, v_{xbjmax}^*\}, \quad (5.13)$$

em que

$$v_{xajmin}^* = -v_{Ca}^*/2 - v_{rj}^*/2, \quad (5.14)$$

$$v_{xbjmin}^* = -v_{Cb}^*/2 + v_{rj}^*/2, \quad (5.15)$$

$$v_{xajmax}^* = v_{Ca}^*/2 - v_{rj}^*/2, \quad (5.16)$$

$$v_{xbjmax}^* = v_{Cb}^*/2 + v_{rj}^*/2. \quad (5.17)$$

Para garantir uma operação simétrica do sistema usando-se barramentos CC com valores iguais de tensão, todos os parâmetros μ_{xj}^* devem ser impostos iguais ($\mu_{x1}^* = \mu_{x2}^* = \mu_{x3}^*$). Quando as tensões nos barramentos v_{Ca} e v_{Cb} forem controladas de forma independente, as referências v_{xj}^* são determinadas a partir de um controlador PI convencional, conforme descrito na subseção 5.2.4.

5.2.3 Processamento de Potência nos Conversores

A partir da estratégia PWM descrita anteriormente pode-se observar que a potência processada pelos conversores A e B podem ser expressas por

$$p_{sA}^* = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^3 (v_{sj}^* i_{sj}^*) + \sum_{j=1}^3 (v_{xj}^* i_{sj}^*), \quad (5.18)$$

$$p_{sB}^* = -\frac{1}{2} \sum_{j=1}^3 (v_{sj}^* i_{sj}^*) - \sum_{j=1}^3 (v_{xj}^* i_{sj}^*), \quad (5.19)$$

onde $v_{sj}^* = v_{pj}^*$.

A primeira parcela em (5.18) e (5.19) representa a potência CC trifásica. Assim, observando essas relações, a potência de cada conversor pode ser controlada através da interação entre as tensões auxiliares (v_{x1}^* , v_{x2}^* e v_{x3}^*) e suas respectivas correntes (i_{s1}^* , i_{s2}^* , e i_{s3}^*), respectivamente.

A capacidade de processamento da potência em cada conversor é investigada em um caso particular de operação com tensões iguais no barramento CC ($v_{Ca} = v_{Cb}$). Para um caso simétrico, ($\mu_{xj} = 0,5$), a potência gerada em cada conversor é dividida igualmente (50% cada um), mesmo para variações do parâmetro μ_{ba0} ($\mu_{ba0} = 0,5/1, 0/0, 0$), vide Tabela 5.1. Todavia, no caso do controlador R_{Ca} (vide subseção 5.2.4) impor $\mu_{xj} \neq 0,5$ o conversor tende a operar de modo levemente assimétrico e não tem muita faixa de potência para

lidar com o sistema, como pode-se observar na Tabela 5.1. Esta tabela foi obtida para o conversor com fator de potência (ângulo de fase entre a tensão gerada v_{pj} e corrente i_{pj} no conversor) próximo da unidade. Quando o fator de potência é indutivo a diferença de potência processada entre os conversores torna-se mais relevante (evidente).

Tabela 5.1: Análise da potência gerada em cada conversor com tensões iguais no barramento CC.

Parâmetro		Potência gerada	
μ_{ba0}	μ_{xj}	Conversor A	Conversor B
0,5	-	50,00%	50,00%
1,0	0,6	49,49%	50,51%
0,0	0,4	50,51%	49,49%

A Figura 5.3 mostra o balanceamento do fluxo de potência entre ambos os conversores sem uso de qualquer técnica de otimização. Neste caso, operação com tensões iguais foi considerada ($v_{Ca}^* = v_{Cb}^*$). Vale a pena ressaltar que usando uma técnica de otimização e impondo $\mu_{xj} = 1$ e $\mu_{xj} = 0$ de acordo com o sinal da corrente do conversor para fator de potência unitário, a potência do conversor A pode alcançar um percentual de 56% enquanto que a potência do conversor B ficará em torno de 44%.

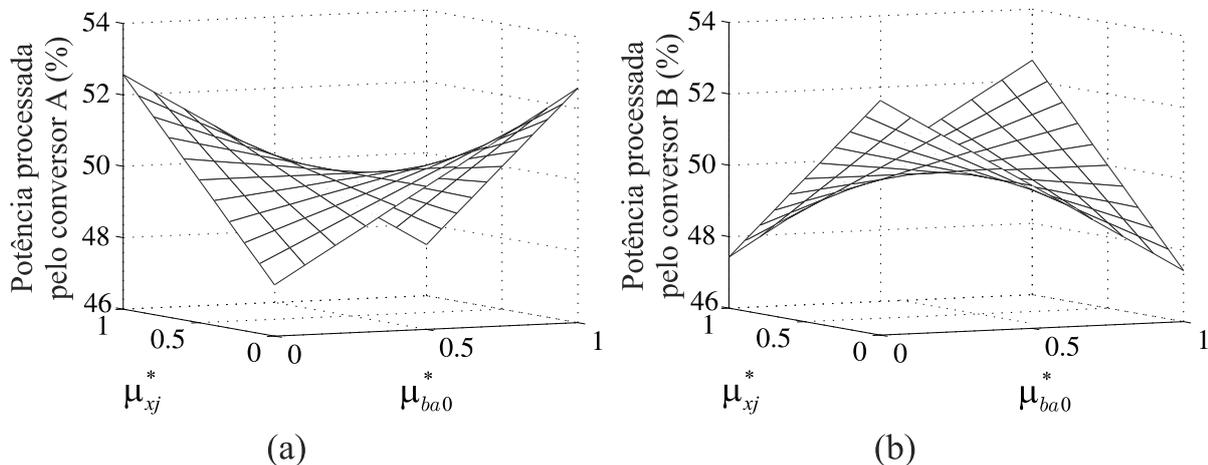


Figura 5.3: Potência processada entre os conversores em situação não otimizada. (a) conversor A. (b) conversor B.

Outras técnicas podem ser desenvolvidas para aumentar a diferença da potência entre os conversores. Isto pode ser feito levando-se em consideração o sinal da corrente na respectiva fase dos conversores (i_{p1} , i_{p2} e i_{p3}). Logo, pode-se notar que:

- Quando $i_{pj}^* < 0$ a potência do conversor A aumentará com o aumento de μ_{xj}^*

- Quando $i_{pj}^* > 0$ a potência do conversor A diminuirá com o aumento de μ_{xj}^*

Assim, o valor da variável μ_{xj}^* pode ser usado para controlar a tensão no barramento CC do conversor A considerando-se o sinal da corrente no respectivo conversor.

Adicionalmente, também pode-se notar que:

- Quando $i_{pj} \leq 0$ e $\mu_{xj} = 1$, a potência do conversor A é maior que a do conversor B.
- Quando $i_{pj} \leq 0$ e $\mu_{xj} = 0$, a potência do conversor A é menor que a do conversor B.

Para o outro sinal de corrente ($i_{pj} \geq 0$) o comportamento da distribuição da potência é semelhante, mas mudando-se internamente o percentual dos conversores. Assim, a mudança da variável μ_{xj}^* entre 0 e 1, levando-se em consideração o sinal da corrente, pode ser um tipo de abordagem usada para controlar a tensão no barramento CC do conversor A.

5.2.4 Sistema de Controle

A Figura 5.4 apresenta o diagrama de blocos para o controle do sistema. A média da tensão nos barramentos CC [$v_{Cab} = (v_{Ca} + v_{Cb})/2$] é controlada através do controlador R_C , cujo a saída fornece a amplitude da corrente de referência I_g^* da rede (*grid*) trifásica. As correntes instantâneas i_{g1} e i_{g2} (i_{g12}) são obtidas sincronizando (via bloco S_{ync}) suas fases com as tensões e_{g1} e e_{g2} , respectivamente. Os controladores R_{i12} definem as tensões de referência v_{s1}^* e v_{s2}^* . Os controladores R_C e R_{Ca} são controladores convencionais do tipo PI, enquanto que os controladores R_{i12} , para as correntes, foram implementados usando controladores de dupla sequência (controladores ressonantes) para garantir erro de regime permanente nulo (Jacobina et al., 2001a). Como o sistema é considerado balanceado, a tensão v_{s3}^* é determinada a partir de v_{s1}^* e v_{s2}^* ($v_{s3}^* = -v_{s1}^* - v_{s2}^*$).

No intuito de controlar as tensões nos barramentos v_{Ca} e v_{Cb} , o parâmetro μ_{xj}^* é determinado pelo controlador R_{Ca} . A partir das tensões de referência impostas no controle, a estratégia PWM definirá o estado das chaves (q_{aj} e q_{bj}). O controle do balanceamento nas tensões do barramento CC pode ser otimizado através do bloco *Optim* no qual leva em consideração os sinais das correntes (cada fase) do filtro (i_{sj}), como pode-se observar na Figura 5.4.

O controle do balanceamento das tensões no barramento CC pode ser otimizado levando-se em consideração os sinais da corrente do filtro (i_{pj}), conforme descrito anteriormente.

Em uma primeira alternativa, podemos utilizar a variável μ_{xj} em função dos sinais da corrente i_{pj} . Por exemplo, para aumentar a tensão do conversor A quando $i_{pj} \leq 0$, aumenta-se μ_{xj}^* ($\mu_{xj}^* = \mu_{xj}'$). Para diminuir a tensão do conversor A quando $i_{pj} \geq 0$, diminui-se μ_{xj} ($\mu_{xj}^* = 1 - \mu_{xj}'$). Em que μ_{xj}' é a variável de saída do controlador R_{Ca} .

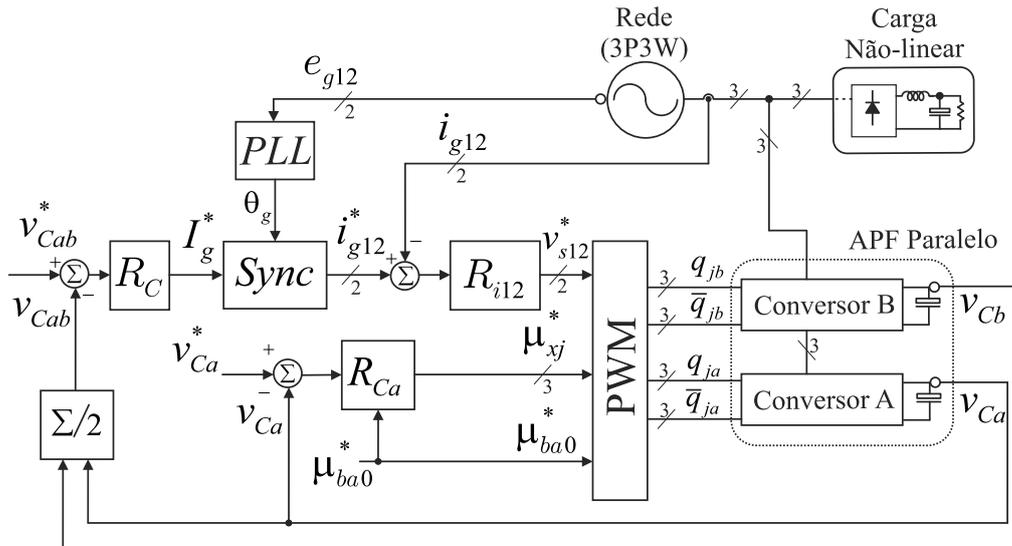


Figura 5.4: Diagrama de blocos do sistema de controle.

Uma segunda alternativa para controlar o fluxo de potência entre ambos os conversores usa μ_{xj} igual a 0 ou 1. Assim, dado um intervalo de tempo T_m , múltiplo do período de amostragem, uma parte de T_m usa $\mu_{xj} = 0$ (T_{m0}) e a outra parte restante usa $\mu_{xj} = 1$ (T_{m1}) (i.e., $T_m = T_{m0} + T_{m1}$). A fração deste tempo T_{m0}/T_m é usada para controlar o fluxo de potência dos conversores e consequentemente a tensão no barramento CC do conversor A (v_{Ca}).

5.2.5 Tensão no barramento CC e Comparativo de Componentes

A tensão mínima exigida no barramento CC (V_{cc}^{\min}) para a configuração estudada nesse trabalho é apresentada na Tabela 5.6. O valor referente com a estrutura convencional 6L é apresentado para fins de comparação. Esta especificação reflete na tensão de pico reversa (PIV) em cada chave de potência. Pode-se observar também o número de componente (chaves semicondutores e capacitores necessários) para cada topologia. Observa-se que a configuração

proposta tem menores valores de tensão de bloqueio reversa em comparação com estruturas convencionais. Por outro lado, necessita o dobro de capacitores para o barramento CC em comparação com a configuração convencional. Como os conversores estão conectados em série com os transformadores de isolamento o nível de corrente em cada conversor é o mesmo para ambas as configurações.

Tabela 5.2: Comparação topológica.

Topologia	V_{dc}^{\min}	IGBTs	Capacitores
Convencional (6L)	$1,42V_s^{RMS}$	12	1
Proposto (OEW)	$1,22V_s^{RMS}$	12	2

5.2.6 Distorção Harmônica

A distorção harmônica total (THD) foi utilizada para quantificar o conteúdo harmônico das correntes da rede (*grid*) (i_{gj}) enquanto que a THD ponderada (WTHD) foi considerada para as tensões (v_{pj}). Elas foram avaliadas baseadas nas expressões (5.20) e (5.21), respectivamente.

$$THD(p)\% = \frac{100}{a_1} \sqrt{\sum_{i=2}^p (a_i)^2}, \quad (5.20)$$

$$WTHD(p)\% = \frac{100}{a_1} \sqrt{\sum_{i=2}^p \left(\frac{a_i}{i}\right)^2}, \quad (5.21)$$

em que a_1 é a amplitude de corrente ou tensão na frequência fundamental, a_i é a amplitude da $i^{ésima}$ harmônica e p é o número de harmônicas levadas em consideração. A WTHD das tensões no transformador (v_{pj}) podem ser observadas na Figura 5.5 em função da frequência de chaveamento. Assim, para todas as frequências de chaveamento consideradas (de 500 Hz até 20 kHz) a configuração proposta apresenta sempre valores menores de WTHD se comparados com os valores da estrutura convencional.

A Figura 5.6 mostra o perfil da corrente na rede (*grid*) para ambas as configurações (convencional e proposta). Tal resultado, confirma a melhoria do uso da estrutura proposta em termos de THD. Assim, pode-se observar que a estrutura proposta apresenta melhoria de 61,2% em comparação com a configuração convencional (6L). Note que a operação dos APFs

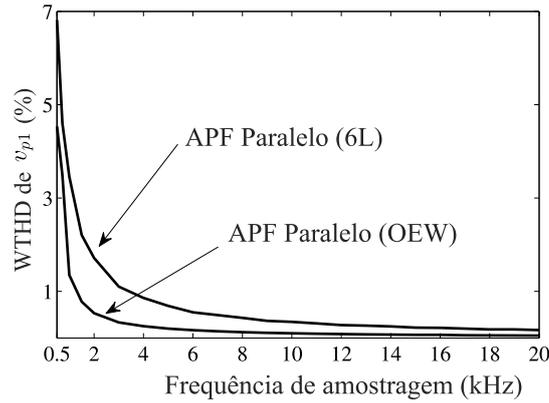


Figura 5.5: Comparativo da WTHD das tensões geradas pelo conversor v_{p1} em função da frequência de amostragem.

foi imposta nos mesmos limites de operação, i.e., tensões de cada barramento CC (v_{Ca} e v_{Cb}) para configuração proposta sendo 13% menor em comparação com a estrutura convencional. Todavia, a frequência de chaveamento foi fixada em 10 kHz para ambas as configurações e os indutores do filtro sendo iguais (L_{sh}).

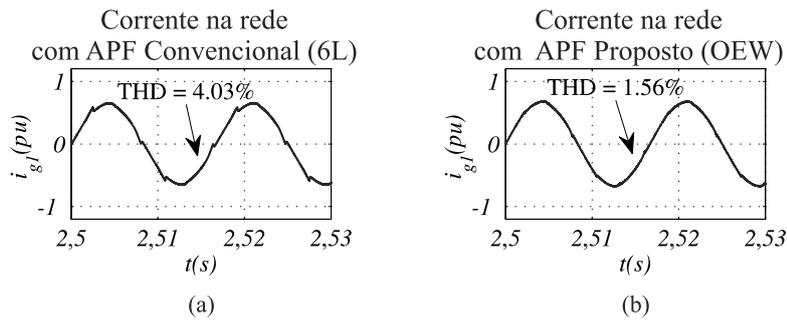


Figura 5.6: Comparativo da THD da corrente na rede. (a) Configuração convencional (6L). (b) Configuração Proposta (OEW).

A Figura 5.7 mostra a WTHD em função da tensão gerada pelo conversor v_{p1} em função do índice de modulação, para a configuração convencional (6L) e a proposta (OEW) operando com tensões iguais no barramento CC ($v_{Ca} = v_{Cb}$). Neste caso, a frequência de chaveamento foi fixada em 10 kHz. A implementação PWM utilizada produz resultados semelhantes aos resultados obtidos com casos da abordagem *level-shifted* PWM (LSPWM) (Tsunoda et al., 2014).

A Figura 5.8(a) apresenta todos os vetores disponíveis para a configuração proposta em que o caso de barramentos CC iguais ($v_{ca} = v_{cb}$) é considerado. Observa-se que a implementação com duas portadoras garante que os vetores mais próximos da referência são produzidos, vide Figura 5.8(b).

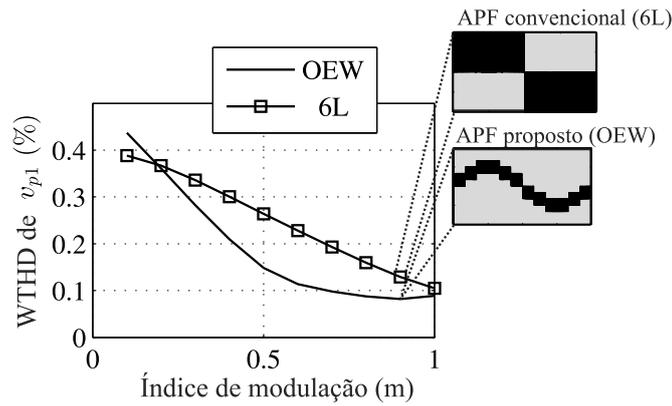


Figura 5.7: Comparativo da WTHD da tensão gerada pelo conversor v_{p1} em função do índice de modulação m .

Outras razões de relação entre as tensões do barramento CC podem ser considerados, como por exemplo $v_{Ca} = 2/3$ pu e $v_{Cb} = 1/3$ pu [vide Figura 5.9(a)] e $v_{Ca} = 3/4$ pu e $v_{Cb} = 1/4$ pu [vide Figura 5.9(b)]. A relação mostrada na Figura 5.9(a) apresenta uma distribuição mais simétrica do espaço vetorial em comparação com a relação mostrada na Figura 5.9(b). Pode-se notar que o caso mostrado na Figura 5.9(a) apresenta menores valores de WTHD se comparado com o caso de tensões iguais nos barramentos CC, como pode-se observar na Figura 5.8(a). De fato, isto é observado pela justificativa que o caso da Figura 5.9(a) tem a mesma simetria, porém com mais vetores distribuídos. Todavia, a operação do APF com tensões diferentes no barramento CC implica em uma distribuição desbalanceada da potência processada entre os conversores A e B, o que pode levar a um PWM com uso dos vetores de forma não otimizada para realizar o controle do barramento CC. Neste cálculo, apenas o caso de operação com tensões iguais no barramento CC ($v_{Ca} = v_{Cb}$) foi considerado.

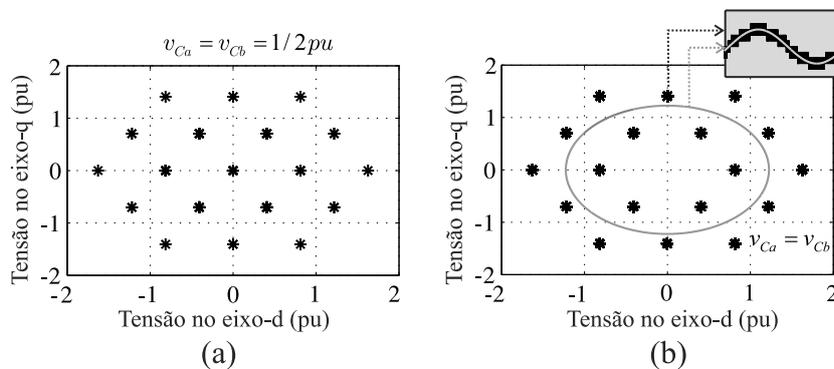


Figura 5.8: Espaço vetorial para configuração OEW com tensões iguais no barramento CC ($v_{ca}=v_{cb}$). (a) Todos vetores disponíveis. (b) Vetores utilizados pela implementação PWM com duas portadoras.

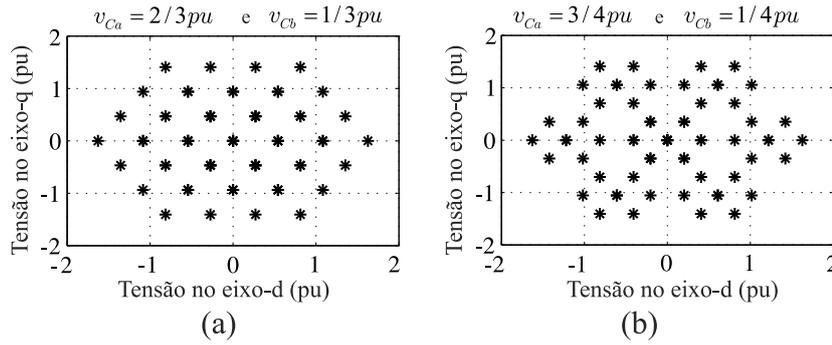


Figura 5.9: Todos vetores disponíveis para configuração OEW com tensões diferentes no barramento CC ($v_{ca} \neq v_{cb}$). (a) $v_{ca} = 2/3$ pu; $v_{cb} = 1/3$ pu. (b) $v_{ca} = 3/4$ pu; $v_{cb} = 1/4$ pu.

5.2.7 Estimativa de Perdas nas Chaves Semicondutoras

Uma estimativa de perdas nas chaves semicondutoras foi feita comparando-se a estrutura proposta com a convencional (6L). Neste comparativo ambas as configurações foram consideradas na mesma condição de operação, em que permite a geração das tensões (v_{pj}) com mesmo conteúdo harmônico (distorção harmônica). Por exemplo, fixando a frequência de chaveamento em 14kHz para a estrutura convencional e fixando 4 kHz para o conversor proposto, como pode-se observar na Figura 5.5. Tais valores de frequência garantem que ambas as configurações irão fornecer tensões v_{pj} com mesmo valor de WTHD. Nestes resultados, a potência da carga trifásica fora fixada em torno de 6 kW.

A Figura 5.10, por sua vez, mostra as perdas totais nas chaves semicondutoras para APF implementado com conversor de seis braços (6L) e com conversor proposto (OEW) onde ambas as configurações estão impondo mesmo valor de WTHD nas tensões v_{pj} . Pode-se observar que as chaves para o conversor proposto, comparando-se com o conversor 6L, pode operar com tensão nominal menor no barramento CC. Além disso, a qualidade da forma de onda da tensão com maior número de níveis possibilita reduzir as perdas de chaveamento. Portanto, observa-se que uma redução nas perdas de chaveamento em comparação com a configuração convencional. Como o valor nominal de corrente para a configuração proposta é o mesmo para o caso convencional, as perdas de condução para ambas as configurações são semelhantes.

Um outro cenário comparativo foi considerado usando-se a mesma frequência de chaveamento para os APFs implementados com a estrutura convencional (6L) e a proposta

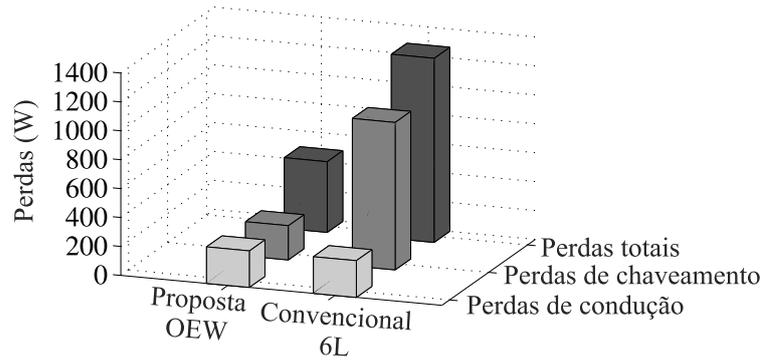


Figura 5.10: Comparativo de perdas entre a estrutura convencional (6L) e a proposta (OEW) com ambas operando com mesmos valores de WTHD das tensões v_{pj} .

(OEW). Este comparativo pode ser observado na Figura 5.11. Observa-se que para os três casos considerados, a configuração proposta (OEW) apresenta menores valores de perdas.

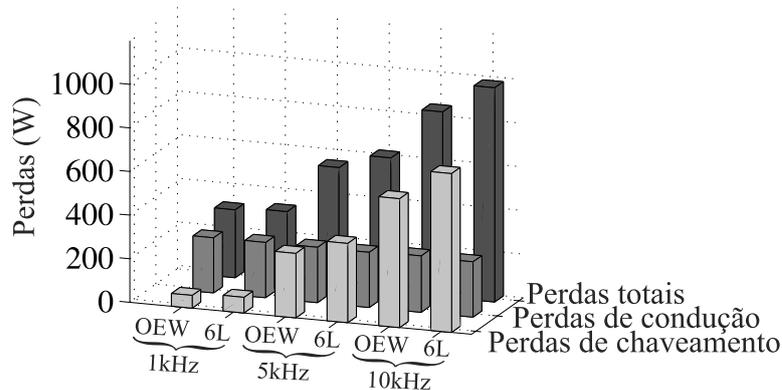


Figura 5.11: Comparativo de perdas nas chaves semicondutoras entre os APFs com conversor convencional (6L) e o proposto (OEW) operando com a mesma frequência de chaveamento em três cenários: i) 1kHz, ii) 5kHz e iii) 10kHz.

5.2.8 Estimativa de Perdas em Alta Frequência no Barramento CC

A estimativa de perdas em alta-freqüência do barramento CC é discutida nesta seção. Um estudo comparativo entre a topologia convencional (6L) e a proposta (OEW) é apresentado. Neste caso, a operação do APF foi mantida nas mesmas condições de operação (i.e., $v_{Ca} = v_{Cb} = 0,87$ pu para o APF proposto e $v_c = 1,0$ pu para o APF convencional).

A estimativa das perdas em alta-freqüência do barramento CC é feita baseando-se em

$$P_{loss}^{HO} = N(0,45)ESR_{(100Hz)} (I_{c,rms}^{HO})^2, \quad (5.22)$$

em que N é o número de capacitores usados em cada topologia, $I_{c,rms}^{HO}$ é o valor RMS de corrente da componente de alta frequência no barramento CC (com $h > 50$), $ESR_{(100Hz)}$ corresponde a resistência série equivalente com frequência em 100Hz. A ESR pode ser considerada constante para frequências maiores que $3kHz$. Ela é igual a 0,45 vezes o valor da ESR para 100Hz (Asiminoaei et al., 2008a), (Kolar e Round, 2006). Isto significa que as perdas (P_{loss}^{HO}) dependem tão somente de $I_{c,rms}^{HO}$.

A Figura 5.12 mostra o espectro das harmônicas de corrente no barramento CC em dois cenários para fins comparativos. Como os conversores no APF proposto estão conectados em série, a corrente no barramento CC do conversor A é igual a corrente do conversor B ($i_{Ca} = i_{Cb}$). Observa-se que dois tipos de comparações são consideradas nesses resultados:

1. Frequências de chaveamento diferentes, vide Figura 5.12(a), que garante mesmo valores de WTHD nas tensões, conforme discutido na subseção anterior.
2. Frequências de chaveamento iguais, vide Figura 5.12(b), na qual impõe diferentes valores de WTHD para cada configuração de APF.

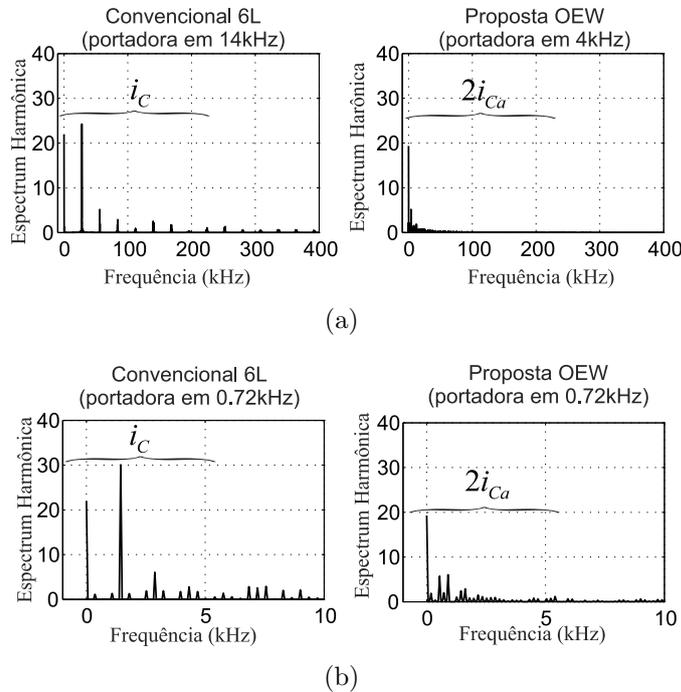


Figura 5.12: Espectro harmônico das correntes no barramento CC para dois tipos de comparação. (a) Mesmos valores de WTHD (com diferentes frequências de chaveamento) para ambas as configurações. (b) Mesmos valores de frequência de chaveamento.

Assim, pode-se observar que o conteúdo harmônico equivalente para a estrutura proposta ($2i_{ca}$) apresenta menores valores de magnitude, mesmo para a mesma frequência de chaveamento, em comparação com a estrutura convencional.

A Tabela 5.3 apresenta a corrente RMS normalizada pela corrente RMS da configuração proposta (OEW) (i.e., $I_{c,rms}^{HO}/I_{c,rms(OEW)}^{HO}$). Pode-se observar que existe uma redução em torno de 60% da corrente RMS de alta frequência no barramento CC da configuração proposta em comparação com a convencional. Com isso, pode-se estimar que as perdas de alta-frequência no barramento CC para o APF proposto são reduzidas em comparação com as perdas do APF convencional.

Tabela 5.3: Correntes RMS no barramento CC.
Corrente RMS normalizada

Topologia	6L	OEW
$I_{c,rms}^{HO}/I_{c,rms(OEW)}^{HO}$	1,67	1,00

Observe que um estudo comparativo das perdas no transformador não foi feito pelo fato de ambas as configurações possuírem transformadores especificações nominais similares. Maiores detalhes quanto às especificações e projetos de transformadores para sistemas de distribuição podem ser consultados em (Awadallah et al., 2014, Dzafic et al., 2014, Olivares-Galvan et al., 2010).

5.2.9 Comparativo do Indutor de Filtro

Existem vários métodos que descrevem o projeto dos indutores de filtro (L_{sh}) (Asiminoaei et al., 2006, Chaoui et al., 2008, Rastogi et al., 1994, Kolar et al., 1991). Todos eles destacam que o tamanho e custo associados com o indutor de filtro (L_{sh}) dependem principalmente da ondulação da corrente (Δi_{max}) e frequência de chaveamento (f_s). No intuito de quantificar o tamanho do indutor de filtro de acordo com o tipo de conversor usado para o APF, a configuração convencional (6L) e a proposta (OEW) foram simuladas através do PSIM. Um estudo comparativo é mostrado na Tabela 5.4. Dois casos foram considerados. O caso 1 considera que ambas as configurações tem o mesmo indutor de filtro e mesma frequência de chaveamento. Assim, a ondulação de corrente para a configuração proposta é menor do que a ondulação observada para a configuração convencional. O Caso 2 leva em consideração a redução do indutor de filtro usado para configuração proposta até obter-se a mesma ondulação de corrente obtida para a configuração convencional em uma mesma frequência de chaveamento.

Tabela 5.4: Comparativo do indutor de filtro com a configuração convencional (6L) e a proposta (OEW) considerando-se dois casos para configuração proposta: i) caso 1 - mesmo L_{sh} para ambas as configurações e ii) caso 2 - mesma Δi_{max} para ambas as configurações.

Topologia do APF	Δi_{max}	L_{sh}	f_{sw}
Convencional 6L.	10%	1mH	10kHz
Proposto OEW (caso 1)	5,4%	1mH	10kHz
Proposto OEW (caso 2)	10%	0,2mH	10kHz

Portanto, impondo a mesma ondulação de corrente, pode-se observar que o indutor de filtro para a configuração proposta é 80% menor quando comparado com o valor do indutor usado para o APF convencional (6L).

5.2.10 Resultados de Simulação

Nesta subsecção o APF proposto (OEW) fora avaliado por simulação usando o PSIM. Para estes resultados de simulação, os capacitores do barramento CC (C) e a frequência de chaveamento (f_s) são dados por $C = 4400\mu F$ e $f_s = 10kHz$, respectivamente. A carga não linear usada nesses resultados é composta por um retificador trifásico a diodo com indutor, capacitor e resistor conectado na saída, de forma similar como está ilustrado na Figura 5.4.

A Figura 5.13 mostra as tensões reguladas no barramento CC, de acordo com o diagrama de bloco de controle apresentado anteriormente, para o conversor A (v_{Ca}) e para o conversor B (v_{Cb}), respectivamente.

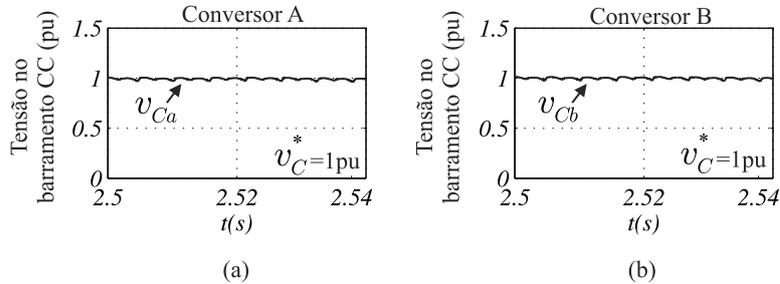


Figura 5.13: Resultados de Simulação. (a) Tensão no barramento CC para configuração proposta no conversor A (v_{ca}). (b) Tensão no barramento CC para configuração proposta no conversor B (v_{cb}).

Os resultados de simulação apresentados na Figura 5.14 demonstram a compensação de harmônicas de corrente da carga no sistema utilizando-se a estrutura proposta. Observe que as correntes na rede (*grid*) são compensadas satisfatoriamente. Os resultados para as outras fases são similares. A correção do fator de potência pode ser observado na Figura 5.15.

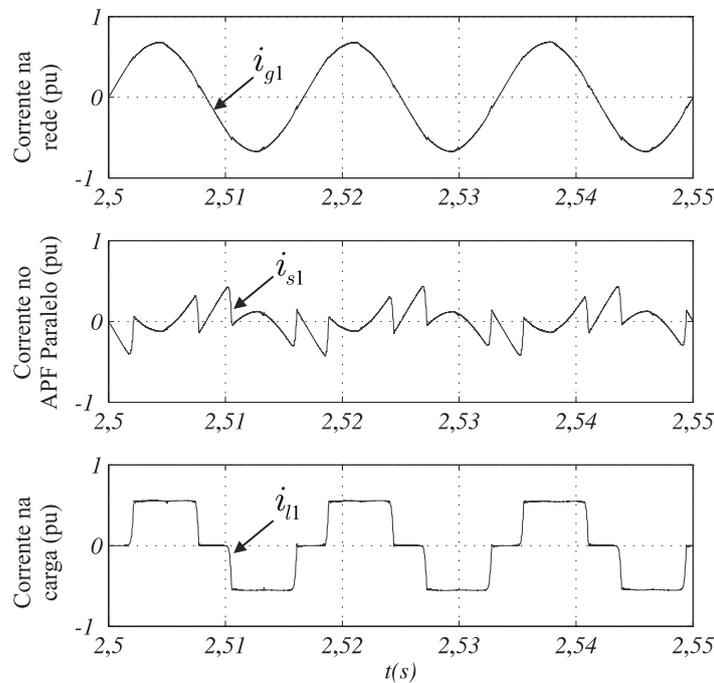


Figura 5.14: Resultado de simulação. Correntes do sistema para uma fase. Corrente na rede (parte superior), Corrente no APF (parte central) e corrente na carga (parte inferior).

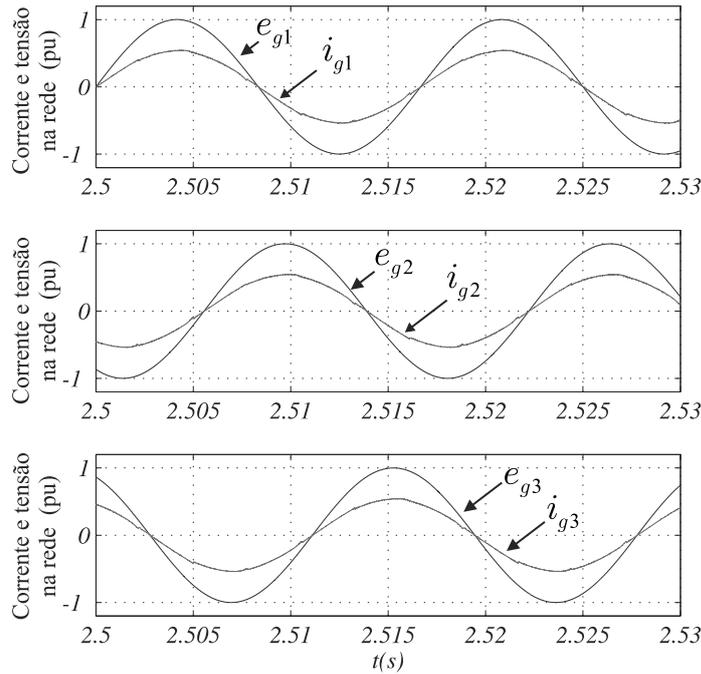


Figura 5.15: Resultado de simulação. Correção do fator de potência na fase 1 (parte superior), fase 2 (parte central) e fase 3 (parte inferior).

5.2.11 Resultados Experimentais

O sistema proposto na Figura 5.1 foi implementado na plataforma experimental. Os principais equipamentos para a montagem experimental são baseados em IGBTs da SEMIKRON controlados por um processador digital de sinais (DSP) TMS320F28335 com microcomputador equipado apropriadamente com placas e sensores de condicionamento de sinal. Os capacitores de barramento de CC (C), frequência de chaveamento (f_s), indutores da rede (L_g), indutores de filtro (L_{sh}), potência dos transformadores de isolamento (S_{transf}) são dados por: $C = 4400 \mu\text{F}$, $f_s = 10 \text{ kHz}$, $L_g = 3 \text{ mH}$, $L_{sh} = 6 \text{ mH}$, $S_{transf} = 1 \text{ kVA}$, respectivamente.

A estratégia PWM descrita anteriormente na subseção 5.2.2 foi validada experimentalmente. Para verificar validação da estratégia PWM alguns resultados experimentais foram obtidos em malha aberta e são mostrados na Figura 5.16(a) as tensões de polo v_{1a0a}^* e v_{1b0b}^* com todos os parâmetros μ fixados em 0,5 e os barramentos CC com tensões iguais. Como mencionado anteriormente, neste caso particular os conversores operam de forma simétrica. Os resultados observados na Figura 5.16(b) mostram que podem ser obtidos mais níveis nas tensões geradas pelo conversor v_{pj} em comparação com o conversor convencional de três

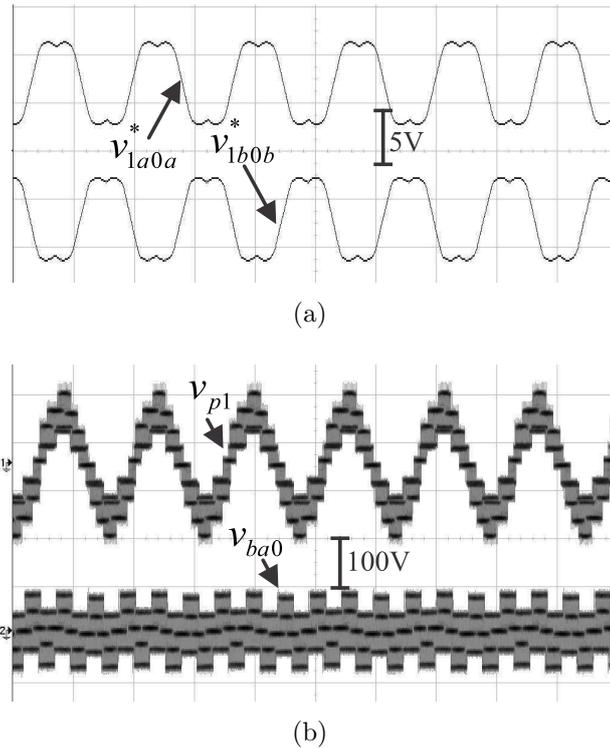


Figura 5.16: Resultados experimentais. Implementação da estratégia PWM. (a) tensões de polo de referência v_{1a0a}^* (parte superior) e v_{1b0b}^* (parte inferior) sendo os sinais de disparo filtrados no osciloscópio. (b) tensão gerada pelos conversores v_{p1} (parte superior) e tensão de modo comum voltage v_{ba0} (parte inferior).

níveis, referenciado aqui como configuração 6L.

O sistema de controle fora implementado e sua resposta pode ser observado na Figura 5.17. Neste caso, a operação dinâmica dos barramentos CC (v_{Ca} e v_{Cb}) podem ser observados destacando a inicialização do sistema. A operação em regime permanente pode ser observada na Figura 5.18. Pode ser visto que as harmônicas de corrente na carga (i_{l1}) são compensadas pelas correntes injetadas do filtro (i_{s1}) fornecendo uma corrente na rede senoidal (i_{g1}). Os resultados para as outras fases são similares.

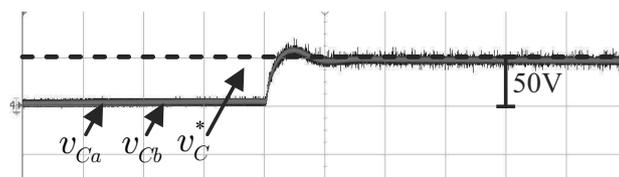


Figura 5.17: Resultado experimental. Tensões no barramento CC v_{Ca} , v_{Cb} e seu valor de referência v_C^* .

A Figura 5.19 mostra que o fator de potência na rede entre a tensão (e_{g1}) e a corrente (i_{g1}) é próximo do unitário bem como pode-se observar o perfil da corrente injetada pelo

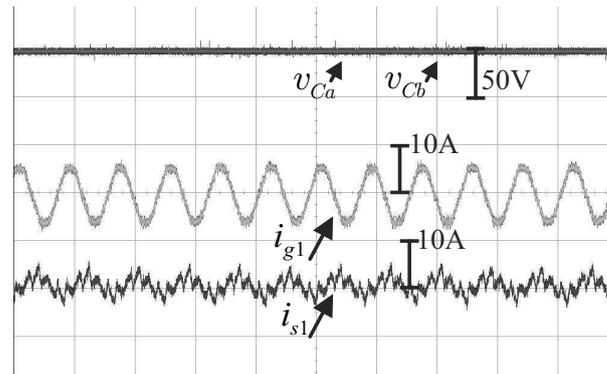


Figura 5.18: Resultado experimental. Tensões no barramento CC (v_{Ca} e v_{Cb}), corrente na rede (i_{g1}) e corrente no filtro (i_{s1}).

(i_{s1}) e a corrente da carga (i_{l1}). Os resultados para as outras fases são similares.

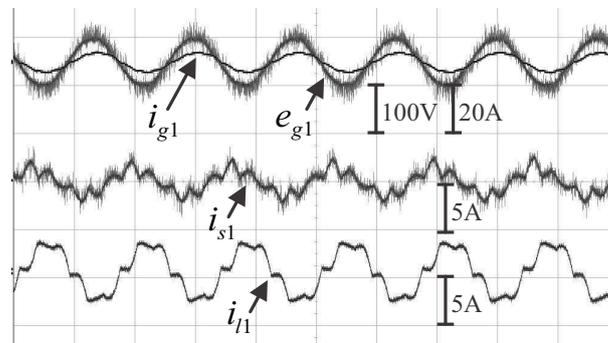


Figura 5.19: Resultado experimental. Tensão na rede (e_{g1}) e corrente na rede (i_{g1}), corrente do filtro (i_{s1}) e corrente da carga (i_{l1}).

5.2.12 Resumo Comparativo da Configuração OEW

Uma comparação compreensível entre o APF proposto (OEW) e o APF convencional (6L) é apresentada de forma resumida na Tabela 5.5. As principais características das configurações estudadas nesta seção (referente ao APF para sistemas a 3 fios) são referenciados nesta tabela. Pode-se observar que a configuração proposta tem o mesmo número de chaves semicondutoras e apresenta vantagens em termos de perdas as quais aumentam a eficiência dos conversores. Por outro lado, a estrutura proposta necessita de um capacitor para barramento CC a mais do que a configuração convencional (6L). Todavia, a tensão nominal nesses capacitores é 13% menor quando comparada com a tensão nominal do capacitor usado para o barramento da configuração convencional 6L.

Tabela 5.5: Resumo comparativo entre o APF proposto (OEW) e o APF convencional (6L).

Principais características	Convencional (6L)	Proposto (OEW)
IGBTs	12	12
Capacitores barramento CC	1	2
Tensão nominal no barramento CC	1 pu	0,87 pu
Perdas nas chaves semicondutoras	Altas	Baixas
Perdas no barramento CC	Altas	Baixas
Corrente nominal no inversor	Equivalente	Equivalente
Especificação nominal do transformador	Equivalente	Equivalente
Complexidade do controle	Baixa	Alta
Tamanho do indutor de filtro	Alta	Baixa

5.3 Configurações 4L4L/4L2C/2C2C Para Sistemas a Quatro Fios

Nesta seção, são apresentadas três configurações de APF para sistema a quatro fios. As estruturas estudadas nesta seção são constituídas de dois conversores associados em série com: i) quatro braços cada dois barramentos CC (referenciada como configuração 4L4L), ii) um sendo de quatro braços com um barramento CC e o outro sendo de três braços com conexão no ponto central do barramento CC (4L2C) e iii) os dois sendo de três braços cada com dois barramentos CC onde existe conexão do ponto central no barramento dos mesmos (2C2C). Todas elas estão conectadas em série através de transformadores dispostos com seus terminais a enrolamentos abertos. Observe que estas estruturas são semelhantes àquelas discutidas no capítulo anterior onde os transformadores aqui possuem seus secundários conectados em paralelo com a rede elétrica. Tais estruturas são atrativas para sistemas de distribuição a quatro fios. Resultados de simulação e experimentais são apresentados para validação dos estudos e expectativas teóricas.

5.3.1 Modelo do Sistema

O modelo do APF proposto 4L4L para sistemas a quatro fios com circuito ideal equivalente está descrito na Figura 5.23. Os modelos para as configurações 4L2C e 2C2C podem ser representados de forma semelhante com detalhe que o ponto central de conexão não fornece circuito ideal com tensão de polo a ser controlada (perde-se então uma fonte de tensão por cada ponto central considerado na conexão). Observa-se que o modelo da configuração 4L4L

proposto pode ser considerado como dois APF convencionais de quatro braços (4L) em um arranjo de conexão com terminais dispostos a enrolamentos abertos.

Assim, considerando o circuito mostrado, o modelo do APF configuração 4L4L é dado por:

$$v_{pj} = v_{ja0a} - v_{jb0b} - v_{0b0a}, \quad (5.23)$$

$$v_{0b0a} = v_{4a0a} - v_{4b0b}, \quad (5.24)$$

$$v_{sj} - v_{tjn} = l_{sh} \frac{di_{sj}}{dt} + r_{sh} i_{sj}, \quad (5.25)$$

onde $j = 1, 2, 3$; l_{sh} corresponde a indutância de dispersão dos transformadores a enrolamentos abertos, bem como indutância externa do ramo paralelo de conexão; r_{sh} representa a parcela de perda nos transformadores de isolamento; v_{pj} são as tensões no primário dos transformadores de isolamento (T1, T2 e T3); v_{sj} são as tensões no secundário dos transformadores e v_{tjn} são as tensões entre o ponto de acoplamento comum (PAC) e o neutro do secundário dos transformadores. Nas próximas equações o parâmetro j permanece como sendo 1, 2 ou 3. Assim, considerando-se transformadores ideais com relação de transformação

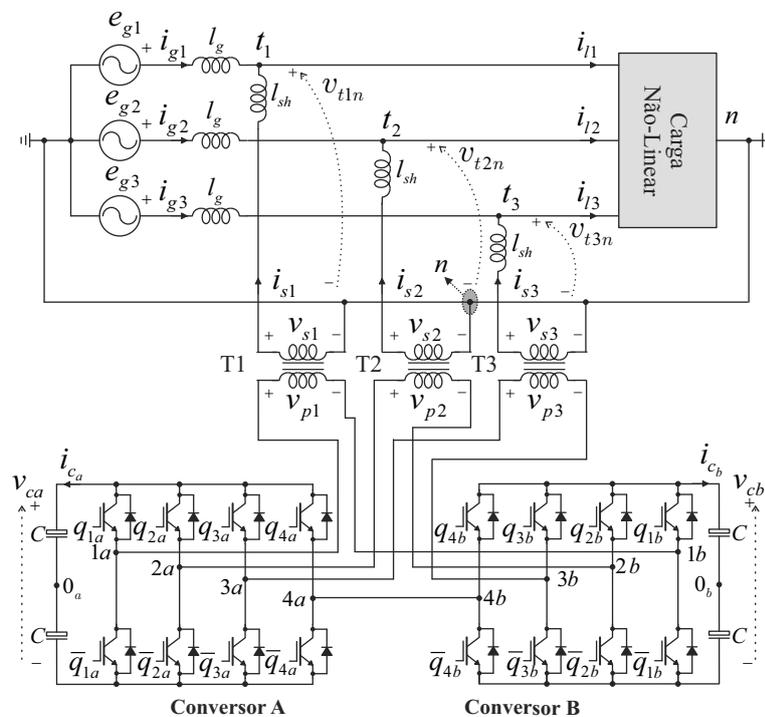


Figura 5.20: Configuração do APF proposto para sistemas a quatro fios. Configuração 4L4L

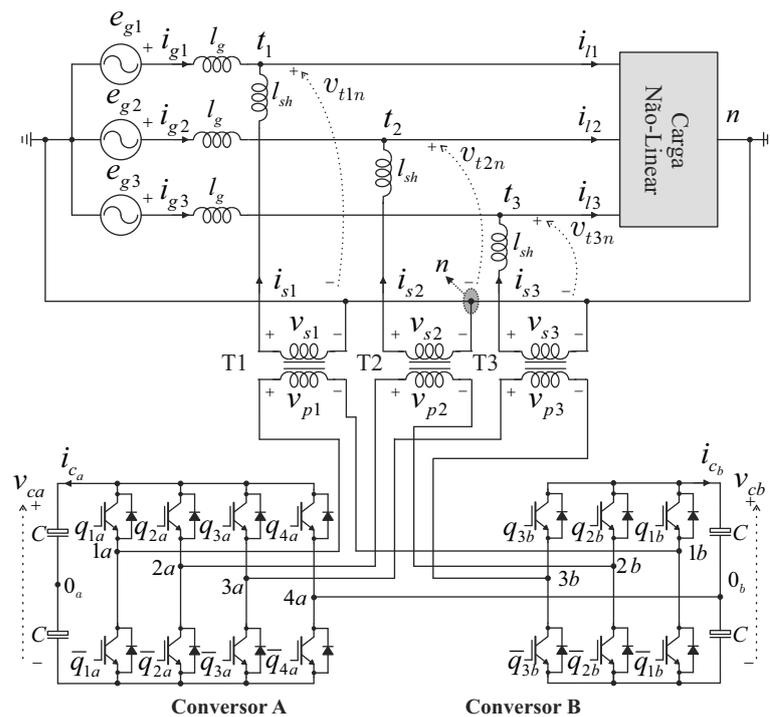


Figura 5.21: Configuração do APF proposto para sistemas a quatro fios. Configuração 4L2C

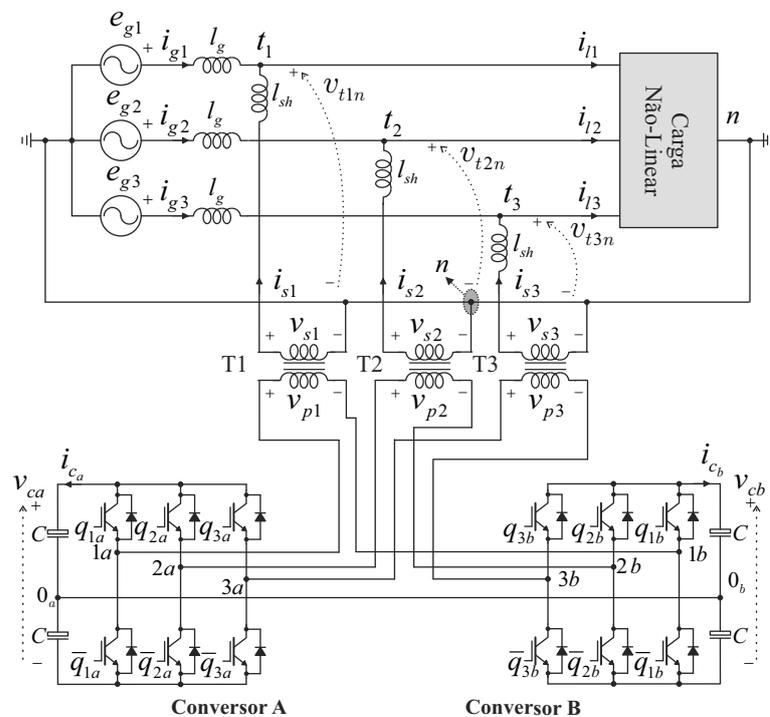


Figura 5.22: Configuração do APF proposto para sistemas a quatro fios. Configuração 2C2C

sendo (1:1), o modelo tornar-se-á

$$v_{sj} = v_{jab0} - v_{4ab0} = l_{sh} \frac{di_{sj}}{dt} + r_{sh} i_{sj} + v_{tjn}, \quad (5.26)$$

em que $v_{jab0} = v_{ja0a} - v_{jb0b}$ e $v_{4ab0} = v_{4a0a} - v_{4b0b}$.

5.3.2 Estratégia PWM

Nesta subsecção, a abordagem de PWM híbrido (da Silva et al., 2011) para configuração proposta é apresentada. Desta forma, uma quantidade adequada de variáveis auxiliares são adicionadas ao modelo no intuito de determinar as oito tensões de polo para os conversores A e B, respectivamente. Como esta abordagem é semelhante a feita para o caso de 4 fios no capítulo anterior (tratando-se de DVR), a estratégia PWM é apresentada de forma simplificada.

Os controladores são responsáveis por impor três tensões de referência (v_{p1}^* , v_{p2}^* e v_{p3}^*). Assim, as cinco variáveis auxiliares (v_{0b0a}^* , v_{x1}^* , v_{x2}^* , v_{x3}^* , v_{x4}^*) são introduzidas como discutido anteriormente. Pode-se notar que a relação de transformação é considerada 1:1 o que significa que $v_{pj}^* = v_{sj}^*$. Assim, a solução torna-se:

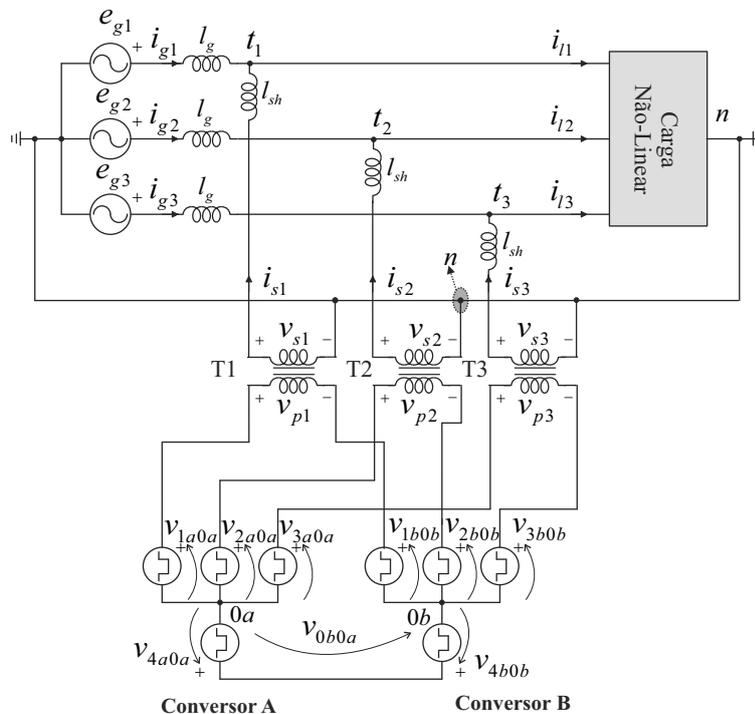


Figura 5.23: Modelo do APF proposto para sistemas a quatro fios. Configuração 4L4L.

$$v_{ja0a}^* = \frac{1}{2}v_{sj}^* + \frac{1}{2}v_{0b0a}^* + v_{xj}^* = \frac{1}{2}v_{rj}^* + v_{xj}^*. \quad (5.27)$$

$$v_{jb0b}^* = -\frac{1}{2}v_{sj}^* - \frac{1}{2}v_{0b0a}^* + v_{xj}^* = -\frac{1}{2}v_{rj}^* + v_{xj}^*, \quad (5.28)$$

em que as tensões v_{rj}^* foram introduzidas com intuito de simplificar o entendimento e o cálculo no PWM. Elas são expressas como:

$$v_{rj}^* = v_{ja0a}^* - v_{jb0b}^* = v_{sj}^* + v_{0b0a}^*. \quad (5.29)$$

As expressões para o quarto braço são definidas como:

$$v_{r4}^* = v_{4a0a}^* - v_{4b0b}^* = v_{0b0a}^*, \quad (5.30)$$

$$v_{4a0a}^* = \frac{1}{2}v_{0b0a}^* + v_{x4}^*, \quad (5.31)$$

$$v_{4b0b}^* = -\frac{1}{2}v_{0b0a}^* + v_{x4}^*. \quad (5.32)$$

As tensões de referência das variáveis auxiliares v_{0b0a}^* , v_{x1}^* , v_{x2}^* , v_{x3}^* , v_{x4}^* são calculadas levando-se em consideração os seus limites de máximo e mínimo das tensões de polo ($\pm v_{Ca}^*/2$ para o conversor A e $\pm v_{Cb}^*/2$ para o conversor B). Estas tensões auxiliares são normalizadas, satisfazendo seus limites, através da introdução do parâmetro μ ($0 \leq \mu \leq 1$) para cada variável (e.g., $v_{0b0a}^* \rightarrow \mu_{0b0a}^*$, $v_{x1}^* \rightarrow \mu_{x1}^*$, $v_{x2}^* \rightarrow \mu_{x2}^*$, $v_{x3}^* \rightarrow \mu_{x3}^*$ e $v_{x4}^* \rightarrow \mu_{x4}^*$).

Assim, inicialmente, a tensão v_{0b0a}^* é determinada obedecendo as seguintes expressões

$$v_{0b0a}^* = \mu_{0b0a}^* v_{0b0amax}^* + (1 - \mu_{0b0a}^*) v_{0b0amin}^*, \quad (5.33)$$

$$v_{0b0amin}^* = -v_{Cab}^* - \min\{0, v_{s1}^*, v_{s2}^*, v_{s3}^*\}, \quad (5.34)$$

$$v_{0b0amax}^* = v_{Cab}^* - \max\{0, v_{s1}^*, v_{s2}^*, v_{s3}^*\}, \quad (5.35)$$

onde $v_{Cab}^* = (v_{Ca} + v_{Cb})/2$ é a tensão média de referência do barramento CC. As outras quatro variáveis auxiliares $v_{x\gamma}^*$ (v_{x1}^* , v_{x2}^* , v_{x3}^* e v_{x4}^*) são calculadas de forma semelhante usando-se as seguintes expressões

$$v_{x\gamma}^* = \mu_{x\gamma}^* v_{x\gamma max}^* + (1 - \mu_{x\gamma}^*) v_{x\gamma min}^*, \quad (5.36)$$

$$v_{x\gamma min}^* = \max\{v_{xa\gamma min}^*, v_{xb\gamma min}^*\}, \quad (5.37)$$

$$v_{x\gamma max}^* = \min\{v_{xa\gamma max}^*, v_{xb\gamma max}^*\}, \quad (5.38)$$

onde

$$v_{xa\gamma min}^* = -v_{Ca}^*/2 - v_{r\gamma}^*/2, \quad (5.39)$$

$$v_{xb\gamma min}^* = -v_{Cb}^*/2 + v_{r\gamma}^*/2, \quad (5.40)$$

$$v_{xa\gamma max}^* = v_{Ca}^*/2 - v_{r\gamma}^*/2, \quad (5.41)$$

$$v_{xb\gamma max}^* = v_{Cb}^*/2 + v_{r\gamma}^*/2, \quad (5.42)$$

com $\gamma = 1, 2, 3, 4$.

A seqüência para determinação das oito tensões de polo de referência ($v_{\gamma a 0a}^*$ para o conversor A e $v_{\gamma b 0b}^*$ para o conversor B) a partir de v_{sj}^* (v_{s1} , v_{s2} e v_{s3}) é resumida nos passos descritos abaixo

- Passo 1: determinar primeiro v_{0b0a}^* a partir das variáveis introduzidas $v_{r\gamma}^*$ em (5.29) e (5.30)

A tensão v_{0b0a}^* é calculada por:

a) determine $v_{0b0amin}^*$ e $v_{0b0amax}^*$ a partir de (5.34) e (5.35);

b) escolha μ_{0b0a}^* entre 0 e 1;

c) determine v_{0b0a}^* a partir de (5.33);

c) determine $v_{r\gamma}^*$ a partir de (5.29) e (5.30);

- Passo 2: calcule as tensões $v_{x\gamma}^*$ a partir de

a) determine $v_{xa\gamma min}^*$, $v_{xb\gamma min}^*$, $v_{xa\gamma max}^*$ e $v_{xb\gamma max}^*$ através de (5.39)-(5.42);

b) determine $v_{x\gamma min}^*$ e $v_{x\gamma max}^*$ a partir de (5.37)-(5.38);

c) escolha $\mu_{x\gamma}^*$ entre 0 e 1;

d) escolha $v_{x\gamma}^*$ a partir de (5.36);

- Passo 3: calcule as oito tensões de polo de $v_{\gamma a 0a}^*$ até $v_{\gamma b 0b}^*$ a partir de (5.27), (5.28), (5.31) e (5.32);

A operação simétrica para os conversores é obtida escolhendo-se todos os parâmetros $\mu_{x\gamma}$ (μ_{x1} , μ_{x2} , μ_{x3} e μ_{x4}) iguais a 0,5. O parâmetro μ_{0a0b} pode ser modificado livremente a fim de mudar a distribuição de potência entre cada conversor, conforme discutido para o caso

do sistema a três fios. As tensões nos barramentos CC (v_{Ca} e v_{Cb}) devem ser controladas em termos do seu valor médio (v_{Cab}) e individualmente (apenas uma tensão dentre v_{Ca} e v_{Cb}). As variáveis auxiliares ($\mu_{x\gamma}$) podem ser determinadas por um controlador no intuito de garantir a operação satisfatória do sistema. Uma descrição detalhada da estratégia PWM para a configuração 4L4L está mostrada na Figura 5.24.

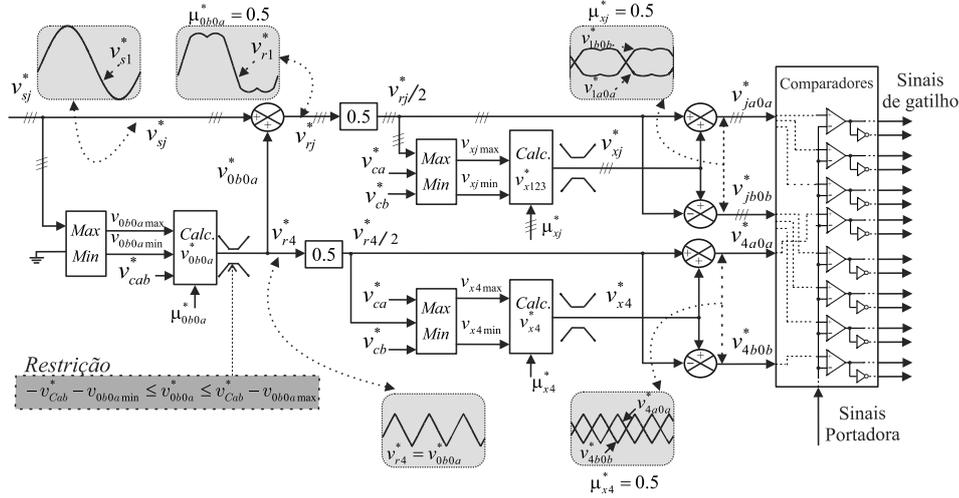


Figura 5.24: Diagrama de bloco da estratégia PWM para configuração APF 4L4L proposta ilustrando o perfil das formas de onda v_{rj}^* , v_{ja0a}^* e v_{jb0b}^* e considerando todos os parâmetros $\mu = 0, 5$.

5.3.3 Processamento de Potência nos Conversores

A partir da estratégia PWM, descrita anteriormente, pode-se observar que o processamento de potência dos conversores pode ser expresso da seguinte forma:

$$p_{sA}^* = \frac{1}{2}(v_{s1}^* i_{s1}^* + v_{s2}^* i_{s2}^* + v_{s3}^* i_{s3}^*) + v_{x1}^* i_{s1}^* + v_{x2}^* i_{s2}^* + v_{x3}^* i_{s3}^* + v_{x4}^* i_{sn}^*, \quad (5.43)$$

$$p_{sB}^* = -\frac{1}{2}(v_{s1}^* i_{s1}^* + v_{s2}^* i_{s2}^* + v_{s3}^* i_{s3}^*) - v_{x1}^* i_{s1}^* - v_{x2}^* i_{s2}^* - v_{x3}^* i_{s3}^* - v_{x4}^* i_{sn}^*. \quad (5.44)$$

Esta apresentação é semelhante àquela feita para o caso em que tem-se o sistema a três fios. Todavia, existe introdução de mais variáveis auxiliares e por conseguinte aumento no número de variáveis que podem modificar a distribuição de potência nos conversores.

A primeira parcela em (5.43) e (5.44) representa a parcela de potência CC trifásica. Assim, observando-se (5.18) e (5.19), tem-se que a potência de cada conversor pode ser controlada em termos da interação entre as tensões auxiliares (v_{x1}^* , v_{x2}^* , v_{x3}^* e v_{x4}^*) e suas correntes (i_{s1} , i_{s2} , i_{s3} e i_{sn}), respectivamente.

5.3.4 Sistema de Controle

A Figura 5.25 apresenta o sistema de controle em diagrama de blocos para a configuração proposta. A tensão média no barramento CC ($v_{Cab} = (v_{Ca} + v_{Cb})/2$) é controlada através do controlador R_c , na qual a saída é a amplitude da corrente de referência (I_g^*) do sistema trifásico a quatro fios. As correntes instantâneas i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} são obtidas sincronizando-se as fases delas com e_{g1} , e_{g2} e e_{g3} , indicados pelo bloco *Sync*. Os controladores R_{i123} definem as tensões de referência v_{s1}^* , v_{s2}^* e v_{s3}^* .

As tensões nos barramentos para os conversores A (v_{ca}) e B (v_{cb}) podem ser controladas independentemente através do controlador R_{ck} no qual a saída fornece as variáveis μ'_{xj} . Observe que apenas uma dentre as duas tensões do barramento CC, devem ser escolhidas para o bloco de controle R_{ck} (e.g., $k = a \rightarrow$ indica que a tensão do barramento CC v_{ca} é controlada ao invés de v_{cb} e vice-versa). Além disso, o parâmetro μ_{0b0a}^* pode assumir valores particulares dependendo de qual tensão está sendo escolhida para controle individual. Ou seja, $\mu_{0b0a}^* = 1,0$ se R_{ck} controlar individualmente apenas v_{ca} ($R_{ck} = R_{ca}$, $k = a$) ou $\mu_{0b0a}^* = 0,0$ caso esteja controlando individualmente apenas v_{cb} , ($R_{ck} = R_{cb}$, $k = b$).

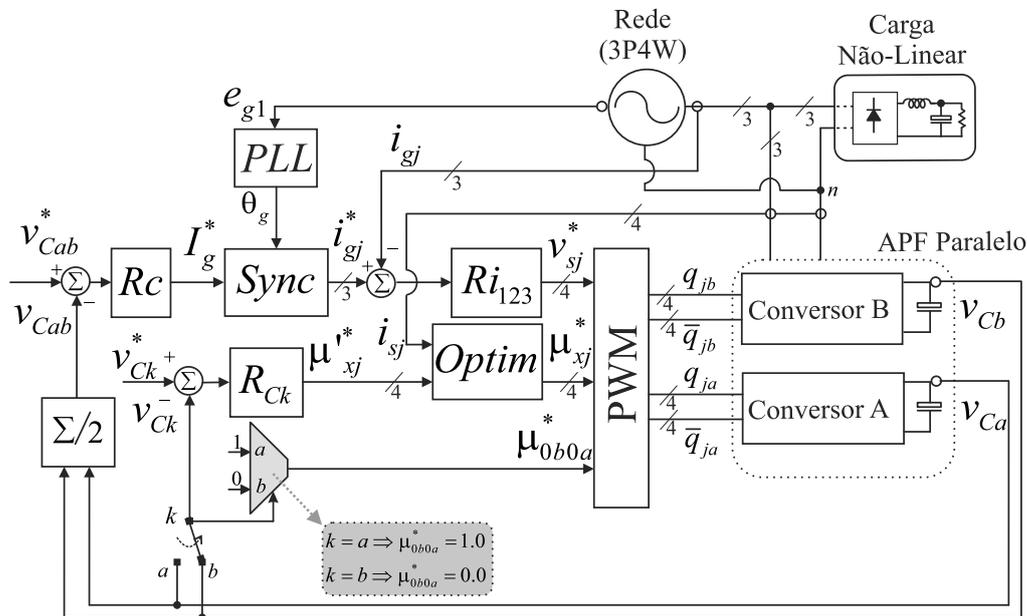


Figura 5.25: Diagrama de blocos do sistema de controle com a configuração proposta 4L4L.

Um vez que as tensões nos barramentos CC são controladas (v_{ck}) a partir dos blocos R_c e R_{ck} , o balanceamento do fluxo de potência entre os conversores pode ser otimizado através

do bloco *Optim* block. Neste caso, ele leva em consideração os sinais das correntes (i_{s1} , i_{s2} , i_{s3} e i_{sn}) através de um teste análogo ao feito anteriormente para aplicação em sistemas a três fios. Para maiores detalhes vide a subseção 5.2.3

Conforme discutido anteriormente, o bloco *Optim* proporciona mais flexibilidade para a distribuição da potência processada entre os conversores A e B, o que pode ajudar a regulação da tensão nos barramentos CC. Como por exemplo, isto pode ser observado mudando o valor da variável μ_{0b0a}^* bem como usando-se o teste descrito no bloco *Optim*. Um resultado descrevendo este cenário é apresentado na seção de resultados na subseção 5.3.9, vide Figura 5.30.

5.3.5 Tensão no Barramento CC e Comparativo de Componentes

A tensão mínima requerida no barramento CC (V_{DC}^{min}) para as estruturas consideradas nesse trabalho estão apresentadas na Tabela 5.6. Observa-se também o número de chaves semicondutoras necessárias e os capacitores no barramento CC para cada topologia. As estruturas propostas apresentam menor valor de tensão de bloqueio em comparação com as outras. Particularmente a estrutura 4L4L apresenta uma redução em 56% no barramento CC em comparação com a topologia que possui conexão com o ponto central (2C), 50% menor que a configuração de quatro braços (4L) e 13% menor se comparada com a topologia de seis braços que são três pontes H monofásicas com um barramento CC (3HB).

Tabela 5.6: Comparação topológica.

Topologia de APF	V_{DC}^{min}	IGBTs	Capacitores
Convencional 2C	$2,82V_s^{RMS}$	6	2
Convencional 3HB	$1,42V_s^{RMS}$	12	1
Convencional 4L	$2,45V_s^{RMS}$	8	1
Proposta 4L4L	$1,23V_s^{RMS}$	16	2
Proposta 2C2C	$1,42V_s^{RMS}$	12	2
Proposta 4L2C	$1,23V_s^{RMS}$	14	2

5.3.6 Distorção Harmônica

Uma técnica equivalente *level-shifted* PWM (LSPWM), foi usada afim de verificar a redução da distorção harmônica nas tensões geradas (v_{pj}) pela configuração proposta e,

conseqüentemente, nas correntes da rede (i_{gj}). Desta forma, os valores de WTHD para configuração proposta 4L4L e topologia convencional 3HB foram comparadas mantendo mesmas condições de operação. Assim, uma redução em torno de 45% fora observada, vide 5.27. Esta análise é similar àquela verificada no capítulo anterior.

A Figura 5.26 mostra a WTHD da tensão gerada v_{p1} pelo APF proposto (configuração 4L4L) em função do índice de modulação m . Pode ser observado que os melhores valores de WTHD são obtidos com valor de m próximo de 0,9. Neste resultado todos os parâmetros μ foram fixados em 0,5.

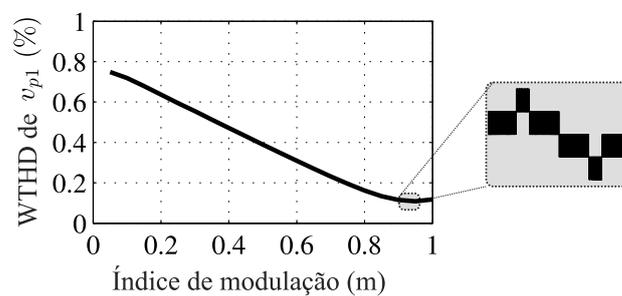


Figura 5.26: Análise da WTHD do APF proposto em função do índice de modulação (m).

5.3.7 Estimativa de Perdas em Alta Frequência no Barramento CC

Além disso, as estimativas de perdas em alta frequência no barramento CC para configuração proposta 4L4L apresenta redução em torno de 64% em comparação com a estrutura convencional 3HB devido ao fato do valor nominal da tensão do barramento CC apresentar um valor reduzido.

5.3.8 Estimativa de Perdas nas Chaves Semicondutoras

A estimativa de perdas dos conversores na configuração proposta foi feita de forma semelhante no capítulo anterior, uma vez que as estruturas dos conversores são as mesmas. Pode-se observar que mesmo tendo mais chaves comparado com a topologia convencional 3HB, a estimativa e perdas dos conversores para a estrutura proposta é praticamente igual às aquelas comparadas com as outras configurações.

5.3.9 Resultados de Simulação

A estrutura convencional 3HB e a proposta 4L4L foram avaliadas através do PSIM *v9.0* e MATLAB $\text{\textcircled{R}}$. A carga não-linear para esses resultados foi considerada como sendo três retificadores monofásicos a diodos com indutores, capacitores e resistores arranjados, como ilustrados na Figura 5.25.

A Figura 5.27 mostra as tensões v_{pj} geradas pelo APF considerando tensões iguais no barramento CC ($v_{ca}=v_{cb}$). Pode ser observado que as tensões injetadas pelo APF proposto tendo mais níveis e menor valor de WTHD em comparação com a estrutura convencional 3HB para as mesmas condições.

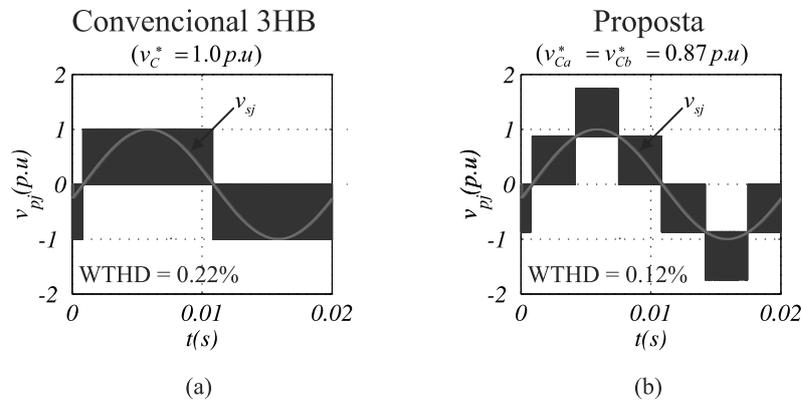


Figura 5.27: Resultados de simulação. Tensões geradas pelo APF considerando tensões iguais nos barramentos CC. (a) Estrutura convencional 3HB. (b) Configuração proposta 4L4L.

A operação dinâmica do APF proposto (configuração 4L4L) foi verificada. A Figura 5.28 mostra a correção do fator de potência na rede, vide Figura 5.28(a), e compensação de harmônicas em uma fase, vide Figura 5.28(b), pelo APF proposto. Resultados para as outras fases são similares. A corrente de neutro podem ser observadas na Figura 5.29.

A Figura 5.30 mostra a regulação da tensão no barramento CC (v_{ca} e v_{cb}) e seu impacto na corrente da rede (i_{g1}) levando-se em consideração a utilização do bloco de otimização (*Optim*), vide Figura 5.25. Assim, dois casos são descritos neste resultado: (i) sem (de 0,7s até 0,8s) e (ii) com (de 0,8s até 1,2s) bloco *Optim*. No primeiro caso, pode-se observar uma vez que a tensão de referência é $v_c^* = 200V$ uma operação levemente assimétrica é observada e que se reflete na corrente da rede (i_{g1}). Assim, em $t=0,8s$ o bloco de otimização (*Optim*) é ativado e o parâmetro μ_{0b0a} muda de 0,5 para 1,0. Desta forma, mais potência processada fica

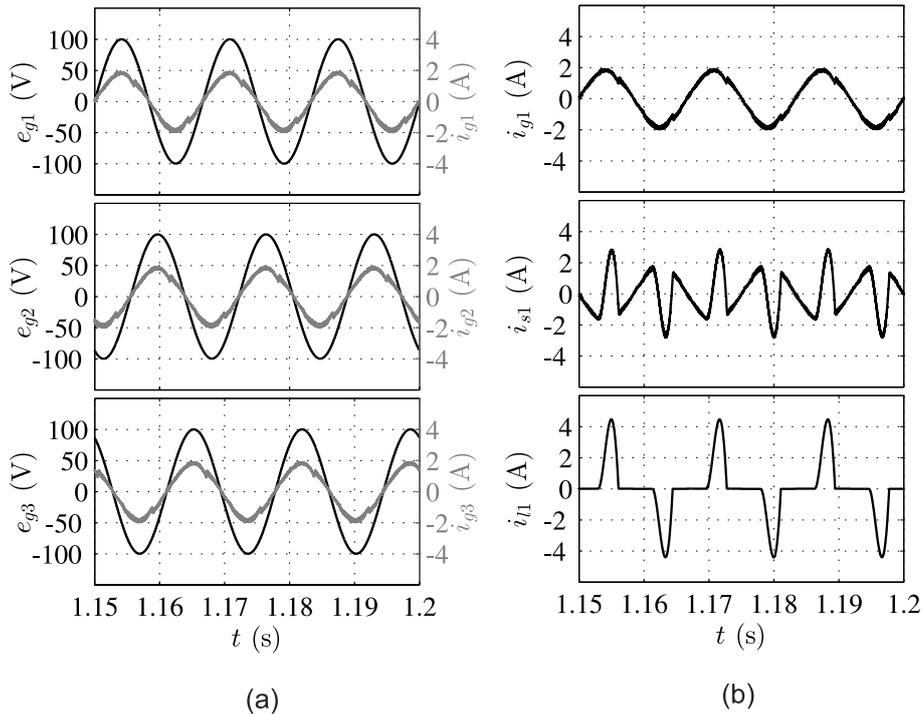


Figura 5.28: Resultados de simulação. (a) Correntes trifásicas na rede (i_{gj}) e tensões na rede (e_{gj}). (b) Correntes no sistema para uma fase: corrente na rede i_{g1} (superior), corrente no APF i_{s1} (central) e corrente na carga i_{l1} (inferior).

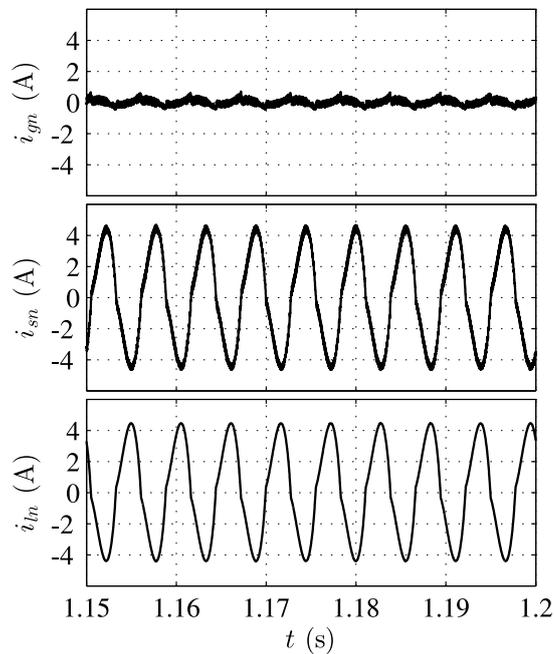


Figura 5.29: Resultados de simulação. Da parte superior para inferior, corrente do neutro na rede (i_{gn}), APF (i_{sn}) e carga (i_{ln}).

disponível para ser distribuída no conversor A, conforme observado para potência processada no caso a três fios (vide Figura 5.3(a), dando mais flexibilidade para o controlador R_{ck} .

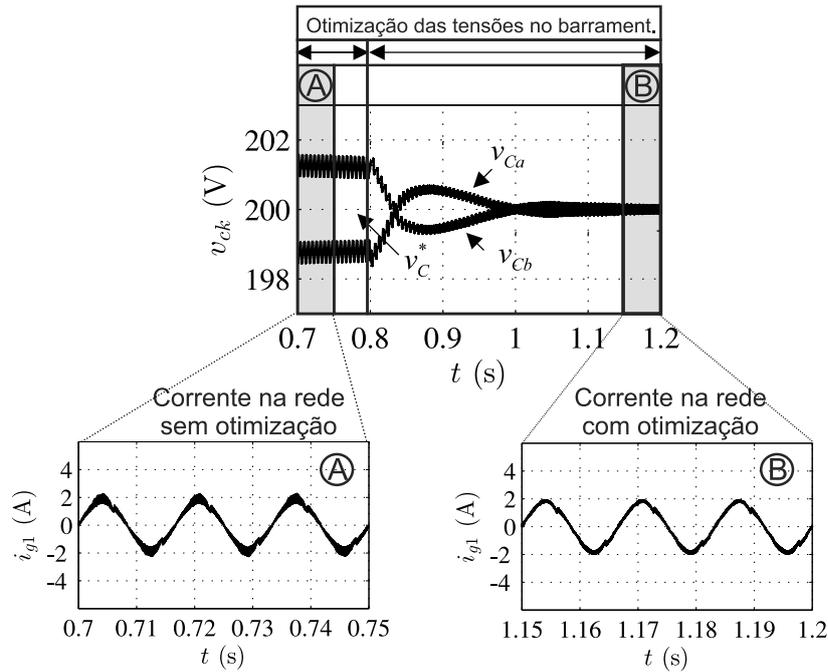


Figura 5.30: Resultado de simulação. Operação com e sem bloco de otimização. Regulação das tensões nos barramentos CC (v_{ca} e v_{cb}) e seu impacto nas correntes da rede.

5.3.10 Resultados Experimentais

A configuração de APF 4L4L proposta foi validada experimentalmente. A bancada para testes experimentais é baseada em IGBTs da SEMIKRON controlados por um processador digital de sinais (DSP) TMS320F28335 equipada com microcomputador com suas devidas placas e sensores plugados.

Os testes experimentais foram feitos considerando tensões iguais no barramento CC ($v_{ca}^* = v_{cb}^* = 100$ V). Os capacitores do barramento CC foram selecionados como sendo $C = 2200 \mu\text{F}$, e a frequência de chaveamento utilizada foi de 10 kHz . Os transformadores de isolamento tem potência nominal de 1 kVA e a relação de transformação usada fora de 1:1.

A operação dinâmica do APF proposto foi testado com a estratégia de controle ilustrada na Figura 5.25. A carga não-linear empregada nestes testes consiste de dois retificadores monofásicos a diodos para fins de compensação de harmônicas e uma carga RL conectada na fase 3 para fins de compensação de reativos. Indutores (L_{load}), capacitores (C_{load}) e resistores (R_{load}) são dados por $L_{load} = 6\text{ mH}$, $C_{load} = 2200 \mu\text{F}$ e $R_{load} = 10 \Omega$, respectivamente.

A Figura 5.31 mostra a correção do fator de potência para fase 1 na forma de oscilograma

(pontos obtidos do osciloscópio que foram salvos e plotados através do Matlab $\text{\textcircled{R}}$). Os resultados para as outras fases são similares.

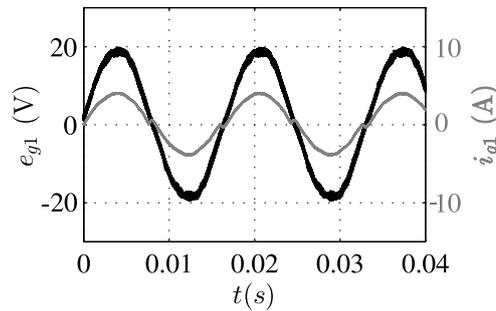


Figura 5.31: Resultado experimental. Correção do fator de potência na fase 1. Tensão na rede (e_{g1}) e corrente na rede (i_{g1}).

A Figura 5.32 mostra as tensões no barramento CC (v_{Ca} e v_{Cb}) sendo controladas de acordo com o valor da tensão de referência (v_C^*) fixado em 100 V. Observa-se que dois cenários são considerados: i) sem e ii) com bloco de otimização. O primeiro caso mostra a regulação da tensão usando apenas a média da tensão nos barramentos CC através do controlador R_C , vide Figura 5.25, enquanto que o segundo caso mostra ambos os controladores ativados R_C e R_{ck} .

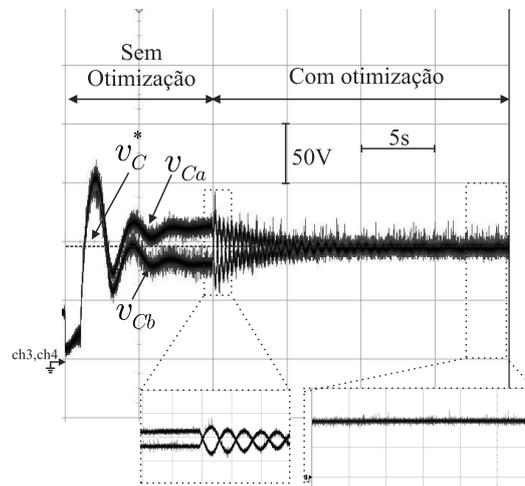
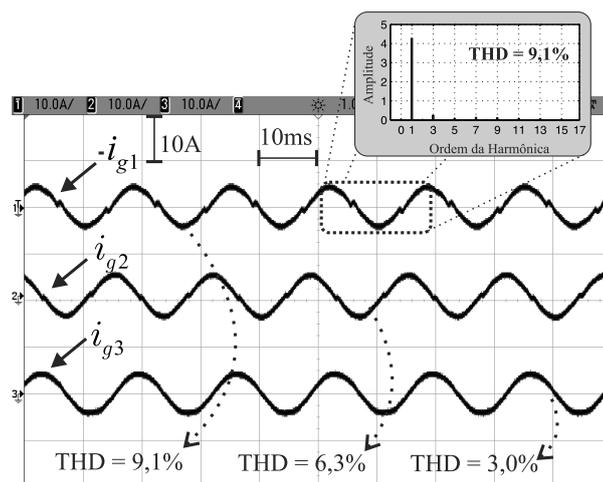
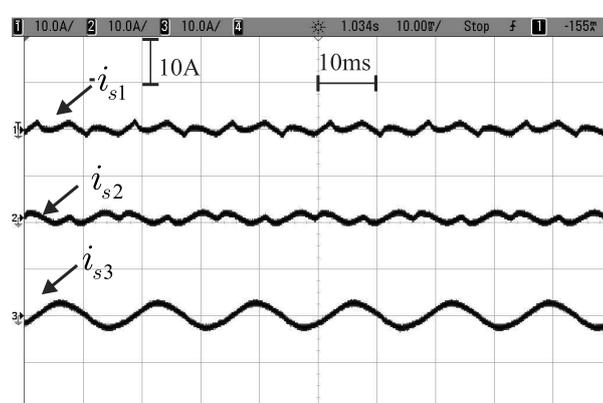


Figura 5.32: Resultado experimental. Regulação das tensões no barramento CC (v_{Ca} e v_{Cb}) com e sem o bloco de otimização.

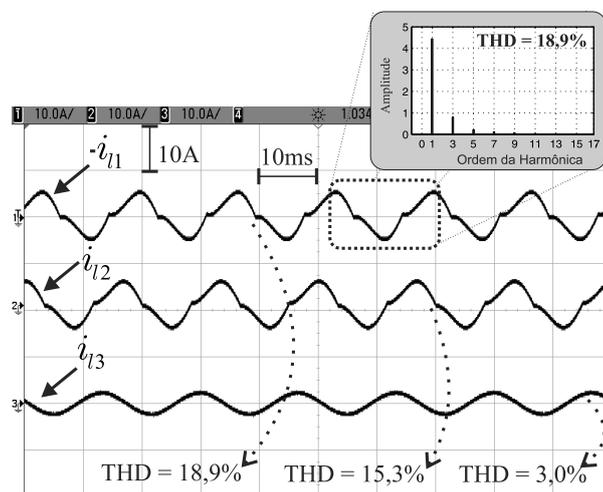
A Figura 5.33 mostra as correntes na rede com a compensação de harmônicas na carga (i_{g1} e i_{g2}) e compensação de potência reativas (i_{g3}) pelas correntes do APF (i_{s1} , i_{s2} e i_{s3}), respectivamente. Observe que o sistema é compensado satisfatoriamente.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.33: Resultado experimental. (a) Correntes na rede compensadas i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} . (b) Correntes no APF i_{s1} , i_{s2} e i_{s3} . (c) Correntes na carga i_{l1} , i_{l2} e i_{l3} .

5.4 Conclusões

Neste capítulo, estruturas baseadas no conceito de enrolamentos abertos foram apresentadas para sistemas a três fios e também estruturas para sistemas a quatro fios. As configurações estudadas operam com as tensões no barramento CC reduzidas, se comparadas com as tensões das estruturas convencionais. A estrutura OEW proposta para sistemas a 3 fios mostraram que o sistema é adequado para sistemas de distribuição em média tensão. Resultados e análises possibilitaram avaliar o desempenho da estrutura proposta comparativamente com outras existentes na literatura.

Com relação às estruturas propostas para sistemas a quatro fios, algumas comparações mostraram vantagens das estruturas propostas em termos de distorção harmônica, o que pode justificar sua desvantagem vinculada ao número de componentes. Resultados de simulação e experimentais foram apresentados e mostraram que os APFs propostos são factíveis e adequados para sistema de distribuição.

6

Sistema de Acionamento CA-CC-CA Flexível Série/Paralelo

6.1 Introdução

Neste capítulo, um sistema de acionamento CA-CC-CA flexível, onde os conversores são conectados em série ou paralelo, é proposto no intuito de tornar uma solução mais atrativa para lidar com certos tipos de aplicação mencionados anteriormente no capítulo 2. De fato, uma vez que ele pode proporcionar também baixa distorção harmônica em comparação com as soluções convencionais é possível agregar estas características vantajosas para aumentar a confiabilidade do sistema de acionamento que necessite de desempenhos otimizados para certos perfis de carga.

6.2 Sistema Proposto

O sistema de acionamento CA-CC-CA proposto está ilustrado na Figura 6.1. Observe que o subsistema no lado da rede (*grid*) elétrica é composto por dois tipos de topologias:

- G1: Tem-se a rede (*grid*) trifásica, sem transformadores, em série com um transformador trifásico de isolamento, processando apenas uma parte da potência total do sistema, alimentando dois conversores em série (A_g e B_g) como pode-se observar na Figura 6.1(a).
- G2: Tem-se um transformador trifásico na rede (*grid*) elétrica, processando toda a

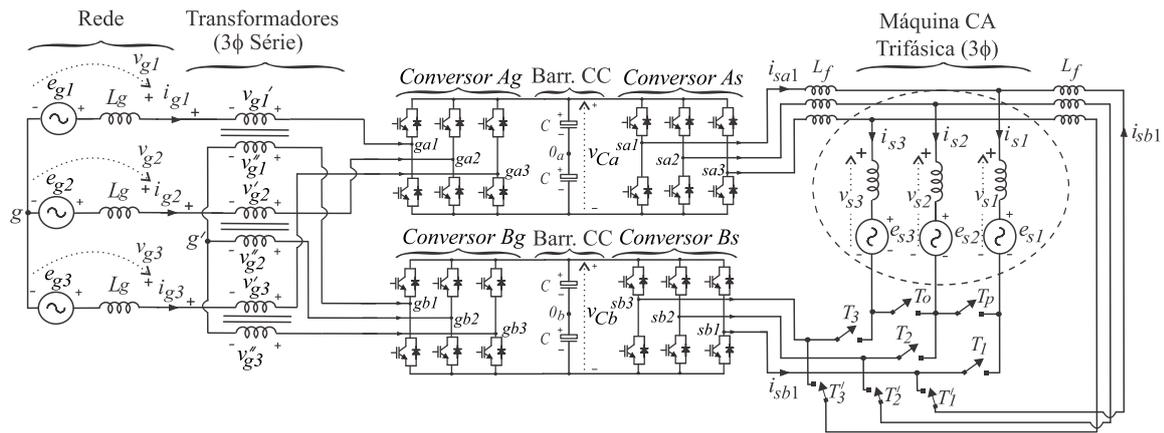
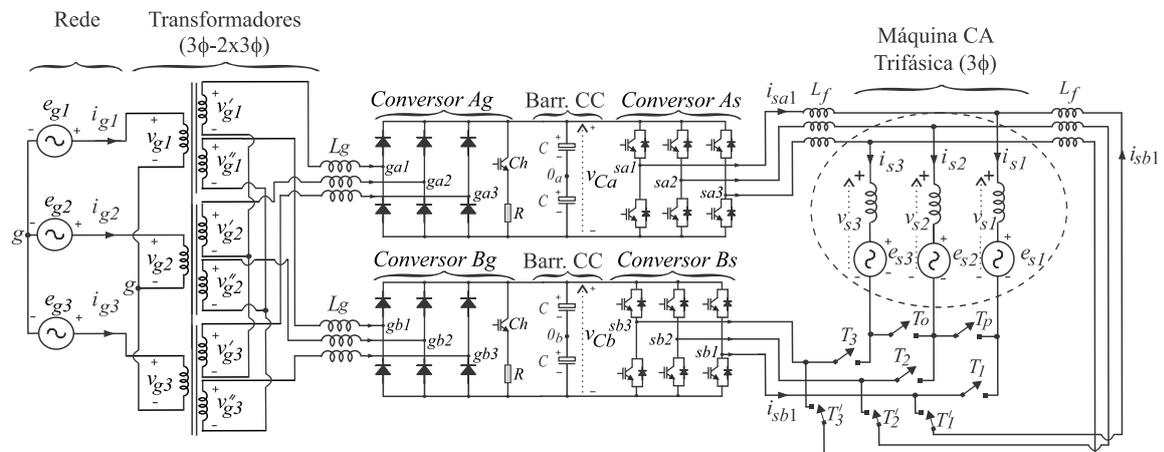
(a) Alternativa G1 para o lado da rede (*grid*) usando transformador trifásico em série.(b) Alternativa G2 para o lado da rede (*grid*) usando-se transformadores trifásicos com duas derivações (dois grupos de enrolamentos nos terminais secundários) em que os conversores A_g e B_g podem ser substituídos por conversores trifásicos totalmente controlados.

Figura 6.1: Sistema proposto. (a) Alternativa G1. (b) Alternativa G2.

potência do sistema, com duas derivações (dois grupos de enrolamentos no secundário) para cada fase alimentando dois conversores independentes (A_g e B_g). Neste caso, o sistema pode ser reversível (usando-se retificadores totalmente controlados) ou não-reversível (retificadores sendo pontes trifásicas a diodo com conjunto chave-resistor conectado em paralelo com o barramento CC para controlar dissipação de energia) como pode-se observar na Figura 6.1(b).

O subsistema do lado do acionamento da máquina é composto pela máquina e outros dois conversores (A_s e B_s) os quais fazem a máquina operar nos modos: i) *série* ou ii) *paralelo*. As chaves T_1 , T_2 , T_3 , T_1' , T_2' , T_3' , T_o e T_p são de baixa frequência (por exemplo triacs) e servem para mudar o modo de operação do sistema.

A topologia proposta com o lado da rede (*grid*) sendo o subsistema G1 é indicada para aplicações em que um transformador principal da rede não fica disponível próximo

do sistema de acionamento. O subsistema G2 é uma solução convencional em que tem-se um transformador da rede próximo do sistema de acionamento para aplicações de sistemas reversíveis ou não-reversíveis. Comparando-se ambos subsistemas, a topologia em G1 possui tensões de entrada maiores ($v_g + v_{g'}$). Consequentemente, suas correntes serão menores do que aquelas em G2. Assim, isto implicará em menores perdas do sistema de transmissão $P_{G1} = RI^2 \ll P_{G2}$ (Ng et al., 2008) (i.e., cabos com correntes nominais menores que as do subsistema G2). As menores perdas do sistema de transmissão com G1 possibilita uma folga na extensão do cabo de modo que as perdas no sistema de transmissão sejam equiparadas com o caso em que se utilize G2. Esta folga pode ser caracterizada por uma maior distância do transformador com o sistema de acionamento. No caso da implementação do sistema com G1, o mesmo terá tensões de entrada menores que o G1 (v_g). Portanto, suas correntes serão maiores o que levará a maiores perdas na linha de transmissão. Devido a suas perdas serem maiores, esta solução é mais interessante com transformador da rede mais próximo do sistema de acionamento.

Por outro lado, graças ao subsistema do lado da máquina, o sistema possui flexibilidade e pode operar em *modo-série* e *-paralelo*, adaptando assim a topologia para otimizar a operação em alta velocidade (máquina com alta tensão) e em baixa velocidade (máquina com baixa tensão). De fato, a característica do sistema é adaptada em função da velocidade da máquina, visando otimizar a operação da topologia:

a) *modo-série* [vide Figura 6.2(a)]: os conversores do lado da máquina operam em configuração série em alta velocidade e alta tensão com baixa distorção harmônica;

b) *modo-paralelo* [vide Figura 6.2(b)]: conversores do lado da máquina estão conectados em paralelo com a máquina operando em baixa velocidade (baixa tensão) e alta corrente garantindo também baixa distorção harmônica.

A potência total do sistema é dividida entre ambas unidades de conversão ($Ag-As$ e $Bg-Bs$), e.g., a potência dos conversores Ag , Bg , As e Bs é a metade da do sistema completo. Todos os dispositivos têm as mesmas especificações nominais. O transformador série usado na configuração G1 processa metade da potência do sistema enquanto que o transformador usado na configuração G2 processa toda a potência do sistema.

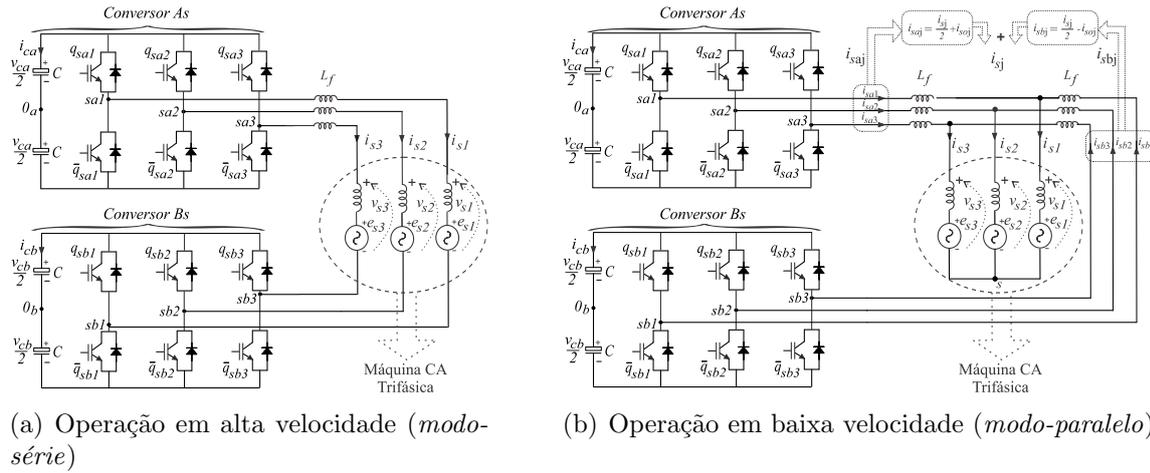


Figura 6.2: Conversores no lado da máquina após processo de reconfiguração. (a) *modo-série*. (b) *modo-paralelo*.

6.3 Modelo do Sistema

Nesta seção, apresentar-se-á o modelo completo do sistema descrito na seção anterior. Inicialmente é apresentado o modelo para os conversores no lado da rede (conversores *Ag* e *Bg*). Em seguida, tem-se o modelo dos conversores no lado da máquina (conversores *As* e *Bs*). Dois casos são considerados para a modelagem dos conversores *As* e *Bs*, que estão relacionados a velocidade baixa e alta levando a dois modelos devido, a característica da flexibilidade do conversor.

6.3.1 Conversores do Lado da Rede - Opção G1

O conversor do lado da rede pode ser representado pelo modelo descrito abaixo:

$$e_{gj} = v_{gj} + r_g i_{gj} + l_g \frac{di_{gj}}{dt}, \quad (6.1)$$

com

$$v_{gj} = -v'_{gj} + v_{gaj0_a} - v_{g0_a}, \quad (6.2)$$

$$v'_{gj} = N v''_{gj}, \quad (6.3)$$

$$v''_{gj} = v_{gbj0_b} - v_{g'0_b}, \quad (6.4)$$

em que $j = 1, 2, 3$, v_{gj} são as tensões da rede (*grid*), v''_{gj} são as tensões nos transformadores, v_{gaj0_a} e v_{gbj0_b} são tensões de polos dos conversores *Ag* e *Bg*, v_{g0_a} é a tensão entre o ponto

central da rede (g) e o ponto central do barramento CC do conversor A (0_a), $v_{g'0_b}$ é a tensão entre o ponto central do enrolamento secundário do transformador (g') e o ponto central do barramento CC do conversor B (0_b), e_g é a tensão da rede antes dos indutores L_g , r_g e l_g são a resistência e a indutância de L_g e N representa a relação de transformação do transformador que pode ser escolhida para mudar os níveis de tensão e corrente do conversor Bg .

Assim, considerando-se o sistema simétrico e balanceado, as seguintes expressões para v_{g0_a} e $v_{g'0_b}$ podem ser obtidas:

$$v_{g0_a} = \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{gaj0_a}, \quad (6.5)$$

$$v_{g'0_b} = \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{gbj0_b}. \quad (6.6)$$

A partir de (6.2), (6.3) e (6.4) o modelo dos conversores no lado da rede são definidos pela expressão (6.1) e também por:

$$v_{gj} = v_{gaj0_a} - N v_{gbj0_b} - v_{g0_a} + N v_{g'0_b}. \quad (6.7)$$

6.3.2 Conversores do Lado da Rede - Opção G2

No caso do subsistema G2 do lado da rede, tem-se a solução convencional em que um transformador trifásico da rede está próximo do sistema de acionamento para aplicações em que pode-se ter sistema de conversão CA-CC reversível (Ag e Bg são retificadores totalmente controlados) ou não-reversível (Ag e Bg são retificadores não-controlados). Este caso convencional não será discutido nesse trabalho.

6.3.3 Modo-Série - Conversores do Lado da Máquina

Este subsistema está descrito na Figura 6.2(a). O modelo da máquina está apresentado no apêndice e o modelo dos conversores no lado da máquina podem ser representados por:

$$v_{sj} = -r_f i_{sj} - l_f \frac{di_{sj}}{dt} + v_{saj0_a} - v_{sbj0_b}, \quad (6.8)$$

em que v_{sj} ($j = 1, 2, 3$) é obtido a partir das tensões dq da máquina v_{sd}^e e v_{sq}^e ($[v_{s1}, v_{s2}, v_{s3}]^T = A[v_{sd}^e, v_{sq}^e]^T$ onde A é uma matriz de transformação dq para 123 e o sobrescrito T caracteriza

operação transposta da matriz), r_f e l_f são a resistência e a indutância de L_f , v_{saj0_a} e v_{sbj0_b} são as tensões de polo dos conversores As e Bs , respectivamente, e v_{ba} é a tensão entre os pontos centrais dos barramentos CC dos conversores A (0_a) e B (0_b), respectivamente.

Considerando o sistema sendo simétrico uma expressão para v_{ba} é obtida:

$$v_{ba} = \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{saj0_a} - \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{sbj0_b}. \quad (6.9)$$

Introduzindo as tensões dos conversores As (v_{saj}) e Bs (v_{sbj}) como sendo

$$v_{saj} = v_{saj0_a} - \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{saj0_a}, \quad (6.10)$$

$$v_{sbj} = v_{sbj0_b} - \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{sbj0_b}. \quad (6.11)$$

Assim, as tensões do sistema podem ser consideradas como:

$$v_{sj} = v_{saj} - v_{sbj}, \quad (6.12)$$

onde v_{saj} e v_{bj} são as tensões dos conversores As e Bs , respectivamente.

Portanto, considerando todas as tensões de polo, o modelo do sistema pode ser expresso como:

$$v_{sj} = v_{saj0_a} - v_{sbj0_b} - \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 (v_{saj0_a} - v_{sbj0_b}). \quad (6.13)$$

6.3.4 Modo-Paralelo - Conversores do Lado da Máquina

Este subsistema está descrito na Figura 6.2(b). O modelo da máquina é o mesmo do apresentado no apêndice, enquanto que o modelo considerando os conversores em paralelo com a máquina pode ser representado pelas seguintes expressões:

$$v_{sj} = -r_f i_{skj} - l_f \frac{di_{skj}}{dt} + v_{skj0_k} - v_{s0_k}, \quad (6.14)$$

$$v_{s0_k} = \frac{1}{3} (v_{sk10_k} + v_{sk20_k} + v_{sk30_k}), \quad (6.15)$$

$$i_{sj} = i_{saj} + i_{sbj}, \quad (6.16)$$

$$i_{soj} = \frac{1}{2} (i_{saj} - i_{sbj}), \quad (6.17)$$

onde $k = a$ ou b , i_{saj} e i_{sbj} são as correntes de saída dos conversores As e Bs , respectivamente, v_{s0_k} são as tensões entre o ponto central da máquina (s) e o ponto central do barramento CC (0_k), i_{soj} são as correntes de circulação envolvendo os conversores As e Bs . Observa-se, a partir de (6.17), que as correntes de circulação i_{soj} podem ser reguladas também controlando-se as correntes internas dos conversores i_{saj} e i_{sbj} .

O modelo externo pode ser obtido a partir de(6.14):

$$v_{sj} = -\frac{r_f}{2}i_{sj} - \frac{l_f}{2}\frac{di_{sj}}{dt} + \frac{v_{saj} + v_{sbj}}{2}, \quad (6.18)$$

com $v_{saj} = v_{saj0_a} - v_{s0_a}$ e $v_{sbj} = v_{sbj0_b} - v_{s0_b}$.

As tensões de circulação (v_{soj}) podem ser expressas como

$$v_{soj} = r_{fo}i_{soj} + l_{fo}\frac{di_{soj}}{dt}, \quad (6.19)$$

$$v_{soj} = v_{saj0_a} - v_{sbj0_a} - v_{ba}, \quad (6.20)$$

em que $r_{fo} = 2r_f$, $l_{fo} = 2l_f$ e a expressão para v_{ba} é a mesma descrita em *modo-série* (6.9).

6.4 Estratégia PWM

Nesta seção, são apresentadas as estratégias PWM para as topologias estudadas. Nesta estratégia PWM, algumas variáveis auxiliares são adicionadas adequadamente no modelo, no intuito de se determinar as tensões de polo do conversor como descrito em (dos Santos et al., 2011b).

6.4.1 Conversores no Lado da Rede - Opção G1

Quatro variáveis auxiliares são necessárias para se calcular as seis tensões de polo de referência porque apenas duas (entre as três v_{g1}^* , v_{g2}^* , e v_{g3}^*) são necessárias para controlar o sistema. As tensões v_{g1}^* e v_{g2}^* podem ser definidas pelas tensões de polo de referência como em (6.7). Assim, as variáveis auxiliares $v_{gg'}^*$ e v_{xgj}^* são definidas como

$$v_{gg'}^* = \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{gaj0_a}^* - \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 N v_{gbj0_b}^*, \quad (6.21)$$

$$v_{xgj}^* = \frac{1}{2} (v_{gaj0_a}^* + N v_{gbj0_b}^*). \quad (6.22)$$

Assim, a partir dessas expressões, as tensões de polo podem ser escritas como

$$v_{gaj0_a}^* = \frac{1}{2}v_{gj}^* + \frac{1}{2}v_{gg'}^* + v_{xgj}^*, \quad (6.23)$$

$$Nv_{gbj0_b}^* = -\frac{1}{2}v_{gj}^* - \frac{1}{2}v_{gg'}^* + v_{xgj}^*, \quad (6.24)$$

onde $v_{g3}^* = -v_{g1}^* - v_{g2}^*$.

Para resolver o problema de como se determinar as tensões de polo de referência em função das tensões de referência v_{gj}^* , é necessário determinar primeiro as variáveis auxiliares $v_{gg'}^*$ e v_{xgj}^* . Em princípio, essa escolha é livre para uma faixa limitada entre valores de máximo e mínimo das tensões de polo ($\pm v_{Ca}^*/2$ e $\pm v_{Cb}^*/2$).

No intuito de simplificar o cálculo das variáveis auxiliares, é prudente determinar, a priori, $v_{gg'}^*$ através da introdução das variáveis v_{rgj}^* , as quais são definidas como:

$$v_{rgj}^* = v_{gaj0_a}^* - Nv_{gbj0_b}^*. \quad (6.25)$$

A partir de (6.23)-(6.24) estas tensões v_{rgj}^* são dadas por

$$v_{rgj}^* = v_{gj}^* + v_{gg'}^*. \quad (6.26)$$

A tensão $v_{gg'}^*$ deve ser escolhida de tal forma que satisfaça as seguintes condições

$$v_{gg \min}^* \leq v_{gg'}^* \leq v_{gg \max}^*, \quad (6.27)$$

$$v_{gg \min}^* = -v_C^* - \min\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\}, \quad (6.28)$$

$$v_{gg \max}^* = v_C^* - \max\{v_{g1}^*, v_{g2}^*, v_{g3}^*\}, \quad (6.29)$$

onde $v_C^* = (v_{Ca}^* + Nv_{Cb}^*)/2$ representa o valor médio e v_{Ca}^* e v_{Cb}^* são as tensões de referência para o barramento CC dos conversores A e B, respectivamente. Uma vez determinado $v_{gg'}^*$, as tensões v_{rgj}^* são calculadas por (6.26). Assim, as tensões de polo são expressas por

$$v_{gaj0_a}^* = v_{rgj}^*/2 + v_{xgj}^*, \quad (6.30)$$

$$Nv_{gbj0_b}^* = -v_{rgj}^*/2 + v_{xgj}^*. \quad (6.31)$$

De forma análoga, a tensão v_{xgj}^* deve ser calculada respeitando-se os limites

$$v_{xgj \min}^* \leq v_{xgj}^* \leq v_{xgj \max}^*, \quad (6.32)$$

$$v_{xgj \min}^* = \max\{v_{xgaj \min}^*, v_{xgbj \min}^*\}, \quad (6.33)$$

$$v_{xgj \max}^* = \min\{v_{xgaj \max}^*, v_{xgbj \max}^*\}, \quad (6.34)$$

onde

$$v_{xgaj}^* \min = -v_{Ca}^*/2 - v_{rgj}^*/2, \quad (6.35)$$

$$v_{xgbj}^* \min = -Nv_{Cb}^*/2 + v_{rgj}^*/2, \quad (6.36)$$

$$v_{xgaj}^* \max = v_{Ca}^*/2 - v_{rgj}^*/2, \quad (6.37)$$

$$v_{xgbj}^* \max = Nv_{Cb}^*/2 + v_{rgj}^*/2. \quad (6.38)$$

A escolha normalizada das variáveis auxiliares, satisfazendo seus limites de máximo e mínimo, pode ser obtida introduzindo-se os parâmetros de normalização μ^* ($0 \leq \mu^* \leq 1$) para todas as variáveis auxiliares (e.g., $v_{gg'}^* \rightarrow \mu_{gg'}^*$, $v_{xg1}^* \rightarrow \mu_{xg1}^*$, $v_{xg2}^* \rightarrow \mu_{xg2}^*$, e $v_{xg3}^* \rightarrow \mu_{xg3}^*$). Por exemplo, para $v_{gg'}^*$, pode-se considerar que:

$$v_{gg'}^* = \mu_{gg'}^* v_{gg'}^* \max + (1 - \mu_{gg'}^*) v_{gg'}^* \min. \quad (6.39)$$

A sequência para determinação das tensões de polo de referência a partir das referências v_{g1}^* , v_{g2}^* , e v_{g3}^* pode ser resumida de acordo com os seguintes passos abaixo:

- Passo 1: a) determinar $v_{gg'}^* \min$ e $v_{gg'}^* \max$ a partir de (6.28) e (6.29); b) escolher $\mu_{gg'}^*$ entre 0 e 1; c) determinar $v_{gg'}^*$ a partir de (6.39), e d) determinar v_{rgj}^* a partir de (6.26);

- Passo 2: a) determinar $v_{xgaj}^* \min$ até $v_{xgbj}^* \max$ a partir de (6.35)-(6.38); b) determinar $v_{xgj}^* \min$ e $v_{xgj}^* \max$ a partir de (6.32)-(6.34); c) escolher parâmetro μ_{xgj}^* (determinado apropriadamente a partir de um controlador, como será descrito na seção 6.5); d) determinar v_{xgj}^* a partir de uma equação semelhante a (6.39);

- Passo 3): determinar as seis tensões de polo de v_{ga10a}^* até v_{gb30b}^* a partir das equações (6.30) e (6.31);

6.4.2 Conversores no Lado da Rede - Opção G2

A estratégia PWM para esta solução alternativa é o PWM convencional e por isso não será desenvolvida neste trabalho.

6.4.3 Modo-Série - Conversores no Lado da Máquina

No caso desse subsistema, tem-se também a adição de quatro variáveis auxiliares porque apenas duas tensões são necessárias para controlar o sistema do lado da máquina (duas

dentre v_{s1}^* , v_{s2}^* , e v_{s3}^*). Assim, as tensões v_{s1}^* e v_{s2}^* estão relacionadas com as tensões de polo de referência por uma equação como a descrita em (6.13) e as variáveis auxiliares v_{ba}^* e v_{xsj}^* são definidas por

$$v_{ba}^* = \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{saj0_a}^* - \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{sbj0_b}^*, \quad (6.40)$$

$$v_{xsj}^* = \frac{1}{2} (v_{saj0_a}^* + v_{sbj0_b}^*). \quad (6.41)$$

Assim, as tensões de polo no lado da máquina são definidas da seguinte maneira

$$v_{saj0_a}^* = v_{saj}^* + \frac{1}{2} v_{ba}^* + v_{xsj}^*, \quad (6.42)$$

$$v_{sbj0_b}^* = v_{sbj}^* - \frac{1}{2} v_{ba}^* + v_{xsj}^*, \quad (6.43)$$

com $v_{saj}^* = v_{sj}^* + v_{sbj}^*$ e $v_{sbj}^* = K v_{sj}^*$. A constante K é considerada $K = -0,5$ para um modo de operação normal *modo-série*. Todavia, seu valor muda para $K = 0$ durante o processo de reconfiguração dos conversores (de *modo-serie* para *modo-paralelo*). Nesta subseção a constante K é fixada no valor $K = -0,5$.

Para resolver o problema de como determinar as referências para as tensões de polo, faz-se necessário determinar as variáveis auxiliares v_{ba}^* , v_{xs1}^* , v_{xs2}^* , e v_{xs3}^* . Neste caso a escolha também é livre numa faixa delimitada entre os limites das tensões de polo ($\pm v_{Ca}^*/2$ e $\pm v_{Cb}^*/2$) e estas variáveis auxiliares são calculadas de forma semelhante ao PWM descrito no caso do conversor do lado da rede apresentado anteriormente. Os passos resumidos para determinação destas tensões estão descritos abaixo:

- Passo 1: determinar primeiro v_{ba}^* introduzindo-se as variáveis v_{rsj}^* , as quais são

$$v_{rsj}^* = v_{sj}^* + v_{ba}^*. \quad (6.44)$$

Assim, a tensão v_{ba}^* pode ser calculada pela seguinte forma:

a) determine $v_{ba\min}^*$ e $v_{ba\max}^*$ a partir de equações semelhantes às (6.28) e (6.29); b) escolha μ_{ba}^* entre 0 e 1; c) determine v_{ba}^* a partir de equações semelhantes às (6.39), e d) determine v_{rsj}^* a partir de (6.44);

- Passo 2: são determinadas as tensões v_{xsj}^* :

a) em seguida determina-se de $v_{xsa j \min}^*$ a $v_{xsb j \max}^*$ a partir de

$$v_{xsa j \min}^* = -v_{Ca}^*/2 - v_{rsj}^*/2, \quad (6.45)$$

$$v_{xsb j \min}^* = -v_{Cb}^*/2 + v_{rsj}^*/2, \quad (6.46)$$

$$v_{xsa j \max}^* = v_{Ca}^*/2 - v_{rsj}^*/2, \quad (6.47)$$

$$v_{xsb j \max}^* = v_{Cb}^*/2 + v_{rsj}^*/2. \quad (6.48)$$

b) determinam-se $v_{xsj \min}^*$ e $v_{xsj \max}^*$ a partir de equações semelhantes às (6.32)-(6.34); c) escolhe-se um valor para μ_{xsj}^* entre 0 e 1 e em seguida d) determina-se v_{xsj}^* através de uma equação análoga a (6.39);

- Passo 3: determine as seis tensões de polo v_{sa10a}^* para v_{sb30b}^* a partir de (6.42) e (6.43);

6.4.4 Modo-Paralelo - Conversores no Lado da Máquina

Neste caso, apenas duas variáveis auxiliares devem ser definidas porque quatro tensões são necessárias para controlar o sistema (duas dentre v_{s1}^* , v_{s2}^* e v_{s3}^* e duas dentre v_{so1}^* , v_{so2}^* e v_{so3}^*). As tensões v_{s1}^* , v_{s2}^* , v_{so1}^* e v_{so2}^* também podem ser escritas em função das tensões de polo de referência. As variáveis auxiliares v_{s0a}^* e v_{s0b}^* são definidas como:

$$v_{s0a}^* = \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{saj0a}^*, \quad (6.49)$$

$$v_{s0b}^* = \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{sbj0b}^*. \quad (6.50)$$

Assim, as tensões de polo de referência associadas com os conversores do lado da máquina serão definidas como:

$$v_{saj0a}^* = v_{sj}^* + v_{s0a}^*, \quad (6.51)$$

$$v_{sbj0b}^* = v_{sj}^* - v_{soj}^* + v_{s0b}^*, \quad (6.52)$$

em que $v_{s3}^* = -v_{s1}^* - v_{s2}^*$ e $v_{so3}^* = -v_{so1}^* - v_{so2}^*$.

As tensões auxiliares v_{s0k}^* (com $k = a, b$) devem respeitar seus limites de máximo de

mínimo descritos abaixo:

$$v_{s0_k \min}^* \leq v_{s0_k}^* \leq v_{s0_k \max}^*, \quad (6.53)$$

$$v_{s0_a \min}^* = -\frac{v_{C_a}^*}{2} - \min\{v_{s_j}^*\}, \quad (6.54)$$

$$v_{s0_b \min}^* = -\frac{v_{C_b}^*}{2} - \min\{v_{s_j}^* - v_{soj}^*\}, \quad (6.55)$$

$$v_{s0_a \max}^* = \frac{v_{C_a}^*}{2} - \max\{v_{s_j}^*\}, \quad (6.56)$$

$$v_{s0_b \max}^* = \frac{v_{C_b}^*}{2} - \max\{v_{s_j}^* - v_{soj}^*\}. \quad (6.57)$$

Portanto, uma forma resumida para a sequência de passos a fim de calcular as tensões de polo de referência dado as referências $v_{s_j}^*$ e v_{soj}^* está descrita abaixo:

- Passo 1: a) determine $v_{s0_k \min}^*$ e $v_{s0_k \max}^*$ a partir de (6.54)-(6.57); b) escolha um valor para $\mu_{s0_k}^*$ entre 0 e 1; c) determine $v_{s0_k}^*$ a partir de uma equação parecida como a descrita em (6.39);

- Passo 2: determine as seis tensões de polo de referência de $v_{sa10_a}^*$ até $v_{sb30_b}^*$ a partir de (6.51) e (6.52);

Os sinais de gatilhos para as chaves (q_{saj} e q_{sbj}) podem ser obtidos a partir de uma comparação entre as tensões de polo de referência com portadoras triangulares de alta frequência (Holtz, 1994, Trzynadlowski et al., 1997, Ojo e Kshirsagar, 2004), (Jacobina et al., 2001c), (de A Carlos et al., 2012). Neste trabalho, os sinais de gatilho foram obtidos comparando-se as tensões de polo de referência com implementação PWM de uma ou duas portadoras. No caso abordado neste capítulo optou-se pela utilização de duas portadoras dispostas na seguinte forma i) modo-série, onde as portadoras do PWM podem ser observadas na Figura 6.3(a) e ii) modo-paralelo, onde as portadoras do PWM são dispostas conforme a Figura 6.3(b).

6.5 Sistema de Controle

A Figura 6.4 mostra o sistema de controle usado na forma de diagrama de blocos. Neste caso, o sistema da rede utilizado fora a opção G1 [vide Figura 6.1(a)]. A tensão do barramento CC do conversor A (v_{C_a}) é controlada através do controlador R_{C_a} , cuja saída fornece a amplitude de referência da corrente da rede I_g^* do sistema trifásico. No bloco S_{in} , tem-se a

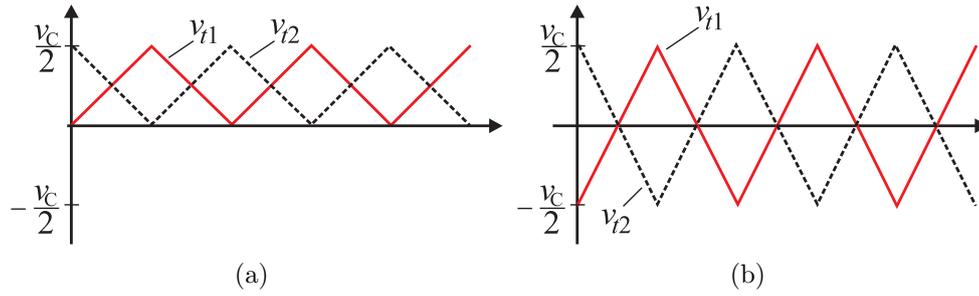


Figura 6.3: Portadoras usadas para o PWM. (a) *Modo-Série*. (b) *Modo-Paralelo*.

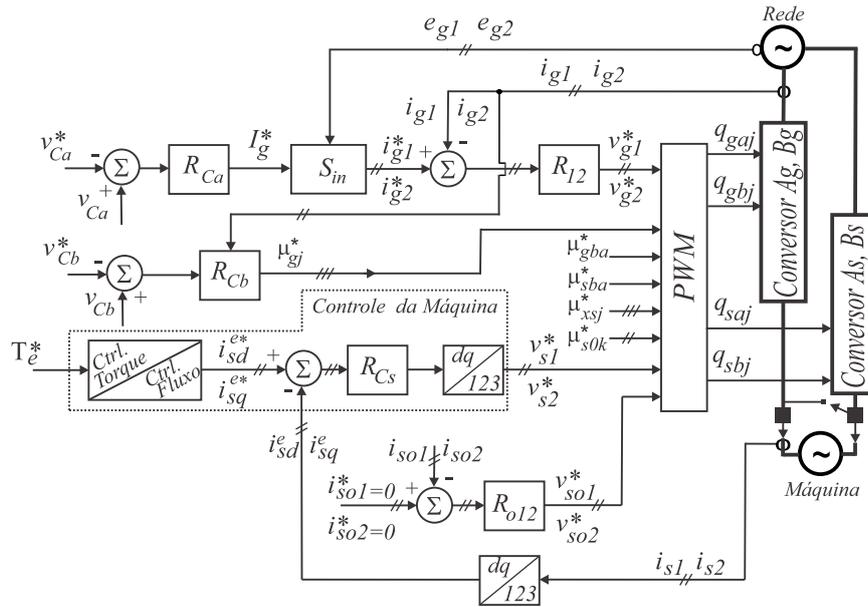


Figura 6.4: Diagrama de blocos do sistema de controle.

sincronização das correntes de referência i_{g1}^* e i_{g2}^* com as tensões e_{g1} e e_{g2} , respectivamente. Os controladores R_{12} definem as referências de tensão v_{g1}^* e v_{g2}^* enquanto que a referência para a terceira fase v_{g3}^* é obtida indiretamente (usando-se $v_{g3}^* = -v_{g1}^* - v_{g2}^*$). No intuito de garantir erro de regime permanente nulo, controladores de dupla sequência (controladores ressonantes) são considerados (Jacobina et al., 2001b). A tensão do barramento CC do conversor B (v_{Cb}) é controlada através do controlador R_{Cb} , cuja saída garante as referências dos parâmetros μ_{gj}^* . Visando-se obter um fluxo de potência balanceado entre os conversores A e B, este parâmetro μ_{xgj}^* introduzido na estratégia PWM é definido da seguinte forma:

- if $i_{gj}^* > 0$ faça o parâmetro $\mu_{xgj}^* = 1 - \mu_{gj}^*$
- if $i_{gj}^* < 0$ faça o parâmetro $\mu_{xgj}^* = \mu_{gj}^*$

No caso em que o subsistema da rede é implementado com a alternativa G2 em que os conversores sejam totalmente controlados, as tensões do barramento CC v_{ca} e v_{cb} são controladas individualmente, de forma usual, a partir do controle das correntes internas i_{ga1} à i_{ga3} e i_{gb1} à i_{gb3} , respectivamente. Quando os conversores Ag e Bg são pontes trifásicas a diodo [vide Figura 6.1(b)], as tensões do barramento CC operam com controle em malha aberta, de forma usual.

O torque de referência da máquina é definido pela malha de controle da velocidade da máquina. Os controles de torque e fluxo (controle por campo orientado - FOC) definem as correntes de referência em dq (i_{sd}^{e*} e i_{sq}^{e*}). O controlador R_{Cs} das correntes i_{sd}^e e i_{sq}^e define as referências de tensão v_{sd}^{e*} e v_{sq}^{e*} , que são passadas para o sistema 123 pela matriz de transformação de Park (bloco $dq/123$), obtendo-se assim as tensões v_{s1}^* , v_{s2}^* e v_{s3}^* que serão consideradas na estratégia PWM. Quando a máquina opera em *modo-paralelo*, o controle das correntes de circulação i_{so1} e i_{so2} é ativado, como será descrito na sequência.

Em alta velocidade o conversor opera com as chaves T_1 , T_2 , e T_3 ligadas enquanto que as chaves T'_1 , T'_2 , T'_3 , T_o e T_p são desligadas [vide Figura 6.2(a)]. Neste caso, a máquina fica operando com terminais a enrolamentos abertos (*modo-série*) e as variáveis μ_{sba}^* e μ_{xsj}^* são levadas em consideração para o controle do PWM.

Por outro lado, em baixa velocidade as chaves T_1 , T_2 , T_3 , T_o , e T_p são comutadas para conectar os conversores As e Bs em paralelo, i.e., T_1 , T_2 , e T_3 são desligadas e T'_1 , T'_2 , T'_3 , T_o e T_p são ligadas [vide Figura 6.2(b)]. Neste caso, o modo de operação no diagrama de bloco de controle é alterado para o *modo-paralelo*. Desta forma, os controladores R_{o12} definirão as tensões de circulação v_{so1}^* , v_{so2}^* e ($v_{so3}^* = -v_{so1}^* - v_{so2}^*$) e as variáveis μ_{s0k}^* são consideradas para a estratégia PWM.

6.5.1 Transição dos Modos de Operação - Procedimento de Reconfiguração

Algumas considerações devem ser obedecidas quando o sistema muda sua operação do *modo-série* para o *modo-paralelo*, ou vice-versa. Inicialmente, para o sistema operando no *modo-série*, que significa a variável $K = -0,5$ nas expressões (6.42)-(6.43). Portanto, antes da transição dos modos, os seguintes passos devem ser considerados para a estratégia PWM.

Passo a) Mudar a constante K de $K = -0,5$ para $K = 0$ nas expressões (6.42)-(6.43). Conseqüentemente, o conversor Bs fechar-se-á em conexão Y (impondo-se $v_{sbj} = 0$) o que significa que este conversor ficará operando com tensões nulas (observe que a máquina fica conectada em Y), vide Figura 6.5(a);

Passo b) As chaves T_o e T_p são ativadas e a máquina continua conectada em Y. O PWM para os conversores As e Bs permanece o mesmo do passo anterior, conforme ilustra a Figura 6.5(b).

Passo c) As chaves T_1 , T_2 e T_3 são desativadas. O conversor Bs é desconectado totalmente da máquina e o PWM para o conversor As é considerado como o PWM convencional, definido em (6.51), vide Figura 6.5(c).

Passo d) Impor as tensões do conversor Bs iguais as tensões do conversor As ($v_{sbj} = v_{saj}$) e por conseguinte ativar as chaves T'_1 , T'_2 , T'_3 . Desta forma, o conversor Bs é conectado em paralelo com o conversor As , como pode-se observar na Figura 6.5(d).

Uma vez que esses passos são levados em consideração, as tensões de polo de referência para o lado da máquina na operação em *modo-paralelo* são consideradas de acordo com as relações (6.51)-(6.52).

O procedimento inverso de reconfiguração (do *modo-paralelo* para o *modo-série*) é obtido de forma similar considerando os seguintes passos:

Passo a) Forçar as correntes do conversor Bs para zero (impondo $i_{soj} = i_{sj}/2 \rightarrow i_{sbj} = 0$). Assim, a estratégia PWM para o conversor As tornar-se-á a mesma estratégia convencional definida (6.51). Logo, o conversor Bs é conectado em Y da mesma forma como a máquina.

Passo b) Desativar as chaves T'_1 , T'_2 , T'_3 . Note que a máquina permanece conectada em Y através das chaves T_o e T_p .

Passo c) Considere as expressões (6.42)-(6.43) na estratégia PWM com a constante $K = 0$ (conversor Bs continua conectado em Y) e ativam-se as chaves T_1 , T_2 e T_3 .

Passo d) Desativar as chaves T_o e T_p (máquina continua conectada em Y através do conversor Bs) e mudar a constante K de $K = 0$ para $K = -0,5$ nas expressões (6.42)-(6.43) da estratégia PWM.

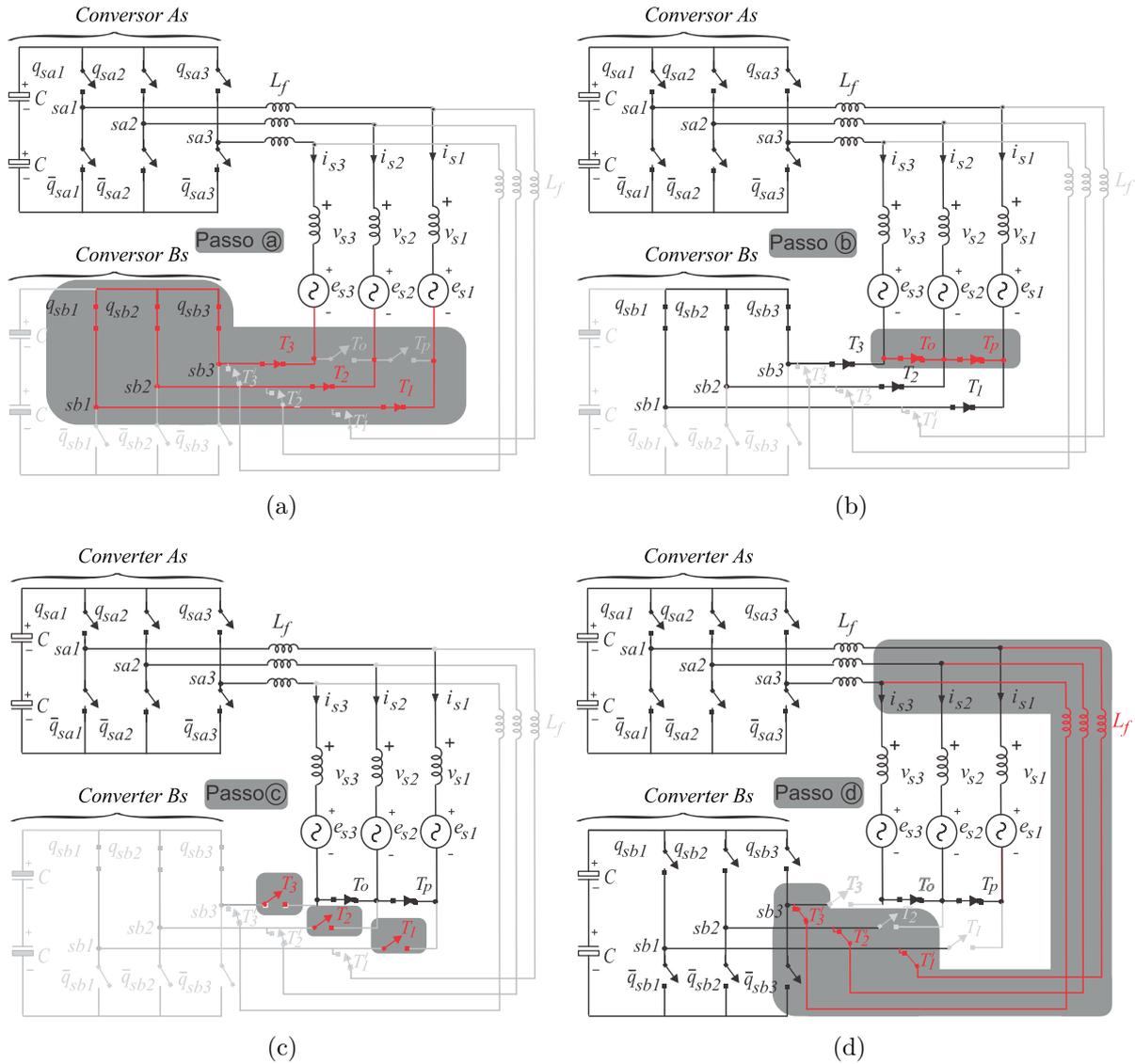


Figura 6.5: Passos para mudança da operação da máquina de alta velocidade (*modo-série*) para baixa velocidade (*modo-paralelo*): (a) impor $v_{sbj}^* = 0 \rightarrow$ chaves superiores ligadas. (b) ativar as chaves T_o e T_p . (c) desativar chaves T_1 , T_2 e T_3 . (d) impor $v_{sbj}^* = v_{saj}^*$ e ativar as chaves T'_1 , T'_2 , T'_3 .

A última sequência de passos é empregada para mudar a operação de baixa velocidade para alta velocidade. Pode-se observar que nesse procedimento o controle da máquina, incluindo o controle de corrente é mantido sem ações danosas a mesma.

6.6 Análise da WTHD

Com objetivo de verificar as vantagens da operação em cada modo (*modo-série* ou *modo-paralelo*), a distorção harmônica foi analisada através da WTHD (do inglês *weighted total*

harmonic distortion) das tensões de fase da máquina (v_{sj}).

A Figura 6.6 ilustra os valores correspondentes de WTHD variando em função do índice de modulação (m) que reflete na velocidade da máquina. Estas curvas são apresentadas considerando-se três tipos de operação: i) convencional (um único conversor trifásico como As ou Bs), ii) *série* e iii) *paralelo*. Neste estudo, o valor nominal para o barramento CC no modo convencional é o dobro ($v_C^* = 1pu$) se comparado com *modos série e paralelo* usando-se barramentos CC iguais ($v_{Ca}^* = v_{Cb}^* = 0,5pu$). Esta condição garante que os três modos de operação descritos anteriormente operem a máquina com condições equivalentes em termos de potência.

A operação em modo convencional apresenta maiores valores de WTHD para toda a faixa de velocidade (proporcional a variável m). Já a operação em *modo-paralelo* apresenta menor distorção harmônica para baixos valores de índice de modulação ($m \leq 0,5$), enquanto que a operação no *modo-série* torna-se mais interessante para altos valores de índice de modulação ($m > 0,5$). Em linhas gerais, a operação em *modo-série* é mais apropriada em alta velocidade/tensão em comparação com o *modo-paralelo* e *modo-convencional*. Por outro lado, para baixa velocidade/tensão, a operação em *modo-paralelo* apresenta melhores resultados. Conseqüentemente, em termos de distorção harmônica, é vantajoso alimentar a máquina em baixa velocidade no *modo-paralelo*.

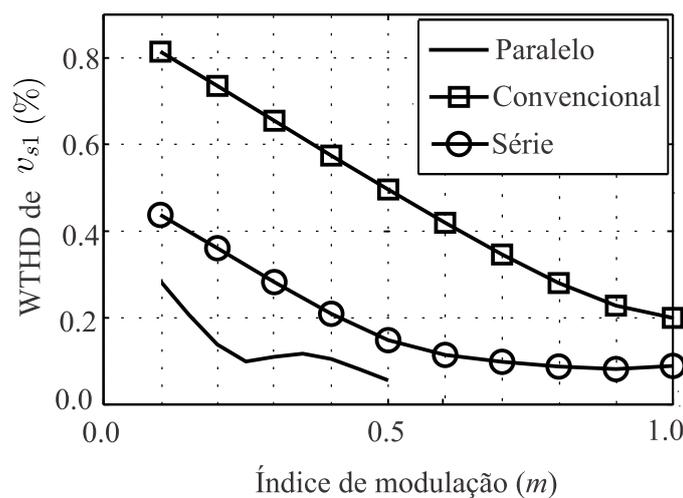


Figura 6.6: Comparação da WTHD das tensões de fase da máquina (v_{sj}) em função do índice de modulação (m).

6.7 Resultados de Simulação

O sistema de acionamento CA-CC-CA apresentado nesse trabalho, foi avaliado por meio de simulação no PSIM ®. Para os resultados apresentados nesta seção, o capacitores do barramento CC (C), frequência de chaveamento (f_s), indutores de entrada (L_g) e tensões de referência do barramento CC (v_{Ca}^* e v_{Cb}^*) são dados por $C = 4400 \mu F$, $f = 10 kHz$, $L_g = 3mH$ e $v_{Ca} = v_{Cb} = 200V$, respectivamente.

Os resultados apresentados nas Figuras 6.7 e 6.8 referem-se para a operação da máquina em alta velocidade. Nestes resultados, os sinais de comando para os conversores do lado da máquina foram realizados com implementação PWM usando-se duas portadoras, com parâmetros $\mu_{sba} = 0,5$ e $\mu_{xsj} = 0,5$. A Figura 6.7 mostra as tensões e correntes da rede (*grid*). Pode-se observar que as correntes são senoidais e o fator de potência na rede é próximo do unitário. As tensões nos barramentos CC (v_{Ca} e v_{Cb}) são controladas e equilibradas conforme ilustra a Figura 6.7(c). Como a configuração a enrolamentos abertos é usada no *modo-série* as tensões do barramento CC são metade do valor de tensão usado em um modo de operação convencional, o que proporciona menor tensão de bloqueio para as chaves, mesmo operando em alta velocidade. As Figuras 6.8(b) e 6.8(c) mostram as tensões no lado da máquina na operação em *modo-série*. Neste caso, as tensões da máquina possuem nove níveis bem definidos os quais podem reduzir a distorção harmônica no lado da máquina. As correntes da máquina operando em *modo-série* são observadas na Figura 6.8(a).

Um outro conjunto de resultados é apresentado nas Figuras 6.9 e 6.10 para operação da máquina em baixa velocidade. Estes resultados também foram obtidos com sinais PWM usando-se duas portadoras. As Figuras 6.9(a) e 6.9(b) mostram as tensões de fase na máquina. As tensões do barramento CC (v_{Ca} e v_{Cb}) estão controladas e equilibradas satisfatoriamente conforme ilustra a Figura 6.9(c). Devido a operação em baixa velocidade, com a operação no *modo-paralelo*, as tensões dos barramentos CC também são metade dos valores usados no modo convencional. As Figuras 6.10(b) e 6.10(c) mostram as correntes de saída dos conversores *As* e *Bs*. Pode-se perceber que as correntes são senoidais e a amplitude dessas correntes é metade das amplitude das correntes da máquina.

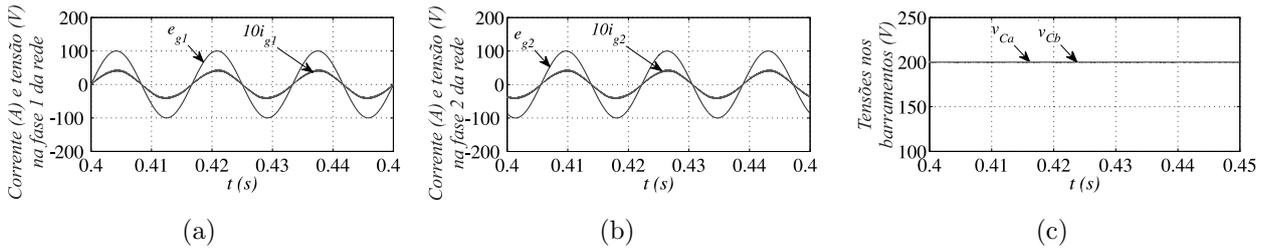


Figura 6.7: Resultados de simulação para operação em *modo-série*. (a) Tensão e corrente da rede (e_{g1} e i_{g1}). (b) Tensão e corrente da rede (e_{g2} e i_{g2}). (c) Tensões do barramento CC do conversor A (v_{Ca}) e B (v_{Cb}).

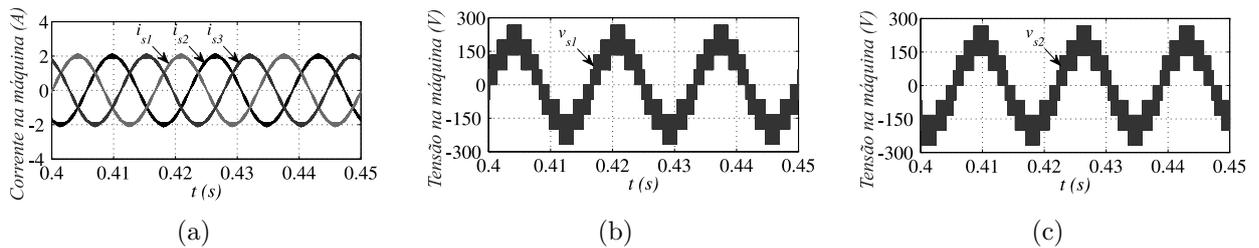


Figura 6.8: Resultados de Simulação para operação em *modo-série*. (a) Correntes na máquina (i_{s1} , i_{s2} e i_{s3}). (b) Tensão na máquina (v_{s1}). (c) Tensão na máquina (v_{s2}).

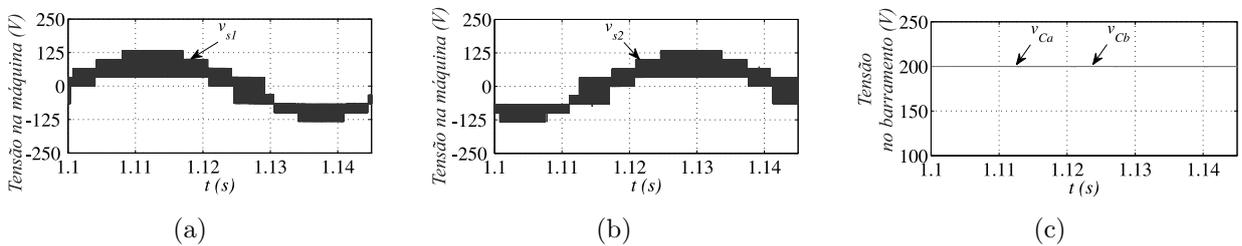


Figura 6.9: Resultados de simulação para operação em *modo-paralelo*. (a) Tensão na máquina (v_{s1}). (b) Tensão na máquina (v_{s2}). (c) Tensões do barramento CC do conversor A (v_{Ca}) e B (v_{Cb}).

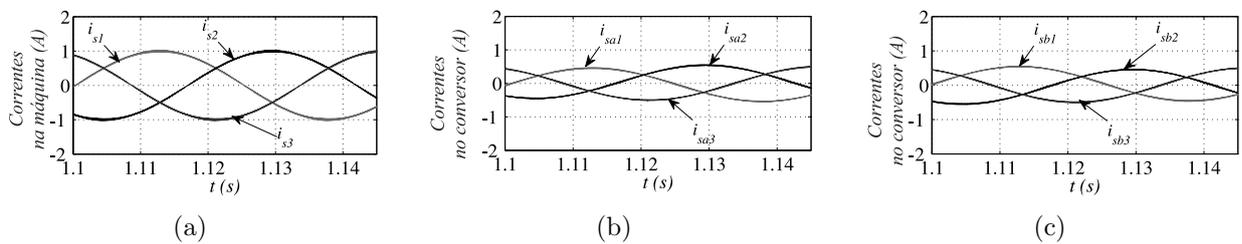


Figura 6.10: Resultados de simulação para operação em *modo-paralelo*. (a) Correntes na máquina (i_{s1} , i_{s2} e i_{s3}). (b) Correntes no conversor As (i_{sa1} , i_{sa2} e i_{sa3}). (c) Correntes no conversor Bs (i_{sb1} , i_{sb2} e i_{sb3}).

A Figura 6.11 mostra os resultados do sistema considerando o subsistema da rede com a alternativa G1 com a máquina operando nos modos de aceleração e desaceleração em plena carga. Pode-se observar que a corrente i_{sd}^e é mantida constante enquanto que a corrente i_{sq}^e muda de valor e sinal em $t=0,1s$ e $t=0,4s$. O processo de reconfiguração (transição da operação em *modo-série* para *modo-paralelo* e vice-versa) é ativado quando a velocidade da máquina aproxima-se de $\omega_m=190 \text{ rad/s}$ em plena carga, vide ampliações dos instantes na Figura 6.11. Pode-se notar que mesmo perante fortes transitórios de frequência, o sistema continuou operando apropriadamente.

A Figura 6.12 demonstra resultados referentes para a transição da operação em *modo-série* para *modo-paralelo* em que a transição no procedimento de reconfiguração foi estendido a maiores intervalos de tempo para melhor verificação. O passo *a* descrito no resultado ilustra o grampeamento do conversor *Bs* (fechando conexão em estrela), posteriormente no passo *b* tem-se a ativação das chaves T_o e T_p , o que anula as correntes internas (i_{sbj}) do conversor *Bs*. Em seguida, pode-se desconectar totalmente o conversor *Bs* sem danos para a máquina, o que é observado pelo passo *c*. Observe que neste caso o PWM do conversor *As* irá mudar para um PWM convencional. Neste momento, ainda no passo *c*, o sistema opera momentaneamente como um sistema convencional. Em seguida, o PWM dos conversores *As* e *Bs* é alterado para a estratégia PWM do *modo-paralelo* e as chaves de conexão em paralelo são ativadas. Assim, o conversor *Bs* é conectado novamente com observação o conversor *Bs* passa a estar conectado em paralelo com conversor *As*. Portanto, com relação a este resultado de transição, pode-se observar que o sistema manteve operação de forma adequada.

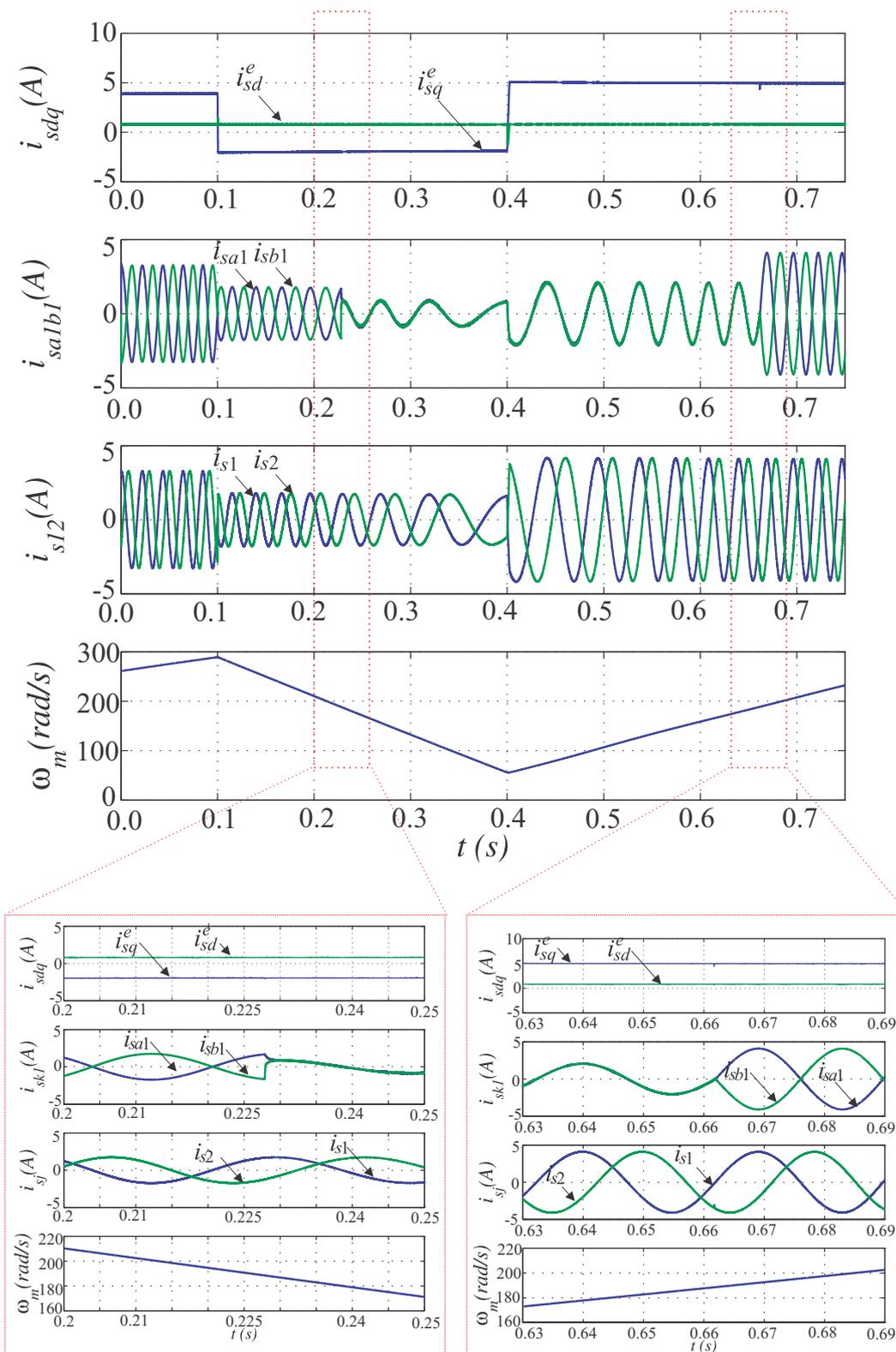


Figura 6.11: Resultados de simulação. Operação do sistema durante processo de reconfiguração do *modo-série* para *modo-paralelo* em $t=0,22$ s e reconfiguração do *modo-paralelo* para *modo-série* em $t=0,66$ s.

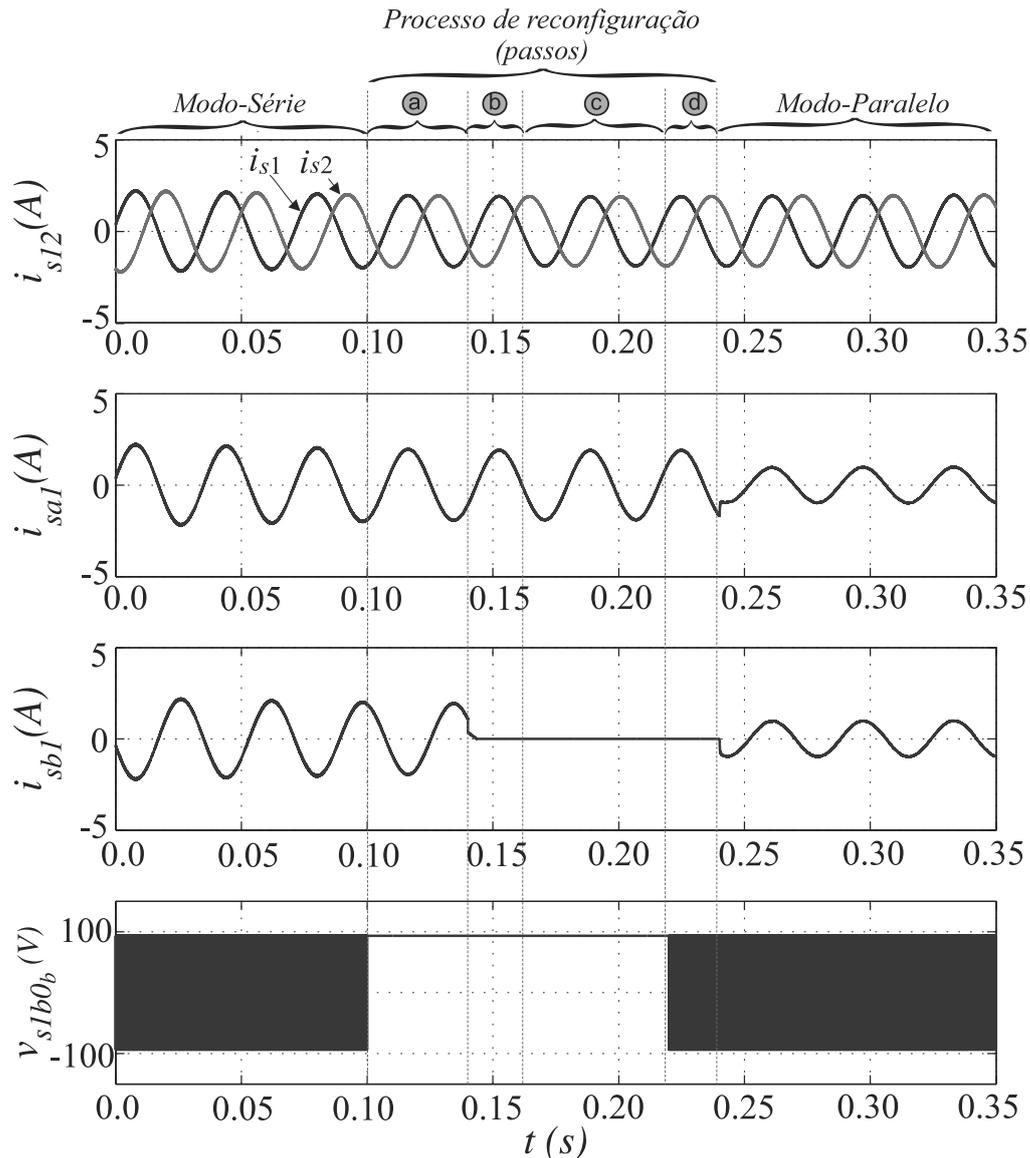


Figura 6.12: Resultados de Simulação. Reconfiguração lenta do *modo-série* para *modo-paralelo* com intuito de destacar os passos descritos no controle para transição dos modos.

6.8 Resultados Experimentais

O sistema descrito na Figura 6.1 fora implementado no laboratório. A instalação/configuração para os testes experimentais é baseada em IGBTs da SEMIKRON controlados via processador digital de sinais (DSP) TMS320F28335 com microcomputador equipado com conexões e sensores apropriados. A velocidade da máquina foi medida usando-se um tacômetro Shimpo DT-209x. Os capacitores do barramento CC (C), frequência de chaveamento (f_s), indutores de entrada (L_g), indutores de filtro (L_f) e potência da máquina (P_{mach}) são dados por $C = 4400 \mu F$, $f = 10 kHz$, $L_g = L_f = 3mH$ e $P_{mach} = 3,7kW$, respectivamente.

O primeiro conjunto de resultados mostrados nesta seção estão relacionados com a operação do sistema em *modo-série* com as tensões do barramento CC sendo iguais ($v_{Ca}=v_{Cb}$) e usando-se implementação PWM com uma portadora para os dois subsistemas (lado da rede e lado da máquina).

A Figura 6.13 mostra a tensão na rede (e_{g1}) e a corrente na rede (i_{g1}) da fase 1. Os resultados para as outras fases são similares. Pode-se observar que a corrente é senoidal e o fator de potência na rede é próximo do unitário.

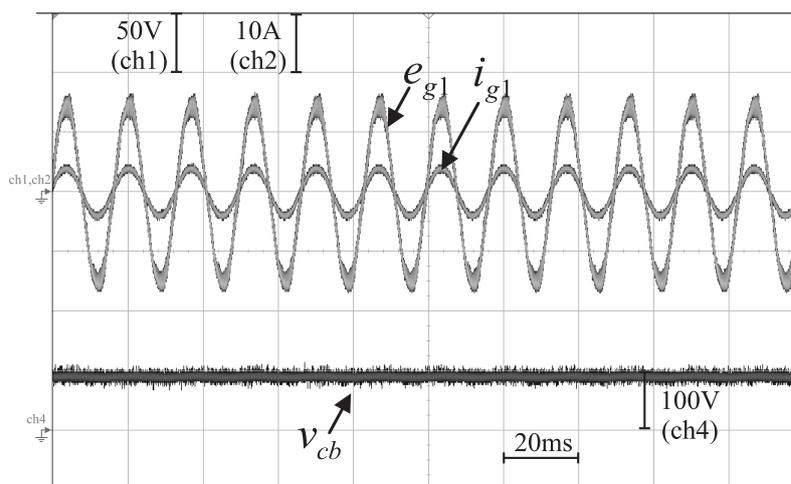


Figura 6.13: Resultados Experimentais. Tensão na rede e_{g1} e corrente na rede i_{g1} para a fase 1 (parte superior) e tensão do barramento CC v_{Cb} (parte inferior).

A Figura 6.14 mostra um resultado em regime permanente do resultado apresentado anteriormente observando-se as correntes na máquina (i_{s1} e i_{s2}) bem como as tensões do barramento CC. Pode-se observar que as tensões do barramento CC são controladas satisfatoriamente e o sistema trifásico está balanceado. A fim de verificar o controle dos barramentos CC coletou-se um resultado com transitório forçado conectando-se resistências em paralelo com cada barramento como pode ser observado na Figura 6.15. Observa-se que o nível de potência aumenta na rede em reflexo da resistência conectada, o que implica na variação da amplitude de referência da rede (a qual é a saída do controle do barramento CC). Todavia, as correntes da máquina não possuem variações.

A operação do sistema foi testada sob o procedimento de reconfiguração (do *modo-série* para *modo-paralelo*) em condição de plena carga. Neste caso, o subsistema no lado da rede foi implementado com a alternativa G2 em que os conversores A_g e B_g considerados foram

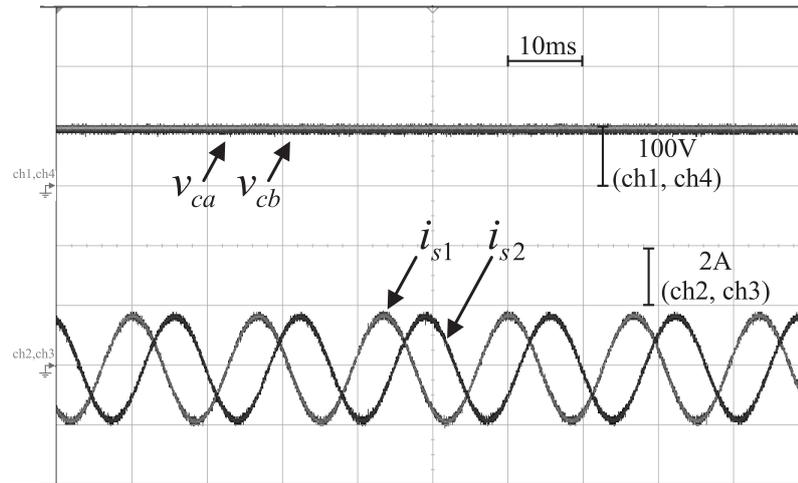


Figura 6.14: Resultados experimentais. Tensões no barramento CC (v_{Ca} e v_{Cb}) correntes na máquina (i_{s1} e i_{s2}) em regime permanente.

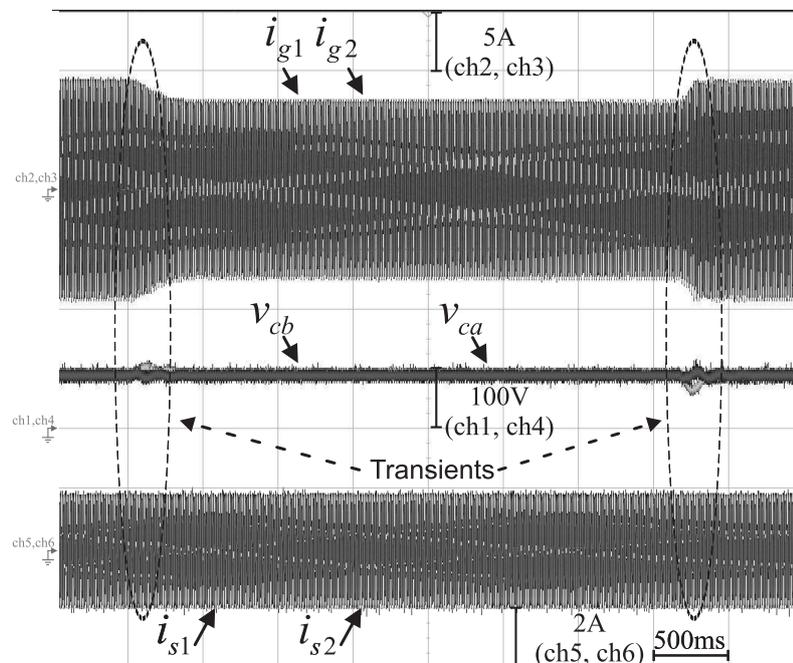


Figura 6.15: Resultados experimentais. Operação com transitório forçado no barramento CC. Correntes na rede (superior), tensão nos barramentos CC (central) e correntes na máquina.

pontes trifásicas a diodo. O torque aplicado foi realizado através do uso de um motor CC de 0,37kW (com resistência conectada na armadura e uma tensão aplicada na bobina de campo) acoplado com o eixo do motor de indução CA. Para este teste específico, uma máquina de indução fora empregada com potência nominal equivalente para casar (combinar) com a potência mecânica da carga (neste caso a do motor CC).

A Figura 6.16 mostra o resultado deste processo de reconfiguração na forma de oscilo-

grama (os pontos gerados no osciloscópio foram salvos e plotados através do Matlab $\text{\textcircled{R}}$). Os passos da mudança no controle descritos anteriormente estão indicados (destacados) neste resultado. O processo de reconfiguração foi feito com operação em baixa velocidade (frequência em torno de $20Hz$). Pode-se perceber que não existem sobre-correntes neste resultado. Os resultados para as outras fases são similares. Pode-se observar que a corrente da máquina i_{s1} permanece senoidal em seu valor nominal (próximo a $1A$) garantindo assim nenhum tipo de variação na velocidade nos momentos de transição durante o processo de reconfiguração. A velocidade da máquina permanece aproximadamente 570 rpm durante todo o processo de reconfiguração. Nestes resultados o tempo de reconfiguração fora estendido (aproximadamente $8s$) para fins de melhor verificação.

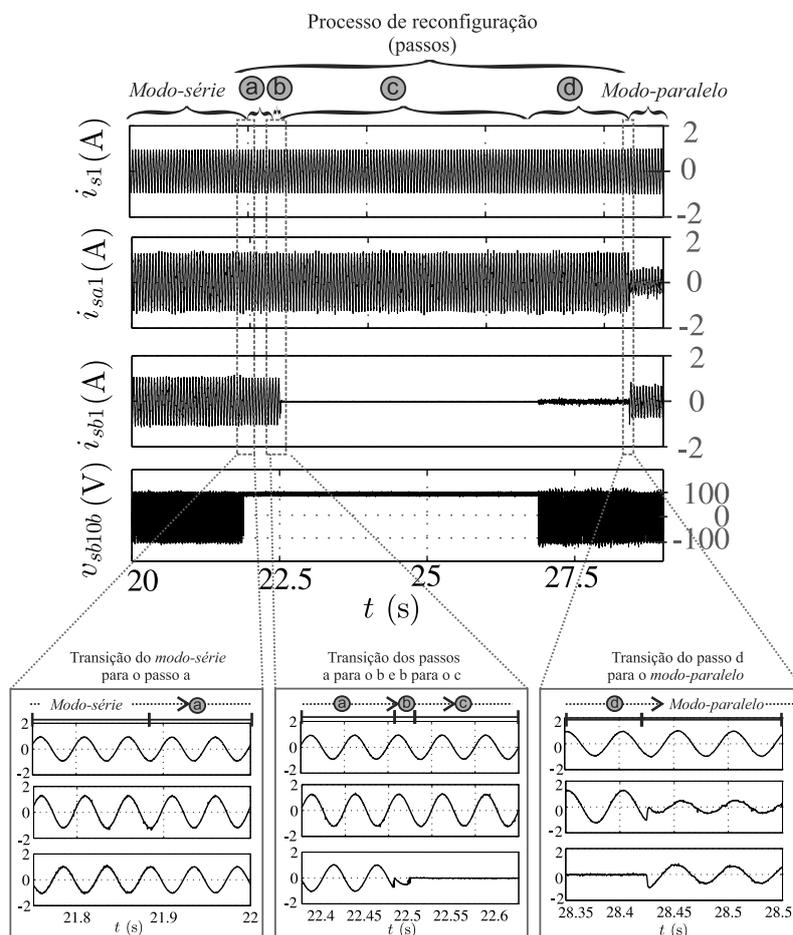


Figura 6.16: Resultados Experimentais. Processo de reconfiguração da operação em *modo-série* para *modo-paralelo* com a máquina operando em baixa velocidade e plena carga ($f=20Hz$). Da parte superior para a parte inferior tem-se: Corrente de fase na máquina i_{s1} , corrente no conversor As i_{sa1} , corrente no conversor Bs i_{sb1} e tensão de polo no conversor Bs v_{sb10b} .

6.9 Comparativo dos Pontos de Operação para Certos Perfis de Carga

Nesta seção serão discutidos os níveis de corrente/tensão (potência) de cada conversor de acordo com o tipo de aplicação (perfil de carga).

6.9.1 Tipo de Aplicação I - Cargas com Torque Constante

Da mesma forma como ocorre em acionamento de motores CC, o torque de saída em um sistema de acionamento CA é proporcional ao produto do fluxo de entreferro, relacionado a corrente de magnetização (I_m) e corrente rotórica (I_r). Nessas condições, a corrente estatórica pode ser considerada como a mesma corrente do rotor.

Um sistema de acionamento em velocidade e frequência variável usualmente é feito em *Volts-Hertz* (V/f), impondo tensão de saída com relação V/f constante, com intuito de manter constante o fluxo de entreferro do motor em uma faixa de velocidade que vai de zero até sua velocidade nominal (50Hz ou 60Hz dependendo do sistema elétrico). Esta característica produz torque constante para velocidades não muito baixas à 1 p.u, e a potência cresce linearmente (proporcionalmente) com a velocidade.

A frequência de saída do inversor pode ser aumentada para valores acima de 1 p.u (nominal), até mesmo em torno de 400Hz (8 p.u) em alguns conversores. Para velocidades acima da nominal a tensão de saída permanece constante no seu valor máximo possível a partir do valor fixado do barramento CC. Nesse faixa de operação (velocidades acima da nominal) a relação V/f tende a cair em razão inversamente proporcional à medida em que a velocidade aumenta. Nessa região, o torque é reduzido e a potência permanecerá constante. Esta região é conhecida comumente na literatura como região de enfraquecimento de campo (do inglês *field weakening*) ou de potência constante (Barnes, 2003). Nesta região o projetista deve atentar-se em evitar a parada do motor, garantindo que o torque do motor não fique abaixo do torque da carga.

Exemplos de aplicações em que se opera na região de torque constante até a velocidade nominal são encontrados em casos de: i) transportadoras, ii) bombas de deslocamento positivo e iii) compressores.

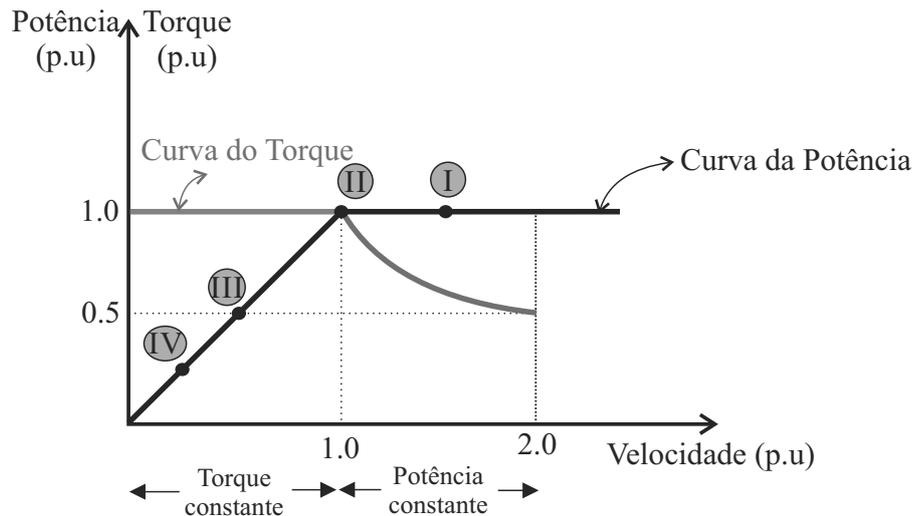


Figura 6.17: Perfil de carga com operação sistema a torque constante (até velocidade nominal) e potência constante (acima da velocidade nominal).

Tabela 6.1: Potência no conversor convencional do lado da máquina para cargas do perfil da aplicação I)

Cenários	Potência no Conversor Convencional		
	Tensão (p.u)	Corrente (p.u)	Potência (p.u)
I	1,5	0,67	1,0
II	1,0	1,0	1,0
III	0,5	1,0	0,5
IV	0,25	1,0	0,25

Assim, considerando-se o perfil de carga da Figura 6.17. Pode-se considerar os quatro cenários descritos na mesma para analisar a potência no conversor em função dos seus valores nominais de corrente/tensão. A Tabela 6.1 mostra os cenários considerando-se o sistema de acionamento com conversor convencional. Estes valores serão comparados com o caso a seguir quando são considerados os conversores propostos conforme apresentado na Tabela 6.2.

Tabela 6.2: Potência no conversor proposto do lado da máquina para cargas do perfil da aplicação I)

Cenários	Potência no Conversor proposto (p.u)						Total Potência
	Conversor A_s			Conversor B_s			
	Tensão	Corrente	Potência	Tensão	Corrente	Potência	
I	0,75	0,67	0,5	0,75	0,67	0,5	1,0
II	0,5	1,0	0,5	0,5	1,0	0,5	1,0
III _(pré-transição)	0,25	1,0	0,25	0,25	1,0	0,25	0,5
III _(na transição)	0,5	1,0	0,5	0,0	0,0	0,0	0,5
IV	0,25	0,5	0,125	0,25	0,5	0,125	0,25

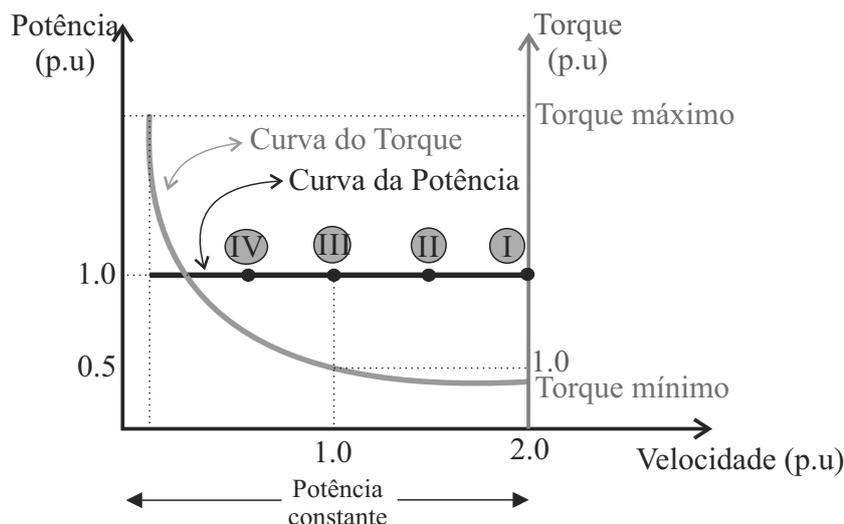


Figura 6.18: Perfil de carga com operação sistema a potência constante (em toda faixa de velocidade).

6.9.2 Tipo de Aplicação II - Cargas com Potência Constante

Um outro cenário de aplicação que é mais atrativo para a solução proposta, devido ao fatos dos sistemas convencionais não atenderem esse tipo de perfil, aplica-se para perfis de cargas que possuem potência constante em toda faixa de velocidade da máquina, vide Figura 6.18. No caso de bobinamento em um processo industrial (e.g., embalagens plásticas), o acionamento consiste inicialmente com uma alta velocidade e um baixo torque (vide ponto *I* na Figura 6.18) e no final do processo terá uma velocidade baixa com elevado torque (vide após o ponto *IV* na Figura 6.18). Assim os exemplos gerais de aplicações que possuem esse perfil de carga são: bobinadoras, tornos, moedoras, tratores, raspadores, tanques, etc.

Assim, de forma semelhante ao caso anterior, é feita uma comparação dos níveis de potência e corrente nesse perfil de carga usando-se o sistema de acionamento com conversor convencional, como pode-se observar na Tabela 6.3, e o proposto, como mostrado na Tabela 6.4.

Portanto, observa-se que, no caso em que são utilizados os conversores propostos, um dos conversores irá assumir toda potência na transição. Este efeito, em princípio, implicará em níveis nominais de tensão e correntes que serão elevados, todavia os níveis de corrente e tensão não ultrapassam os níveis que seriam atingidos se fosse utilizado o sistema de acionamento com conversor convencional.

Tabela 6.3: Potência no conversor convencional do lado da máquina para cargas do perfil da aplicação II)

Cenários	Potência no Conversor Convencional		
	Tensão (p.u)	Corrente (p.u)	Potência (p.u)
I	2,0	0,5	1,0
II	1,5	0,67	1,0
III	1,0	1,0	1,0
IV	0,5	2,0	1,0

Tabela 6.4: Potência no conversor proposto do lado da máquina para cargas do perfil da aplicação II)

Cenários	Potência no Conversor proposto (p.u)						Total Potência
	Conversor A_s			Conversor B_s			
	Tensão	Corrente	Potência	Tensão	Corrente	Potência	
I	1,0	0,5	0,5	1,0	0,5	0,5	10
II	0,75	0,67	0,5	0,75	0,67	0,5	1,0
III _(pré-transição)	0,5	1,0	0,5	0,5	1,0	0,5	1,0
III _(na transição)	1,0	1,0	1,0	0,0	0,0	0,0	1,0
IV	0,25	2,0	0,5	0,5	2,0	0,5	1,0

6.10 Conclusões

Esse capítulo apresentou um sistema de acionamento trifásico CA-CC-CA para lidar com aplicações trifásicas em que alto desempenho e confiabilidade são critérios relevantes. O sistema permite operar a máquina usando conversores com barramentos CC possuindo tensões reduzidas e chaves com tensões de bloqueio menores quando comparadas com a solução convencional. A topologia com alternativa G1 emprega um transformador monofásico processando apenas uma fração de potência do sistema todo, enquanto que a alternativa G2 possui um transformador trifásico da rede processando toda a potência do sistema através das duas derivações nos enrolamentos secundário. Uma característica interessante do sistema proposto é de adaptar sua configuração em função da velocidade da máquina, i.e., alta velocidade e alta tensão (*modo-série*) e baixa velocidade e baixa tensão (*modo-paralelo*).

A operação em *modo-paralelo* permite reduzir a distorção harmônica de tensão e também da possibilidade para o sistema de acionamento fornecer alto nível de corrente para a máquina em baixa velocidade. De fato, isto é interessante para aplicações em que tem-se carga com potência mecânica constante. Além disso, acredita-se que o modelo do sistema proposto bem como estratégia de modulação apresentada proporcionou resultados de simulação e

experimentais consistentes e comprovou-se que o sistema proposto é viável e possui vantagens para os cenários de aplicação destacados. Embora não abordado neste estudo, a capacidade de tolerância a falha das chaves de potência deste sistema também é uma característica vantajosa. No caso de uma eventual falha das chaves pode-se efetuar reconfiguração do sistema para o sistema proposto operar como um sistema convencional, semelhante ao passo c no processo de reconfiguração do sistema, vide Figura 6.5(c). Os resultados experimentais permitiram validar as expectativas dos estudos teóricos e dos resultados de simulação.

7

Sistemas Baseados em Braços de Dois e Três-Níveis

7.1 Introdução

Neste Capítulo são apresentados sistemas de acionamento com terminais a enrolamentos abertos (OEW) baseados em conversores contendo braços de dois (do tipo 2L) e três-níveis (do tipo 3L). Partindo-se do mesmo conceito de combinar braços de 2L e 3L em módulos de conversores, configurações de DVRs com módulos monofásicos conectados independentemente em estrela (Y) e em delta (Δ) são estudadas para alimentar transformadores de injeção com seus enrolamentos com conexão em Y . Os sistemas tratados neste capítulo limitam-se a sistemas trifásicos a três fios.

7.2 Sistema de Acionamento Alternativo em OEW com Braços 2L e 3L

Nesta seção, dez topologias alternativas de acionamento OEW com número reduzido de chaves são apresentadas. As topologias são compostas por combinações dos braços de três-níveis (3L) e dois-níveis (2L). Todas elas visam alimentar a máquina trifásica com terminais a enrolamentos abertos. Configurações padrões de OEW são consideradas para fins de comparação. As topologias propostas aqui são nomeadas em função do número de níveis associados em cada braço. Por exemplo, a topologia um braço 3L e cinco braços 2L é nomeada como

322-222. As outras configurações são nomeadas de forma semelhante. Os sistemas discutidos aqui visam oferecer uma solução alternativa em termos de custo-benefício melhores que algumas configurações convencionais. Alguns resultados de simulação e experimentais são apresentados para validar estudos teóricos.

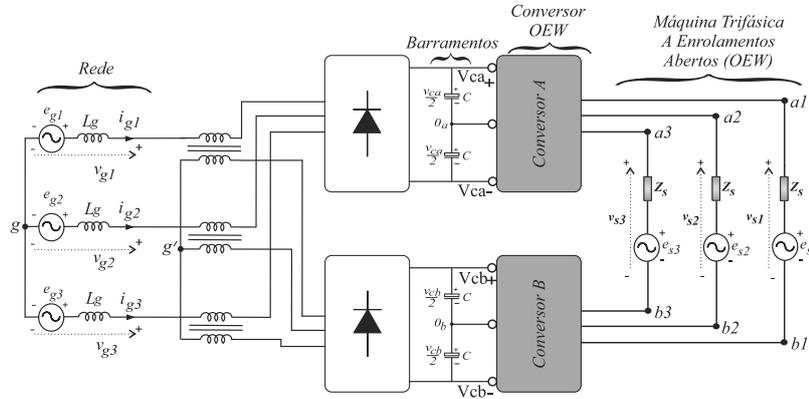


Figura 7.1: Exemplo genérico de um sistema trifásico de acionamento CA-CC-CA do tipo OEW.

7.2.1 Configurações Propostas

As principais vantagens das configurações propostas neste capítulo em comparação com convencionais englobam: i) menor número de chaves de potência e, como consequência, ii) redução de custo. Estratégia PWM adequada é apresentada em detalhes para uma configuração e as demais em alguns casos terão abordagem semelhante devido ao espaço vetorial ser semelhante. A comparação dos vetores disponíveis entre algumas topologias é apresentada.

7.2.2 Tensões do Conversor OEW

As configurações propostas são divididas em 2 grupos: 1) topologias com até 2 braços de 3L (e.g., 322-222, 332-222, 322-322 e 322-232) e 2) topologias com 3 braços de 3L (e.g., 332-322), 4 braços 3L (e.g., 332-332 e 333-322) e 5 braços 3L (e.g., 333-332). Neste estudo, as topologias 333-333, 333-222 e 222-222 são consideradas como convencionais.

As tensões de polo associadas a cada braço serão de 3L (três níveis) ou 2L (dois níveis), dependendo do arranjo da configuração. Desta forma, assumindo-se tensões iguais (simétricas) nos barramentos CC (i.e., $v_{ca} = v_{cb} = v_c$), as tensões de polo são dadas por

$$v_{x0y} = (S_x - 1) \frac{v_c}{2}, \quad (7.1)$$

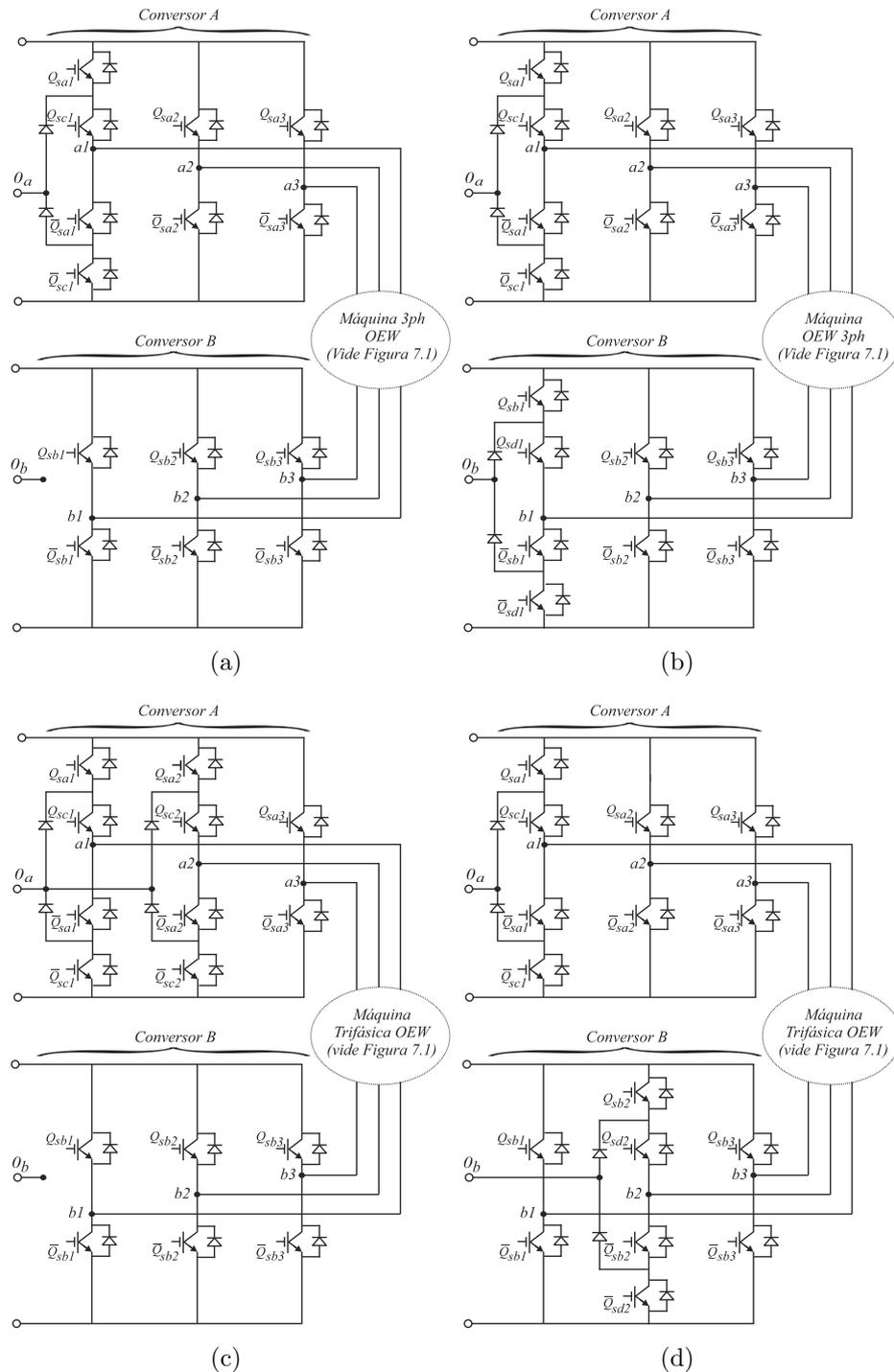


Figura 7.2: Configurações propostas. Grupo de 1 (de 1 a 2 braços com 3L. (a) Um braço 3L (nomeada 322-222). (b) Dois braços 3L na mesma fase (nomeada 322-322). (c) Dois braços 3L no inversor A em fases diferentes (nomeada 332-222). (d) Dois braços 3L em inversores diferentes e fases diferentes (nomeada 322-232).

em que $x = a1, a2, a3, b1, b2, b3$, $y = a, b$ e os estados dos braços x são $S_x = \{0, 1, 2\}$ para o braço do tipo 3L ou $S_x = \{0, 2\}$ para os braços do tipo 2L. As variáveis v_c corresponde a

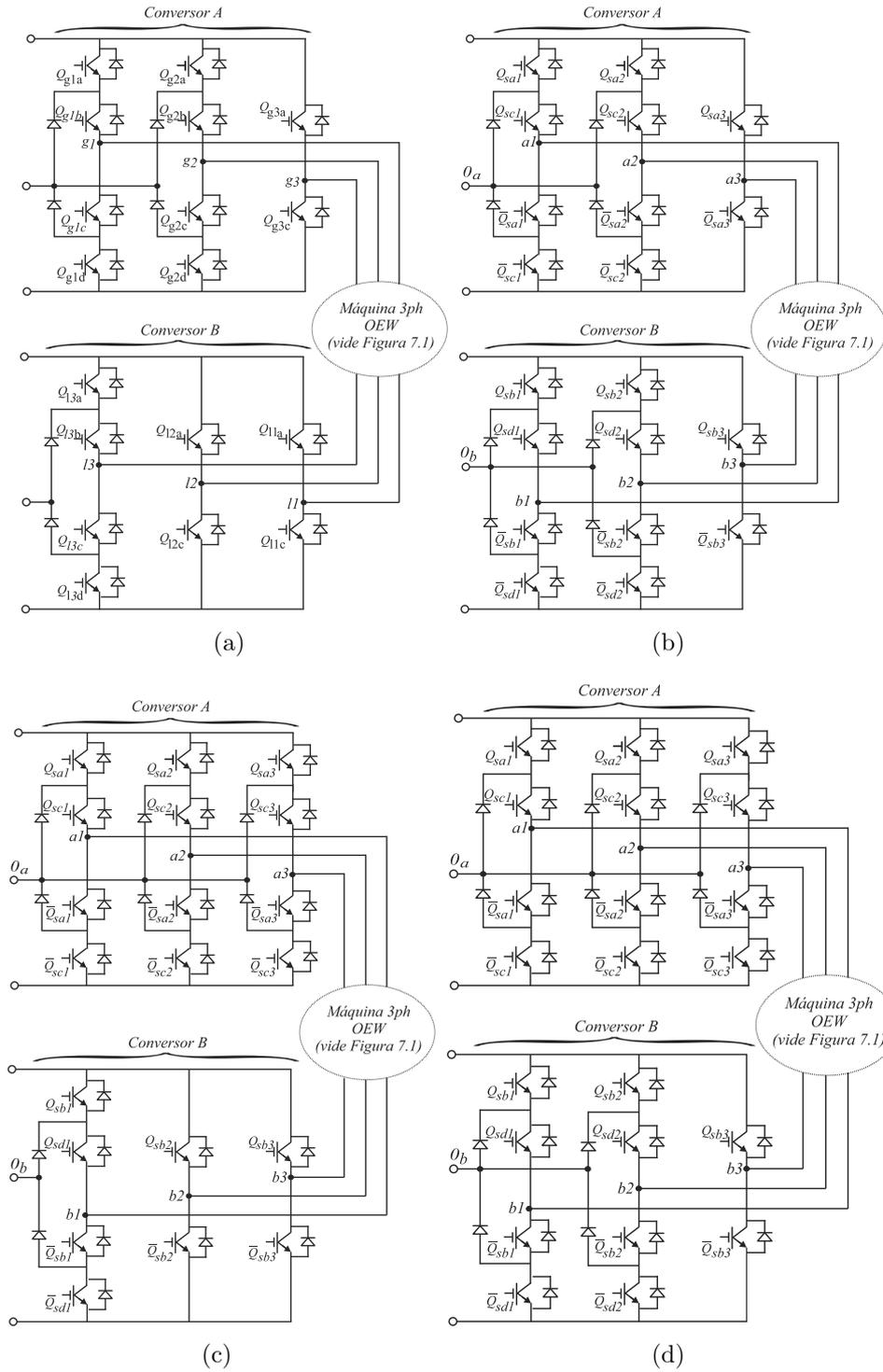


Figura 7.3: Configurações propostas. Grupo 2 (de 3 a 5 braços 3L). (a) Dois braços 3L no inversor A e um braço 3L no inversor B (nomeada 332-322). (b) Quatro braços 3L em duas fases (nomeadas 332-332). (c) Quatro braços 3L com um inversor completo 3L e um braço de 3L no inversor B (nomeada 333-322). (d) Cinco braços 3L com inversor completo de 3L e dois braços de 3L no inversor B (nomeada 333-332)

tensão do barramento CC.

A Tabela 7.1 apresenta as tensões de polo associadas com os estados de chaveamento em cada braço do inversor. Os estados de condução chaves Q_{saj} , Q_{sbj} , Q_{scj} e Q_{sdj} são denotados por q_{saj} , q_{sbj} , q_{scj} e q_{sdj} , respectivamente. O sub-índice $j = 1, 2, 3$ corresponde para cada fase do sistema. Cada chave de potência Q tem seu estado complementar \bar{Q} que significa um estado de condução $\bar{q} = 1 - q$ em que $q = 0$ indica uma chave aberta e $q = 1$ indica uma chave fechada.

Tabela 7.1: Tabela das variáveis dos conversores baseados em braços tipo 3L e 2L.

Braço 3L				
S_x	q_{saj} ou q_{sbj}	q_{scj} ou q_{sdj}	v_{x0y}	
0	0	0	$-v_c/2$	
1	0	1	0	
2	1	1	$v_c/2$	
Braço 2L				
S_x	q_{saj} ou q_{sbj}	q_{scj} ou q_{sdj}	v_{x0y}	
0	0	-	$-v_c/2$	
2	1	-	$v_c/2$	

Para o mesmo valor de tensão do barramento CC, deve-se notar que os valores nominais das chaves utilizadas no braço 2L será o dobro se comparado com o braço 3L. Isto significa que a tensão nominal para cada chave conectada no braço de 3L será metade das do braço 2L. Por exemplo, assumindo-se um barramento nominal de 600 V as tensões nominais das chaves do braço de 3L serão 300V enquanto que para as chaves do braço 2L serão 600V.

7.2.3 Modelo do Sistema

O modelo do sistema descrito para o conversor CC-CA pode ser representado pelas seguintes equações

$$v_{sj} = e_{sj} - Ri_{sj} - L \frac{di_{sj}}{dt}, \quad (7.2)$$

$$v_{sj} = v_{aj0a} - v_{bj0b} + v_{ab} = v_{rj} + v_{ab}, \quad (7.3)$$

onde $j = \{1, 2, 3\}$, e_{sj} são as tensões internas da máquina, R e L são resistências e indutâncias da máquina. A tensão $v_{ab} = v_{0a} - v_{0b}$ é a diferença de tensão entre os pontos centrais dos barramentos CC (0_a e 0_b), v_{aj0a} são as tensões de polo do inversor A e v_{bj0b} são as tensões

de polo do inversor B. As tensões $v_{rj} = v_{aj0a} - v_{bj0b}$ são as tensões resultantes do conversor OEW que são introduzidas de forma a simplificar o modelo.

Considerando-se um sistema balanceado (i.e., $v_{s1} + v_{s2} + v_{s3} = 0$), a tensão v_{ab} torna-se

$$v_{ab} = \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{rj} = \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{aj0a} - \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{bj0b}. \tag{7.4}$$

Na Figura 7.4 tem-se o circuito equivalente para o sistema OEW. O circuito modificado é considerado para melhorar a legibilidade da descrição do modelo. Note que as particularidades para cada configuração irá aparecer em termos da tensão de polo associada com cada braço do tipo 3L e 2L.

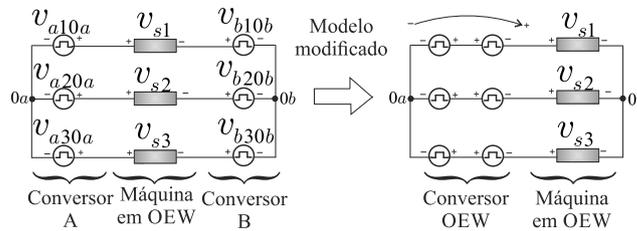


Figura 7.4: Circuito equivalente ideal para o sistema OEW e sua modificação para simplificação do modelo.

7.2.4 Comparativo do Espaço Vetorial das Estruturas

Nesta seção pode-se observar o espaço vetorial disposto para cada configuração. Esta distribuição de espaço vetorial possibilita quantificar a simetria e localização dos vetores ativos de chaveamento para estruturas propostas e convencionais em arranjo OEW.

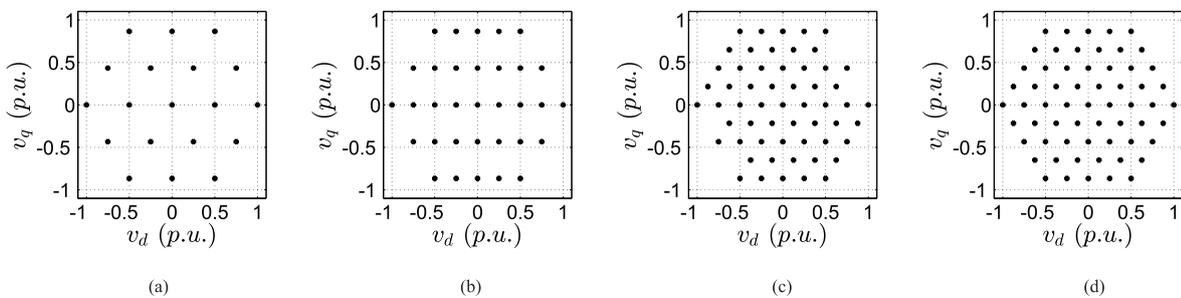


Figura 7.5: Espaço vetorial das configurações OEW. (a) Convencional 222-222. (b) Propostas 322-222, 322-322 e 322-232. (c) Propostas 332-222, 332-322 e 332-332. (d) Convencionais 333-222, 333-333 e propostas 333-322, 333-332.

Existem 64 (2^6) vetores de chaveamento disponíveis no caso da configuração 222-222, como observado na Figura 7.5(a). Entre eles, 19 vetores diferentes são observados, os outros 45 vetores são redundantes.

Para a configuração 322-222, existem 128 (2^7) vetores de chaveamento em que 33 vetores diferentes são observados na Figura 7.5(b). Os outros 95 vetores são redundantes. Além disso, neste diagrama de espaço vetorial, os vetores diferentes são os mesmos para as configurações 322-322 e 322-232, porém mais vetores redundantes podem ser observados nestas configurações (i.e., 223 vetores redundantes para as configurações 322-322 e 322-232).

Um maior número de vetores são obtidos se a configuração 332-222 for considerada, vide Figura 7.5(c). Note que a mesma possui 57 vetores diferentes. Assim, tais configurações fornece 256 (2^8) vetores de chaveamento em que 199 são vetores redundantes. As configurações 332-322 e 332-332 possuem o mesmo número de vetores diferentes (i.e., 57 vetores), mas a configuração 332-322 tem 455 vetores redundantes enquanto que a configuração 332-332 irá ter 967 vetores redundantes. O espaço vetorial para estas configurações, vide Figura 7.5(c), é um pouco simétrico para um índice de modulação em amplitude (m) de até $m = 0,76$.

Um diagrama com quantidade maior de vetores distribuídos entre si (sem importar o índice de modulação), tendo 61 vetores distintos, pode ser observado na Figura 7.5(d). Neste caso, a distribuição é a mesma para as configurações convencionais 333-333 e 333-222 em que a diferença entre elas serão no número de vetores redundantes (i.e., 4035 vetores redundantes para configuração 333-333 e 451 para 333-222). Todavia, as configurações propostas 333-322 e 333-332 terão o mesmo número de vetores distintos sendo que os redundantes serão 963 para a configuração 333-322 e 1987 para a configuração 333-332.

Esta comparação fora obtida com os conversores operando com tensões simétricas no barramento CC. Pode-se esperar que uma redução no número de vetores redundantes e um aumento no número de vetores distintos pode ser obtido se os conversores operarem com tensões diferentes (assimétrica) nos barramentos CC. Os vetores redundantes são uma opção boa em duas características: i) perdas de chaveamento reduzidas e ii) controle do barramento CC. A última característica é mais relevante para os sistemas de geração em OEW.

7.2.5 Estratégia PWM

Existem várias técnicas de modulação que podem ser usadas para sintetizar as tensões de referência a serem geradas pelo conversor. Dentre elas, podem-se destacar PWM vetorial (SVPWM), abordagem escalar-digital (DSPWM) e abordagem híbrida (HPWM). As técnicas DSPWM e HPWM usam o conceito de geração de tensões não-senoidais baseadas em portadoras (CPWM). A técnica PWM baseada em portadoras leva em consideração a disposição das portadas que podem ser em níveis deslocados, em fase deslocada ou mistura entre elas. A conexão assimétrica dos tipos de braços (3L misturados com 2L) do conversor na máquina em OEW necessita uma análise mais verticalizada para garantir a melhor técnica PWM a ser adotada. Faz-se uma análise de tal forma que a abordagem adotada possa oferecer níveis de tensão otimizados no conversor OEW que podem minimizar a distorção harmônica das tensões geradas para alimentação da máquina em OEW. Neste estudo, uma técnica PWM baseada em no LSPWM é descrita. Todavia, a garantia da melhor utilização dos vetores não é certa com esta técnica. Uma descrição detalhada para a configuração 322-322 é apresentada nesta seção.

Com intuito de simplificar o cálculo, a abordagem discutida neste capítulo leva em consideração as tensões resultantes do conversor OEW (v_{rj}^*), ao invés das tensões de polo individuais v_{aj0a}^* , v_{bj0b}^* , v_{cj0a}^* e v_{dj0b}^* . Considerando-se que os controladores providenciarão referências para as tensões de fase (v_{sj}^*), as referências das tensões de polo resultantes são dadas por

$$v_{rj}^* = v_{sj}^* + v_{ab}^*, \quad (7.5)$$

em que v_{ab}^* é uma variável auxiliar do PWM correspondente a um grau de liberdade devido as características do sistema.

A tensão de referência v_{ab}^* é determinada considerando-se as seguintes expressões

$$v_{ab}^* = \mu_{ab}^* V_{\max} + (1 - \mu_{ab}^*) V_{\min}, \quad (7.6)$$

$$V_{\max} = 0,5v_c^* - \max\{v_{s1}^*, v_{s2}^*, v_{s3}^*\}, \quad (7.7)$$

$$V_{\min} = -0,5v_c^* - \min\{v_{s1}^*, v_{s2}^*, v_{s3}^*\}, \quad (7.8)$$

em que $0 \leq \mu_{ab}^* \leq 1$ e $v_c^* = (v_{ca}^* + v_{cb}^*)/2$.

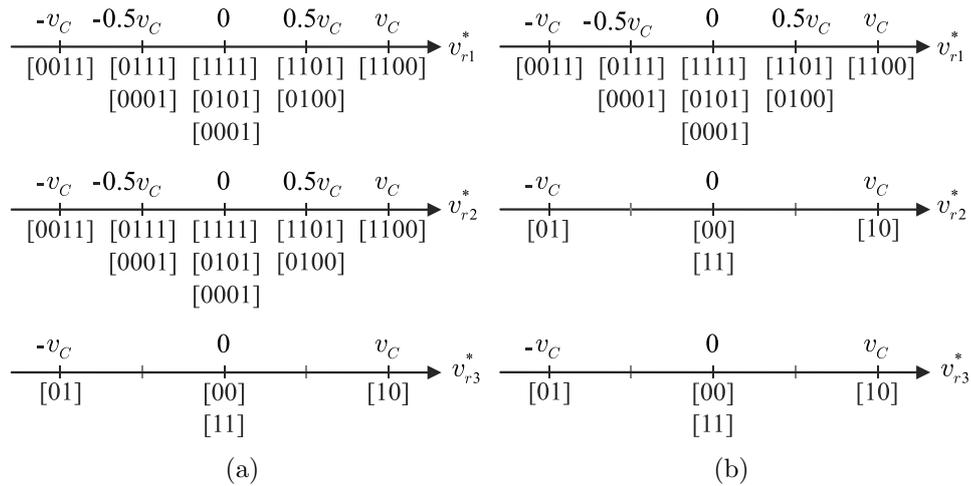


Figura 7.6: Níveis de tensão em cada fase para as tensões de referência do conversor resultante (v_{r1}^* , v_{r2}^* , v_{r3}^*) que podem ser sintetizadas pelos seus respectivos estados de chaveamento (e.g., para braços de 3L será $[q_{saj} q_{scj} q_{sbj} q_{sdj}]$ e para braços de 2L será $[q_{saj} q_{sbj}]$). (a) Configuração 332-332. (b) Configuração 322-322.

Desta forma, a referência das tensões de polo v_{rj}^* , com barramentos iguais (i.e., $v_{ca} = v_{cb}$), irá proporcionar 3L ou 5L dependendo do tipo de configuração. Isto é observado considerando-se a região dos vetores em 1-dimensão para as tensões v_{rj}^* a qual é obtida por meio do estado de chaveamento em cada braço do conversor. A Figura 7.6 mostra a disposição dos níveis para as tensões v_{rj}^* de acordo com os estados de chaveamento.

A implementação desta abordagem PWM se dá com as tensões v_{rj}^* sendo comparadas com portadoras, as quais são espaçadas de acordo com os níveis provenientes de cada fase conforme ilustrado na Figura 7.6. Por exemplo, dois braços de 3L e um arranjo OEW oferece tensões de 5L por fase (i.e., $\pm v_c, \pm 0.5v_c$ e 0). Assim, as portadoras com deslocamento de nível podem ser consideradas (e.g., $v_{t1} - v_{t4}$) para esta implementação.

Caso os braços de 2L sejam considerados para o arranjo OEW, a tensão resultante em cada fase vai ter tensões de 3L disponíveis (i.e., $\pm v_c$ e 0). Assim, duas portadoras são consideradas para implementação do PWM (e.g., v_{t1} e v_{t2}). O resultado da comparação entre v_{rj} com as portadoras vai dar os estados de chaveamento que serão impostos para cada conversor. Deve-se observar que a implementação com uma única portadora pode ser considerada em uma implementação com hardware limitado. Neste caso, os sinais de referência v_{rj}^* são modificados para v_{rj}' para definir diretamente as tensões de polo de cada braço (i.e., os estados de chaveamento das chaves). Esta implementação fora feita de forma similar em alguns

trabalhos com outros tipos de aplicações como pode-se observar em (de Almeida Carlos et al., 2016, Ghias et al., 2015). Devido a assimetria da conexão dos braços, este PWM não garante o melhor caso em termos de usar vetores mais próximos. Todavia, ele é uma opção melhor do que o PWM convencional escalar. Alguns estudos foram avançados parcialmente em (Carlos et al., 2015b) e verificou-se, preliminarmente, que o PWM vetorial seria a melhor opção dentre as estratégias aqui comentadas.

7.2.6 Sistema de Controle

A estratégia de controle considerada neste capítulo para as configurações 332-332 e 322-322 aplicados para o sistema de acionamento CC-CA fora realizado em malha aberta.

7.2.7 Distorção Harmônica

A WTHD das tensões de fase na máquina v_{sj} fora considera no sistema OEW. A expressão da WTHD considerada foi a mesma conforme a descrita anteriormente. Nesta comparação, os conversores operaram com tensões iguais no barramento CC (i.e., $v_{ca} = v_{cb}$) e a frequência de chaveamento fora considerada como $f_s = 10 \text{ kHz}$.

Na Tabela 7.2 tem-se a WTHD das tensões de fase e o valor total da WTHD obtido para as três fases. Pode-se observar que as configurações propostas 332-332 e 322-322 apresentaram valores intermediários em comparação com as convencionais 333-333 (ou 333-222) e 222-222, respectivamente.

Tabela 7.2: WTHD das configurações propostas e convencionais operando sob a mesma magnitude das tensões v_{sj} .

Configuração	WTHD (%)			
	v_{s1}	v_{s2}	v_{s3}	Total
333-333 (conv.)	0,0404	0,0404	0,0405	0,1214
333-222 (conv.)	0,0404	0,0404	0,0405	0,1214
222-222 (conv.)	0,0889	0,0887	0,0888	0,2664
332-332 (prop.)	0,0519	0,0518	0,0765	0,1802
322-322 (prop.)	0,0614	0,0827	0,0828	0,2269

7.2.8 Estimativa de Perdas nas Chaves Semicondutoras

A estimativa de perdas considerada neste estudo engloba: i) perdas de condução e ii) e perdas de chaveamento. A estimativa foi feita através de um módulo térmico (*thermal module*) do PSIM v9.0. Os parâmetros de calibração usados neste módulo dão estimativas de perdas equivalentes aos resultados estimados utilizando-se o método proposto em (Dias et al., 2009). A Tabela 7.8 mostra as perdas de chaveamento (P_{sw}), condução (P_{cd}) e totais (P_{tot}) para as configurações 332-332 e 322-322 operando com o mesmo índice de amplitude v_{sj} e a mesma frequência de chaveamento (i.e., $f_s = 10kHz$). A potência da carga trifásica foi fixada em torno de 320 W. Neste caso, pode-se observar que as configurações propostas apresentaram resultados intermediários comparados com as convencionais 333-333 e 222-222, respectivamente.

Tabela 7.3: Estimativa de perdas nas chaves semicondutoras. Configurações operam com o mesmo índice de modulação e mesma frequência de chaveamento.

Configuração	P_{sw} (W)	P_{cd} (W)	P_{tot} (W)
333 – 333 (conv.)	3,22	31,36	34,58
332 – 332 (prop.)	5,19	26,67	31,86
322 – 322 (prop.)	6,79	21,86	28,65
222 – 222 (conv.)	9,27	16,95	26,22

7.2.9 Resultados Simulação

Resultados de Simulação foram realizados através do Matlab ®. As tensões de fase na máquina v_{sj} e seus valores médios \bar{v}_{sj} foram considerados para as configurações 332-332 e 322-322, como pode-se observar nas Figuras 7.7(a) e (b), respectivamente.

7.2.10 Resultados Experimentais

Alguns testes experimentais foram realizados neste capítulo. Uma montagem em escala reduzida foi usada com chaves tipo IGBT em módulos da semikron (SK50MLI066) com *drivers* dedicados SKHI20opA linkados com a estratégia de PWM/controlado via processador digital de sinais (DSP) TMS320F28335. Os capacitores do barramento (C), e frequência de chaveamento (f_s) fixada como $C = 2200\mu F$, e $f_s = 10kHz$, respectivamente. Teste preliminar para a configuração 333-222. Na Figura 7.8, tem-se um resultado para a configuração

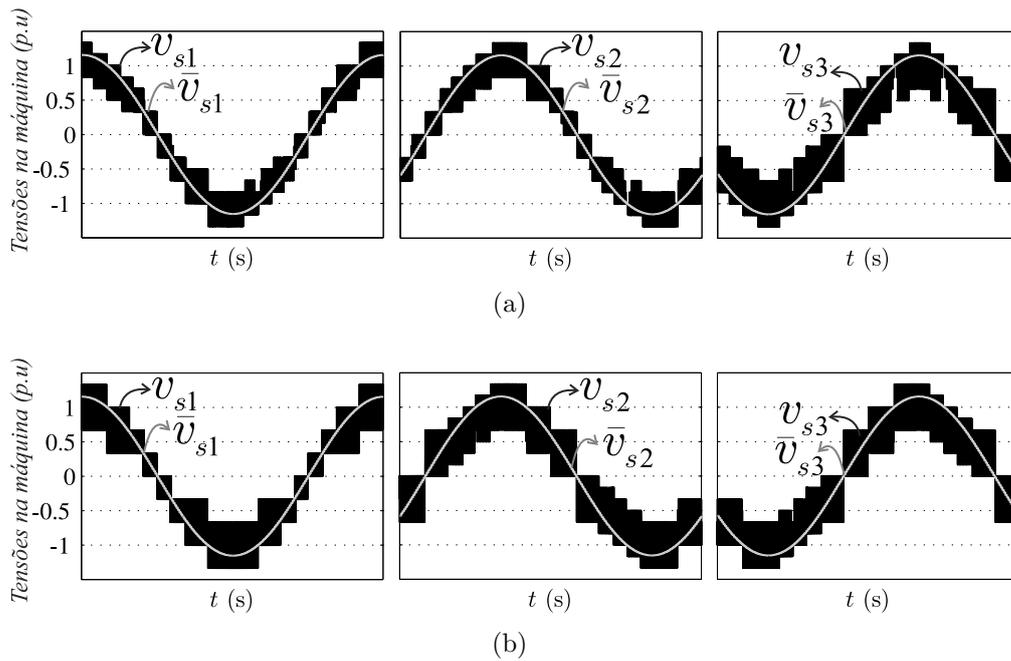


Figura 7.7: Resultado de simulação. Tensões da saída do conversor OEW. (a) Tensões de fase na máquina para configuração 332-332. (b) Tensões de fase nas máquinas para configuração 322-322.

convencional 333-222 operando com tensões iguais no barramento CC. Observa-se que os resultados apresentados estão coerentes com a descrição do PWM apresentado.

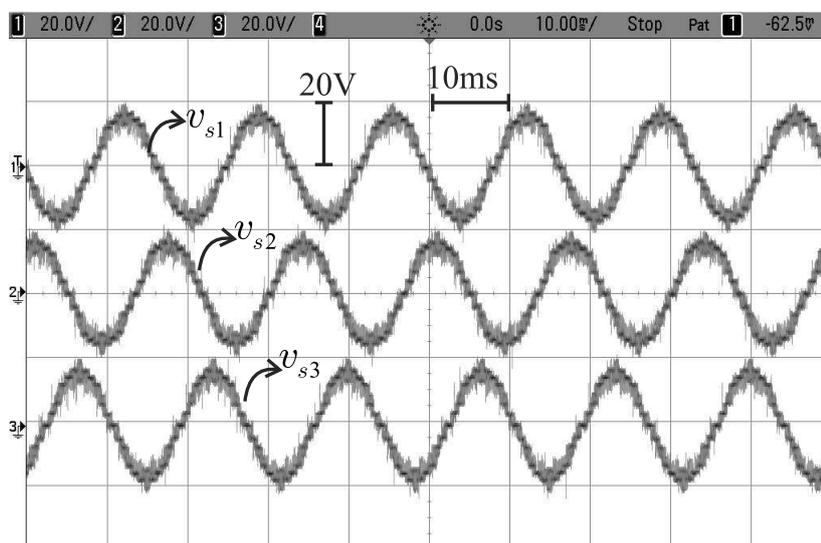


Figura 7.8: Resultado experimental para a configuração 333-222. Tensões de fase na máquina (v_{sj}).

7.3 DVRs Baseados em Conexões de Braços 2L e 3L

O uso de conversores baseados em braços 3L e 2L fora estudado em (de Macedo Barros et al., 2015) para sistemas do tipo *back-to-back*. Em tal aplicação, o braço 3L fora implementado através de um braço a NPC. Neste estudo, os conversores multiníveis baseados em 3L e 2L são apresentados para aplicações como DVR em sistemas a 3 fios, vide Figura 7.9. O braço 3L é descrito como do tipo NPC. Todavia, uma opção alternativa poderia ser considerada com um braço do tipo capacitor flutuante (FC). Tal arranjo oferece 5L na tensão de saída de cada conversor.

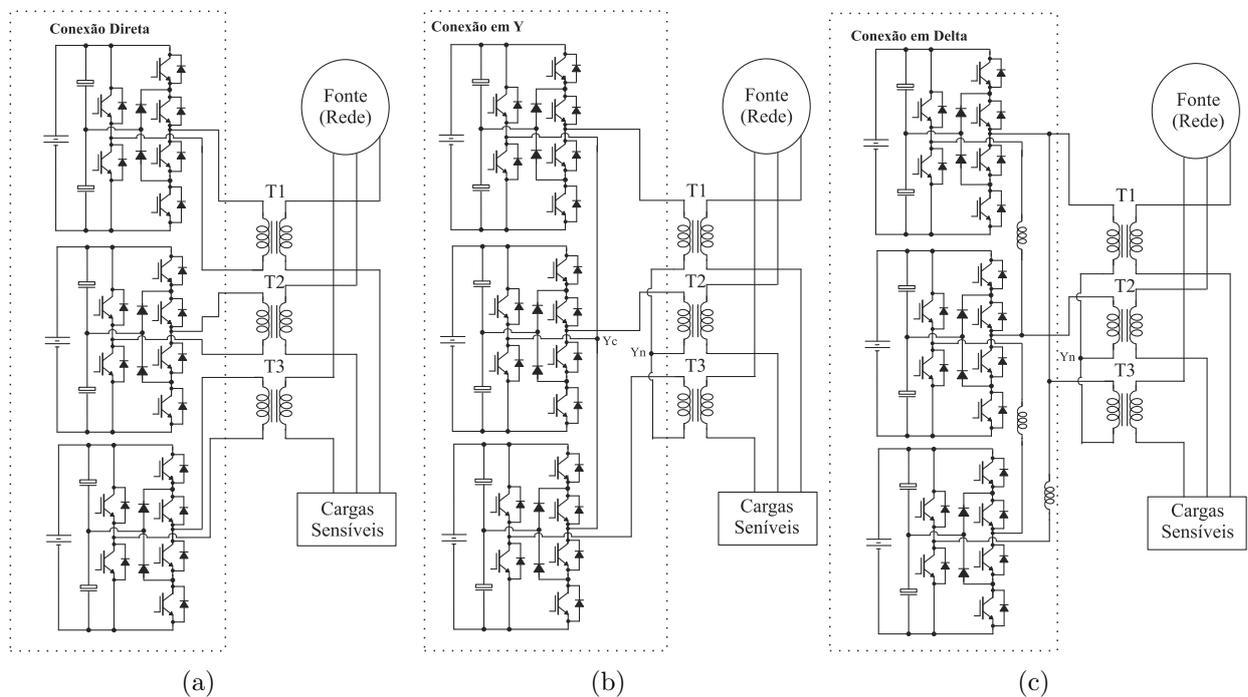


Figura 7.9: Configurações de DVR propostas. (a) Tipo conexão direta (DC). (b) Tipo conexão em estrela (YC). (c) Tipo conexão em delta (ΔC).

Percebe-se que a primeira configuração (DC) tem seus módulos diretamente conectados aos transformadores de injeção, conforme ilustrado na Figura 7.9(a). Conexões em tipo estrela (YC) e delta (ΔC) são opções que podem ser observadas nas Figuras 7.9(b) e 7.9(c), respectivamente. O conceito de utilizar células de conversores conectadas em estrela ou delta fora estudada em outras aplicações considerando-se outros tipos de células, como pode-se observar em (Du et al., 2013a, Du et al., 2013b) para conversores tipo Ponte-H cascata e em (Sochor e Akagi, 2016, Sochor e Akagi, 2015) para conversores tipo MMC.

As topologias propostas neste trabalho apresentam vantagens em comparação com uma topologia convencional nomeada como CHB (do inglês *Cascaded H-Bridge* (Massoud et al., 2010b): i) menor número de chaves, como consequência, ii) perdas de chaveamento reduzidas. Sistema de controle, incluindo a técnica PWM, é apresentada. Análises e estudos comparativos entre as topologias propostas e convencionais são apresentadas. Resultados de simulação e experimentais são apresentados para fins de validação.

7.3.1 Configurações Propostas

Pode-se observar que todas as configurações propostas possuem a mesma célula de conversor (i.e., arranjo de 1 braço 3L com 1 braço 2L). Todavia, os módulos são arranjos em três conexões distintas. São elas: i) conexão direta (DC), ii) conexão estrela (YC) e iii) conexão em delta (ΔC).

Uma vez que o modelo para a DC ou YC é similar, apenas o segundo caso é apresentado, vide Figura 7.10(a). Cada conversor é composto de braços de 3L e 2L. Os braços do tipo 3L são representados por chaves de potência sendo q_{ja} , q_{jb} , \bar{q}_{ja} e \bar{q}_{jb} em que o sub-índice "j" está relacionado para cada fase (e.g., $j = 1, 2, 3$). As chaves de potência para os braços do tipo 2L são q_{jc} e \bar{q}_{jc} . Adicionalmente, as chaves de potência q e \bar{q} são complementares entre si.

As tensões de polo para o braço 3L (v_{ja0j}) e para o braço 2L (v_{jc0j}) dependem dos estados de condução das chaves, os quais podem ser expressados como

$$v_{ja0j} = (q_{ja} + q_{jb} - 1) \frac{v_{cj}}{2}, \quad (7.9)$$

$$v_{jc0j} = (2q_{jc} - 1) \frac{v_{cj}}{2}. \quad (7.10)$$

Para fins de simplificação do modelo, as tensões de polo de saída (v_{rj0j}) são introduzidas como

$$v_{rj0j} = v_{ja0j} - v_{jc0j}. \quad (7.11)$$

Desta forma, a tensão de polo de saída terá tensões do tipo 5L de acordo com os estados de chaveamento que podem ser observados na Tabela 7.4. O modelo dos conversores podem ser simplificados levando-se em consideração seus circuitos equivalentes ideais, como pode-se observar na Figura 7.11. Os indutores internos na configuração ΔC limitam a corrente de

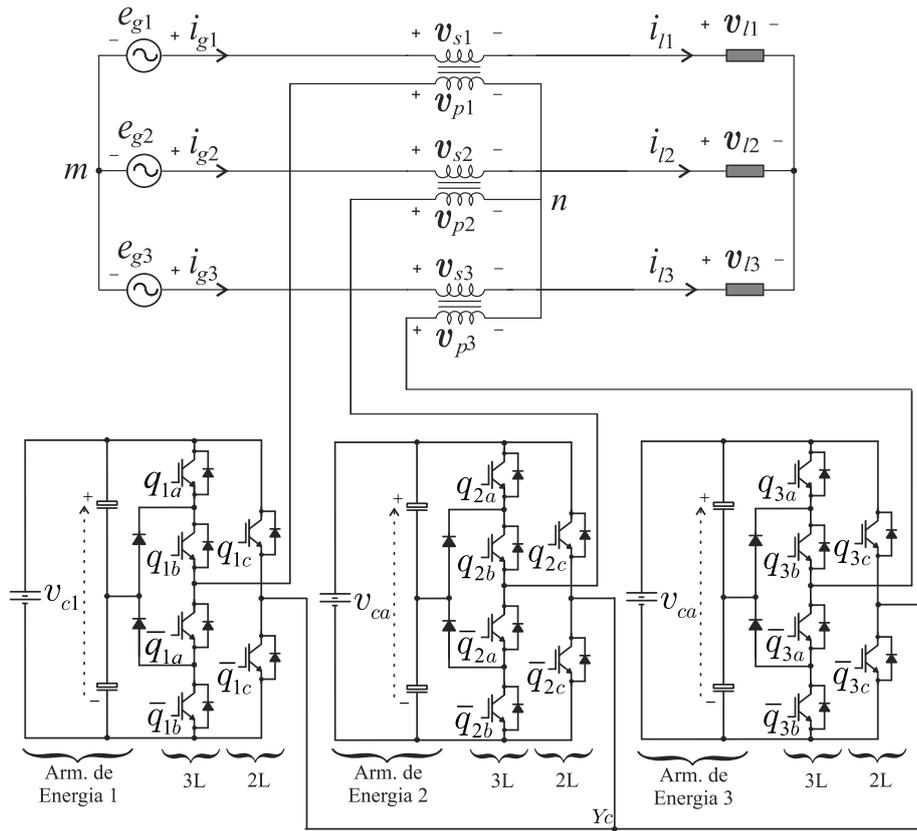


Figura 7.10: Modelo do sistema para DVR com configuração YC .

circulação. Para um estudo inicial, tais correntes não foram consideradas no desenvolvimento do modelo.

Tabela 7.4: Tabela de variáveis para os conversores baseados em braços 3L e 2L ($v_{cj}=V_{dc}$).

Estado	Braço 3L		Braço 2L	Tensão de saída
	q_{ja}	q_{jb}	q_{jc}	$v_{rj0}=v_{ja0j}-v_{jc0j}$
1	0	0	0	0
2	0	0	1	$-V_{dc}$
3	0	1	0	$V_{dc}/2$
4	0	1	1	$-V_{dc}/2$
5	1	1	0	V_{dc}
6	1	1	1	0

Configuração DC

A configuração DC pode ser vista como três unidades monofásicas isoladas entre si. Assim, as tensões no lado primário dos transformadores de injeção podem ser relacionadas

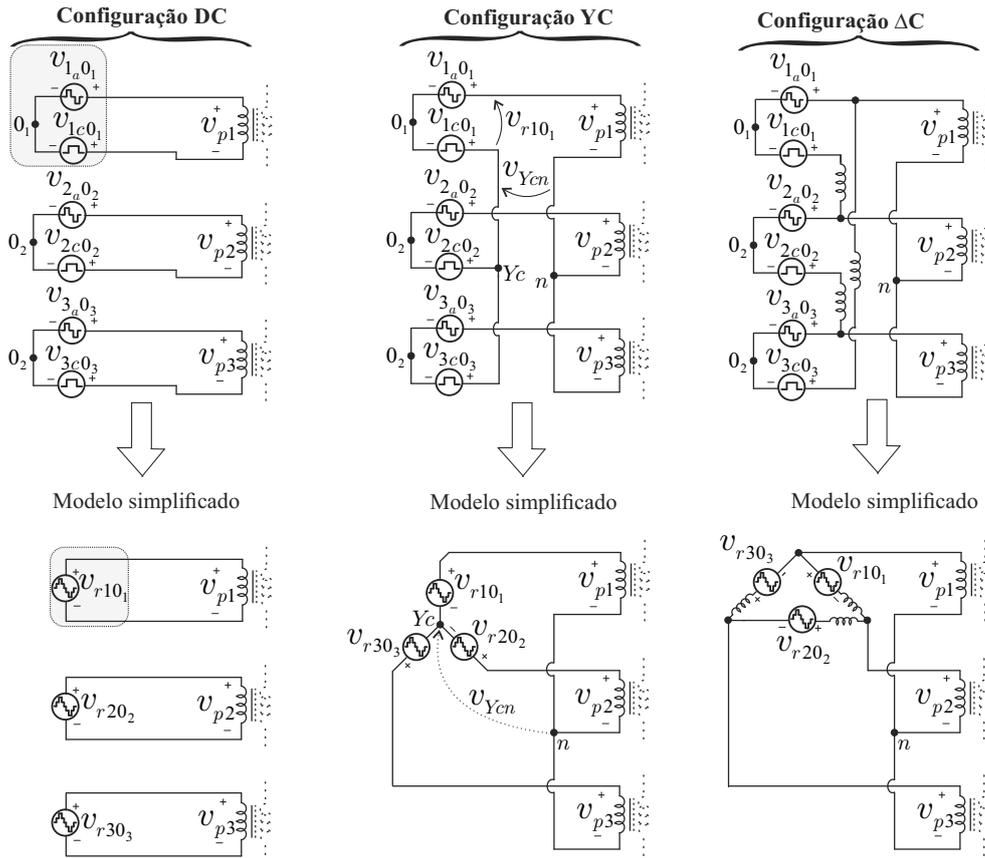


Figura 7.11: Circuito equivalente ideal e simplificado para as três configurações

com as tensões de saída do conversor como

$$v_{p1} = v_{r10_1}, \tag{7.12}$$

$$v_{p2} = v_{r20_2}, \tag{7.13}$$

$$v_{p3} = v_{r30_2}. \tag{7.14}$$

Observa-se que uma opção alternativa para esta configuração pode ser implementada utilizando-se apenas uma unidade de barramento CC para alimentar os três módulos monofásicos. Tal opção reduz o número de capacitores necessários bem como os dispositivos vinculados ao armazenamento de energia (i.e., retificadores, baterias, etc.).

Configuração YC

Considerando-se o modelo simplificado para a configuração YC , vide Figura 7.11, as tensões injetadas no lado primário dos transformadores podem ser expressas como

$$v_{p1} = v_{r10_1} - v_{Y_{cn}}, \quad (7.15)$$

$$v_{p2} = v_{r20_2} - v_{Y_{cn}}, \quad (7.16)$$

$$v_{p3} = v_{r30_3} - v_{Y_{cn}}, \quad (7.17)$$

$$v_{Y_{cn}} = \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{rj0_j}. \quad (7.18)$$

em que $v_{Y_{cn}}$ é a diferença de potencial entre os pontos da conexão em Y dos conversores (Y_c) e o ponto de neutro dos transformadores no lado primário (n).

Configuração ΔC

Levando-se em consideração o modelo simplificado para a configuração ΔC na Figura 7.11, as seguintes relações são obtidas

$$v_{p1} - v_{p2} = v_{r10_1}, \quad (7.19)$$

$$v_{p2} - v_{p3} = v_{r20_2}, \quad (7.20)$$

$$v_{p3} - v_{p1} = v_{r30_3}. \quad (7.21)$$

7.3.2 Estratégia PWM

A estratégia de modulação considerada neste estudo, é baseada na abordagem com portadoras deslocadas em nível conhecida como *level-shifted PWM* (LSPWM). No intuito de simplificar o cálculo das referências, a abordagem PWM discutida aqui leva em consideração as tensões de polo de referência na saída em cada conversor resultante ($v_{rj0_j}^*$), ao invés de se determinar as tensões de polo individuais, por exemplo $v_{ja0_j}^*$ e $v_{jc0_j}^*$. Adicionalmente, considera-se que controladores irão fornecer referências para as tensões injetadas pelo DVR (v_{pj}^*). Portanto, uma vez que as tensões v_{pj}^* são fornecidas pelos controladores, as referências $v_{rj0_j}^*$ para as configurações serão

Configuração DC

$$v_{rj0j}^* = v_{pj}^*. \quad (7.22)$$

Configuração YC

$$v_{rj0j}^* = v_{pj}^* + v_{Ycn}^*. \quad (7.23)$$

em que para a configuração YC, a tensão de referência v_{Ycn}^* é calculada como segue

$$v_{Ycn}^* = \mu_{Ycn}^* v_{Ycn \max}^* + (1 - \mu_{Ycn}^*) v_{Ycn \min}^*, \quad (7.24)$$

com

$$v_{Ycn \min}^* = -v_C^* - \min\{v_{p1}^*, v_{p2}^*, v_{p3}^*\}, \quad (7.25)$$

$$v_{Ycn \max}^* = v_C^* - \max\{v_{p1}^*, v_{p2}^*, v_{p3}^*\}. \quad (7.26)$$

Uma vez que as tensões v_{pj}^* são obtidas pelo controlador, o algoritmo para se determinar v_{rj0j}^* para a configuração YC é resumido nos seguintes passos:

Passo 1) Calcular $v_{Ycn \min}^*$ e $v_{Ycn \max}^*$ de acordo com valores (7.25) e (7.26);

Passo 2) Escolher μ_{Ycn}^* entre 0 e 1;

Passo 3) Determinar v_{Ycn}^* utilizando-se (7.24)

Passo 4) Calcular v_{rj0j}^* a partir de (7.23).

Configuração ΔC

Quando os módulos são conectados em delta, as referências v_{rj0j}^* tornam-se

$$v_{r10_1}^* = v_{p1}^* - v_{p2}^*, \quad (7.27)$$

$$v_{r20_2}^* = v_{p2}^* - v_{p3}^*, \quad (7.28)$$

$$v_{r30_3}^* = v_{p3}^* - v_{p1}^*. \quad (7.29)$$

Desta forma, a referência para as tensões de polo $v_{rj0_j}^*$ são comparadas com quatro portadoras triangulares, deslocadas em nível ($v_{t1} - v_{t4}$) dispostas de tal forma que ao final da comparação os níveis descritos na Tabela 7.1 são gerados. O resultado desta comparação são os estados de chaveamento impostos por cada conversor, conforme ilustrado na Figura 7.12. Deve-se observar que as tensões de polo de referência foram normalizadas por V_{dc} (i.e., tensão nominal do barramento CC).

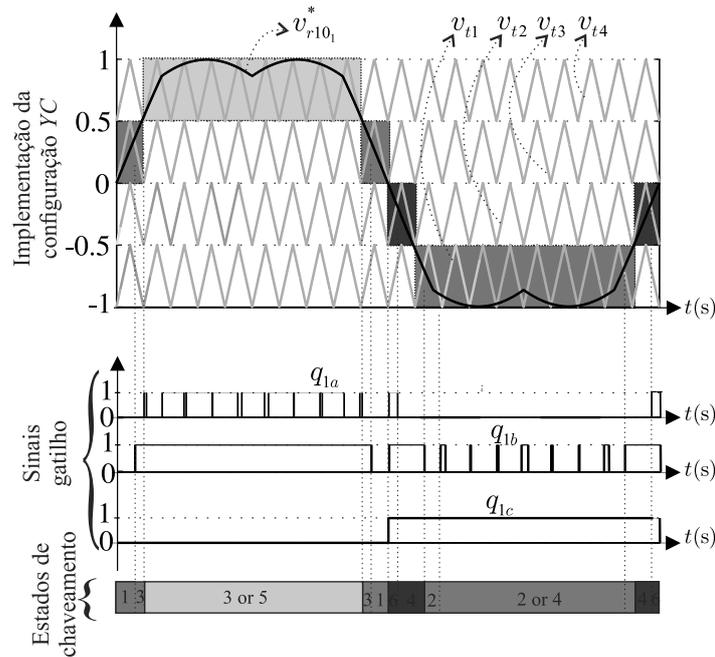


Figura 7.12: Descrição da implementação PWM. Tensão de referência $v_{r10_1}^*$ é um caso particular quando para a configuração YC . Note que $v_{r10_1}^*$ está normalizada por V_{dc} .

7.3.3 Sistema de Controle

O controle de um DVR considera tanto a estratégia em malha aberta como em malha fechada. Alguns métodos foram apresentados e discutidos na literatura (Cheng et al., 2002, Li et al., 2007, Nielsen et al., 2004b). Neste estudo, optou-se por um sistema de controle em malha aberta. Desta forma, as tensões na rede (e_{gj}) foram medidas e comparadas com as tensões nominais da carga (v_{lj}^*). Desta forma, as tensões de referência do DVR (v_{pj}^*) serão fornecidas como $v_{pj}^* = e_{gj} - v_{lj}^*$. Para a sincronização do sistema da rede com as tensões da carga, um PLL baseado em um sistema gerador de eixo ortogonal (OSG) (Luna et al., 2011) foi considerado nos testes experimentais.

7.3.4 Estudos e Análises Comparativas

Alguns estudos comparativos e análises são apresentados no intuito de avaliar as vantagens e desvantagens dos DVRs multiníveis propostos.

Comparação Topológica

Na Tabela 7.5 tem-se uma comparação topológica entre as estruturas convencional e propostas. As configurações propostas possuem um número reduzido de IGBTs em comparação com a topologia convencional CHB (Massoud et al., 2010b). Todavia, a configuração DC oferece a opção de utilizar apenas um único barramento CC (i.e., comum para as três células).

Tabela 7.5: Comparação topológica.

Topologia 5L	IGBTs	Diodos	Capacitores
Convencional CHB (Massoud et al., 2010b)	24	0	6
DC , YC e ΔC	18	6	6
Monofásica alternativa com único barramento CC	18	6	2

Comparativo dos Valores Nominais das Chaves e Barramento CC

Uma vez que as topologias possuem braços do tipo 2L e 3L compartilhando o mesmo barramento CC, espera-se que a tensão nominal para as chaves nos braços do tipo 2L serão maiores em comparação com as chaves nos braços tipo 3L. Assim, considerando-se todas as configurações fornecendo $v_{pj} = 1pu$ com $i_{pj} = 1pu$ para o lado primário dos transformadores nas configurações YC , ΔC e DC , as especificações das chaves serão diferentes para cada configuração como pode-se observar na Tabela 7.6.

Tabela 7.6: Especificações do barramento e das chaves.

Topologia	v_C (pu)	Tensão na chave (pu)		Corrente na chave (pu)	
		Braço 2L	Braço 3L	Braço 2L	Braço 3L
DC	1,00	1,00	0,50	1,00	1,00
YC	0,86	0,86	0,43	1,00	1,00
ΔC	1,50	1,50	0,75	0,58	0,58

As especificações das configurações YC e ΔC tornam-se evidentes se os circuitos equivalentes forem considerados, conforme apresentado na Figura 7.13. Desta forma, deve-se notar

que as correntes que fluem nos conversores serão $1/\sqrt{3}$ das que fluem nos transformadores (i.e., $i_{p1} = i_{r1} - i_{r3}$)

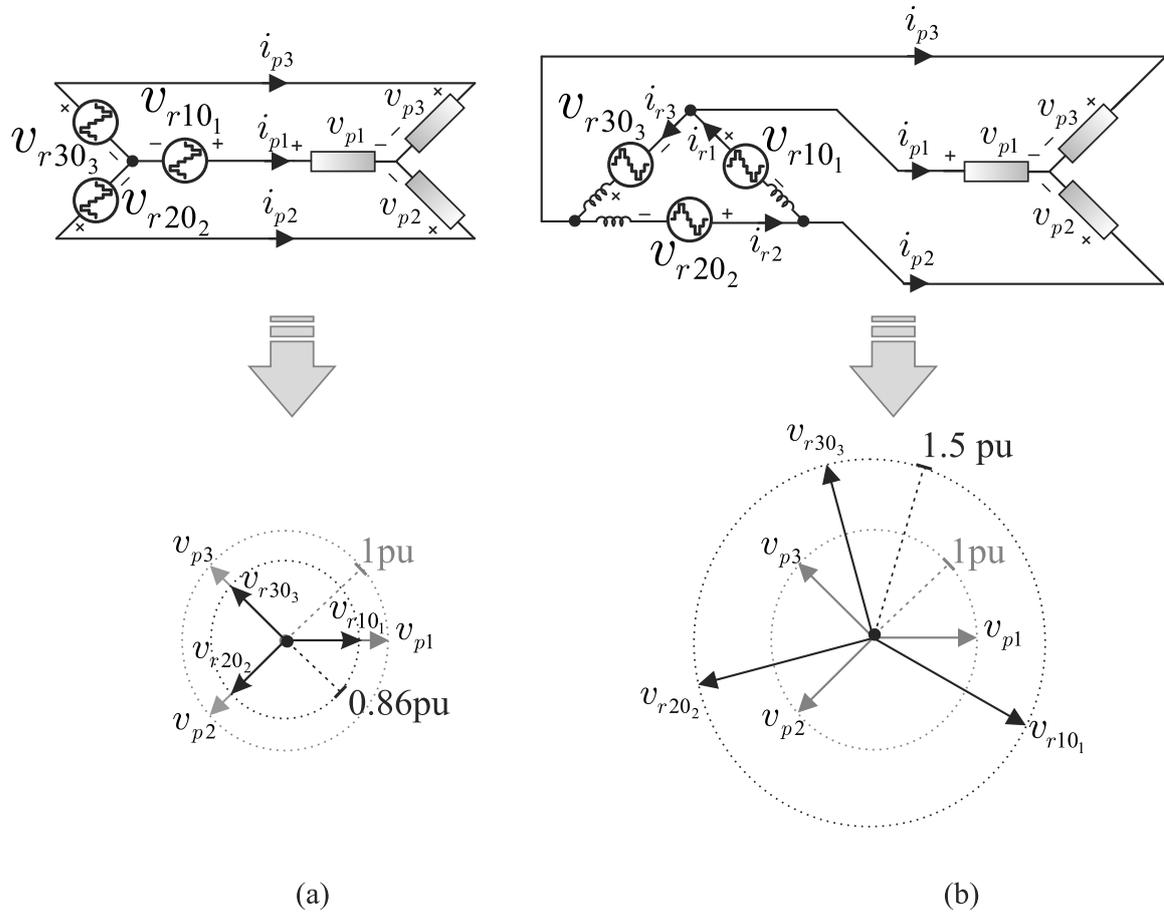


Figura 7.13: Circuitos equivalentes em que as configurações propostas alimentam ao lado primário dos transformadores com $v_{pj} = 1pu$ e $i_{pj} = 1pu$. (a) Configuração YC com seu respectivo diagrama de fasores de tensão. (b) Configuração ΔC com seu respectivo diagrama de fasores de tensão.

Distorção Harmônica

A WTHD das tensões v_{pj} para as configurações propostas foram calculados através de seguinte equação

$$WTHD(p) = \frac{100}{a_1} \sqrt{\sum_{i=2}^p \left(\frac{a_i}{i}\right)^2}, \quad (7.30)$$

em que a_1 é a amplitude da tensão fundamental, a_i é a amplitude da i^{sima} harmônica e p é o número de harmônicos levados em consideração.

A tensão injetada em uma fase (v_{p1}) fora calculada para as configurações propostas. Neste caso, todas operaram sob as mesmas condições que caracterizam-se por: i) mesma amplitude de v_{p1} , ii) mesmo passo de cálculo (h) e mesma frequência de chaveamento (f_s). Pode-se perceber que para garantir a mesma operação para a configuração ΔC , o barramento CC deve ser $\sqrt{3}$ maior que o valor do barramento CC considerado para a configuração YC . Assim, a Tabela 7.7 mostra que as configurações YC ou ΔC apresentam basicamente os mesmos valores de WTHD. A justificativa para tal resultado pode ser observada com maior clareza na distribuição espectral das tensões v_{pj} , como pode-se observar na Figura 7.14. Análises mais detalhadas avaliando apenas os espectros das tensões foram estudadas em alguns trabalhos na literatura (d. T. Mouton et al., 2014, Dordevic et al., 2013).

Tabela 7.7: WTHD das configurações propostas sob mesma magnitude de v_{pj} .

Configuração proposta	WTHD (%)
DC	0,18
YC	0,06
ΔC	0,06

Estimativa de Perdas nas Chaves

As perdas nas chaves semicondutoras para as estruturas propostas foram avaliadas utilizando-se o mesmo método descrito anteriormente. Maiores detalhes podem ser observados na seção 7.2.8. Na Tabela 7.8, tem-se estimativa de perdas de chaveamento (P_{sw}), condução (P_{cd}) e totais (P_{tot}) em que as configurações propostas foram operadas com mesma magnitude das tensões v_{pj} (i.e., $V_p = 50V$), mesma frequência de chaveamento (i.e., $f_s = 10kHz$) e a potência da carga trifásica fixada em torno de 250 W. Considerando-se este ponto de operação, pode-se observar que a estimativa para as configurações DC e YC são praticamente as mesmas enquanto as perdas totais para a configuração ΔC é praticamente 80% se comparada com as configurações YC ou DC . Esta redução deve-se ao fato de que a configuração ΔC tem uma menor corrente circulante nas chaves semicondutoras. Assim, as perdas de condução são consideravelmente reduzidas. Por outro lado, a configuração ΔC apresentou maiores perdas de chaveamento. De fato, a tensão no barramento CC para esta topologia é $\sqrt{3}$ maior se comparada com a configuração YC .

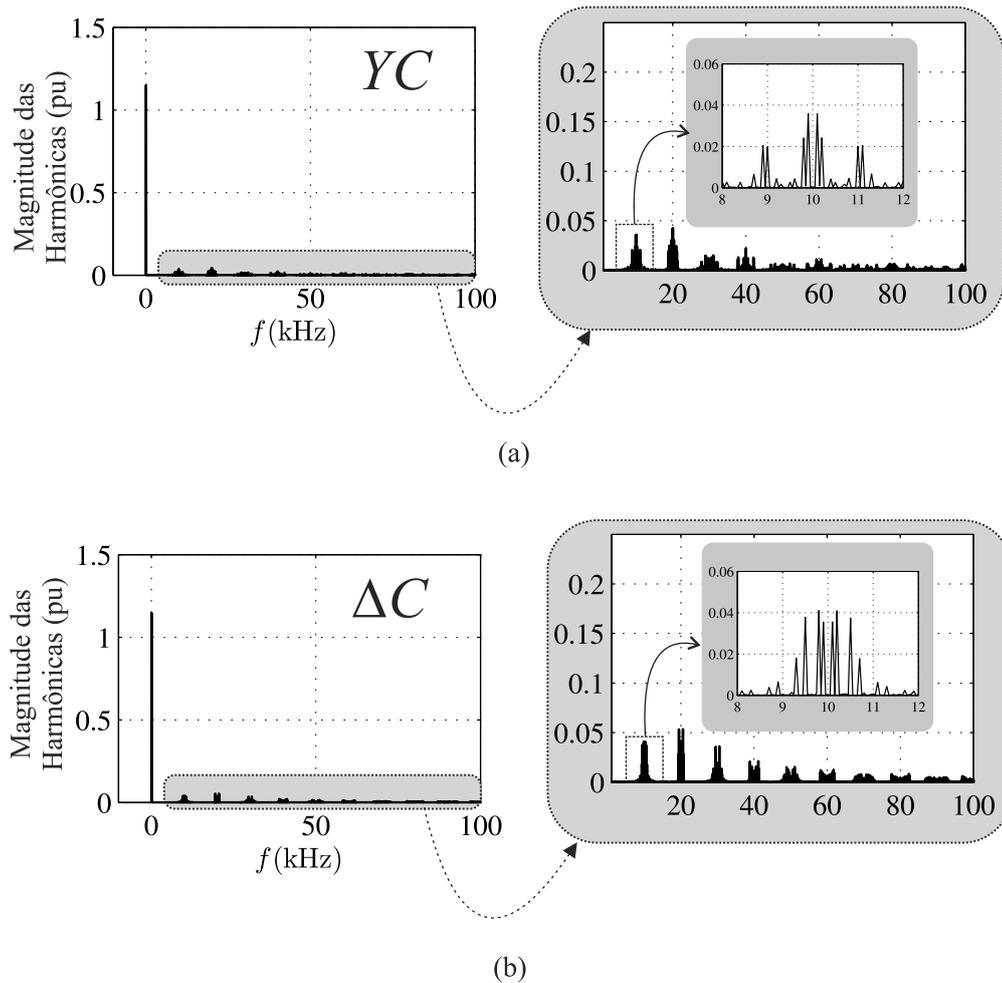


Figura 7.14: Espectros de v_{pj} em pu. (a) Configuração YC. (b) Configuração ΔC .

Tabela 7.8: Estimativa de perdas nas chaves semicondutoras.

Configuração proposta	P_{sw} (W)	P_{cd} (W)	P_{tot} (W)
DC	2,95	19,30	22,25
YC	3,06	19,08	22,14
ΔC	4,00	13,74	17,74

7.3.5 Resultados de Simulação

Configurações propostas (i.e., configurações DC , YC e ΔC) foram avaliadas através de simulação utilizando-se o PSIM $v9.0$ e Matlab®. A Figura 7.15 mostra as tensões injetadas pelos conversores para cada configuração. Resultados para índice de modulação entre $m = 0,5$ até $m = 1,0$ foram considerados. Pode-se observar que a configuração YC apresenta maior número de níveis na tensão de fase injetada v_{p1} se comparada com as configurações DC e ΔC . Todavia, dependendo dos níveis de corrente em que as topologias operam, a configuração ΔC é uma opção que oferece menores valores de corrente nas chaves.

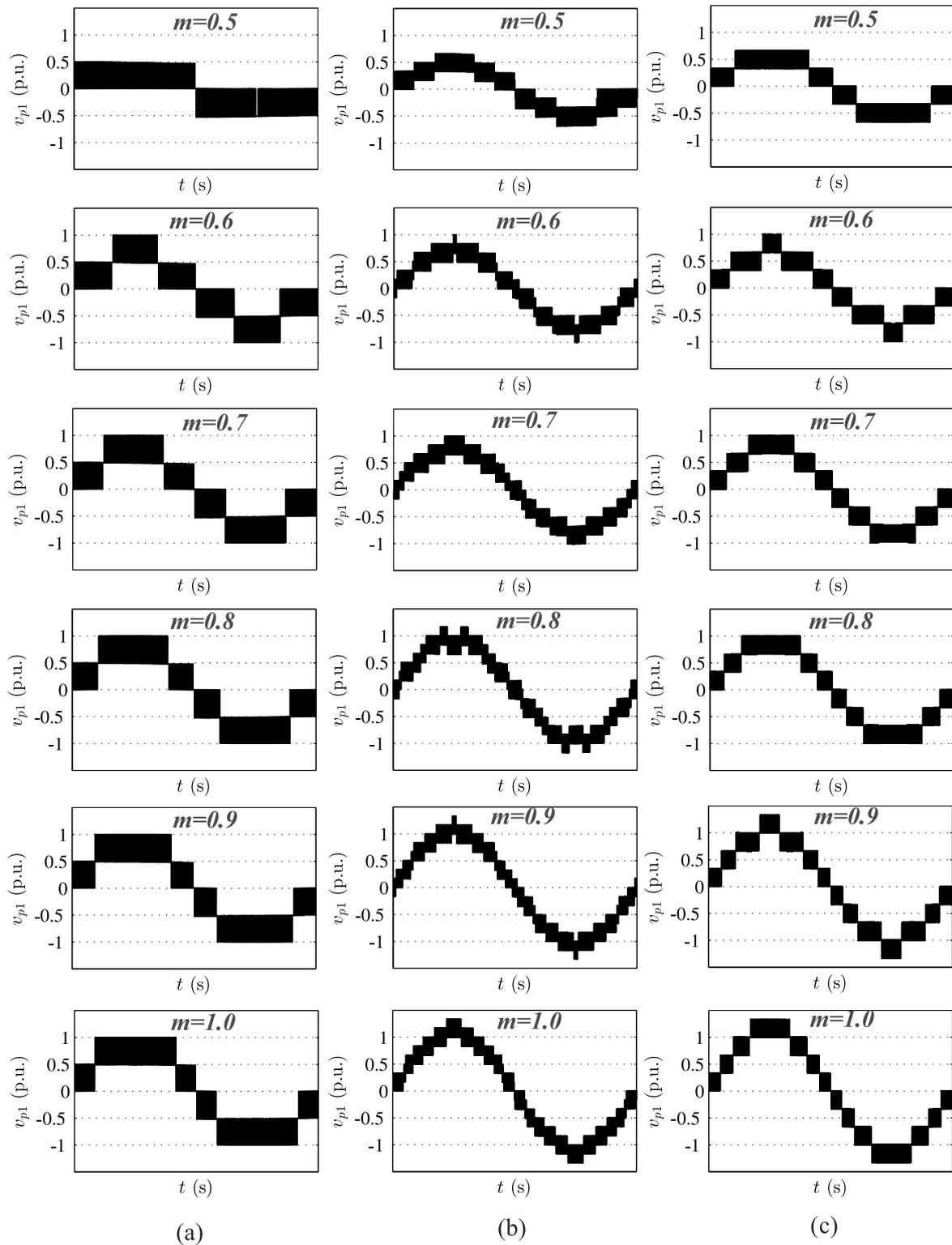


Figura 7.15: Resultado de simulação. Tensão injetada (v_{p1}) em uma fase para diferentes valores de índice de modulação (m). (a) Configuração DC. (b) Configuração YC. (c) Configuração ΔC .

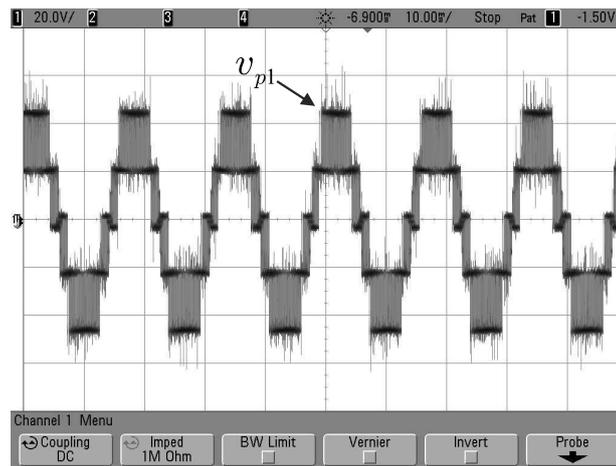


Figura 7.16: Resultado Experimental. Tensão em uma fase (v_{p1}) para a configuração DC .

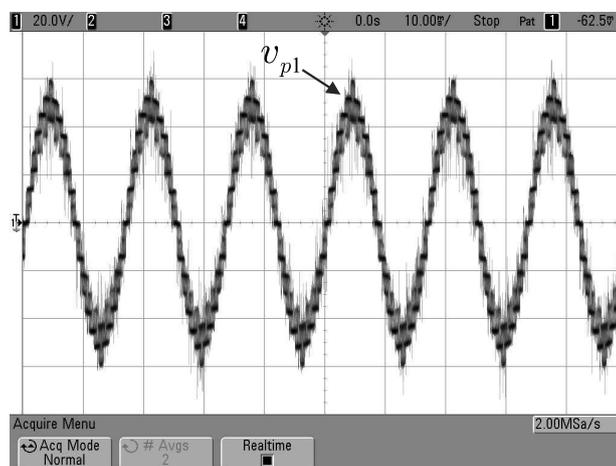


Figura 7.17: Resultado experimental. Tensão em uma fase (v_{p1}) para configuração YC .

7.3.6 Resultados Experimentais

Para as configurações propostas, a plataforma experimental utilizada fora a mesma que a descrita na seção anterior, vide seção 7.2.10. Os capacitores do barramento CC foram considerados com $C = 4400 \mu F$. A frequência de chaveamento considerada fora fixada em $10 kHz$. A implementação da estratégia PWM para as configurações DC , YC e ΔC pode ser observada nas Figuras 7.16-7.18. Os resultados para as configurações DC e YC foram obtidas com o mesmo valor do barramento CC em que o resultado para configuração ΔC fora obtida com nível menor de tensão nos barramentos CC, como pode-se observar na Figura 7.18. Pode-se perceber que os resultados experimentais obtidos estão consistentes com os resultados de simulação apresentados anteriormente na Figura 7.15.

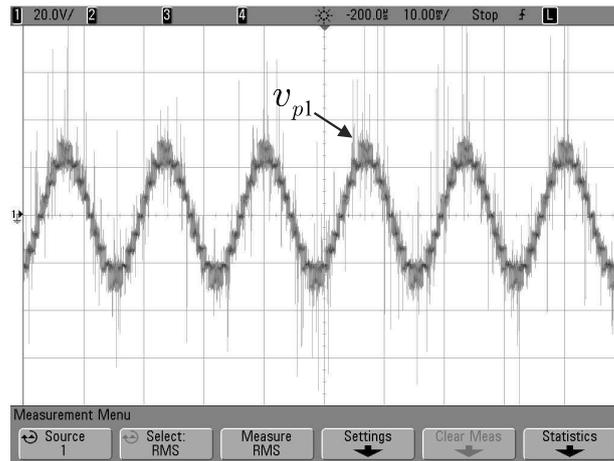


Figura 7.18: Resultado experimental. Tensão em uma fase (v_{p1}) para configuração ΔC .

No que diz respeito a operação dinâmica do sistema, o DVR baseado na configuração DC fora testado experimentalmente com uma versão equivalente monofásica sem os transformadores de injeção (i.e., o conversor atuou chaveando diretamente ao sistema da plataforma em escala reduzida). Neste teste, a tensão de fase do sistema foi considerada como 80 V (RMS) e o afundamento de tensão foi gerado conectando-se um banco de resistências em série com a rede. A regulação da tensão na carga foi implementada com uma estratégia de controle em malha aberta de ação direta em que a referência de tensão da carga (v_{l1}^*) foi comparada com a tensão medida na rede (e_{g1}). Tal comparação proporcionou a tensão injetada pelo DVR ($v_{p1}^* = e_{g1} - v_{l1}^*$). O PLL baseado no sistema de geração de eixo ortogonal (OSG) (Luna et al., 2011) foi utilizado para garantir a sincronização da tensão na rede (e_{g1}) com a tensão na carga (v_{l1}). Neste resultado, o DVR compensou um afundamento de tensão na rede com magnitude de 50%. Pode-se observar que a perturbação na rede foi compensada na carga mantendo-se sua magnitude acima da tolerância de 95%, vide Figura 7.19.

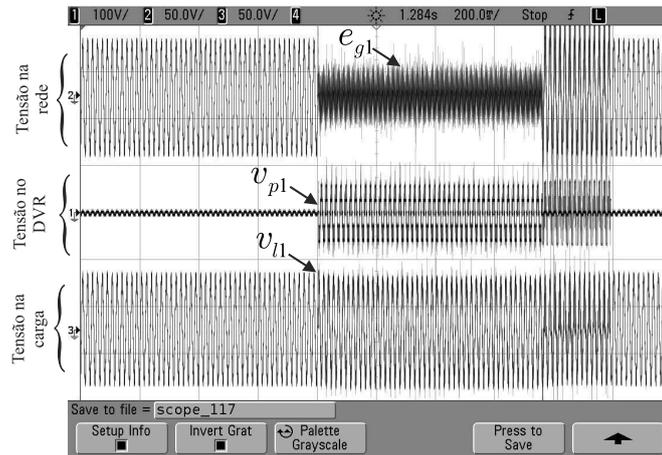


Figura 7.19: Resultado experimental. Compensação do DVR para um afundamento de tensão na rede em torno de 50%.

7.4 Conclusões

Nesse capítulo, foram apresentadas estruturas alternativas de conversores compostos por uma combinação de braços de três níveis (3L) e dois níveis (2L). No arranjo dos conversores, foi considerado que a máquina seria alimentada com terminais a enrolamentos abertos (arranjo OEW). O PWM descrito fora baseado no LSPWM. Todavia, o PWM vetorial poderá garantir melhor qualidade da tensão gerada. Configurações propostas foram selecionadas para apresentação de maiores detalhes. Foi observado que elas apresentam valores intermediários em termos de WTHD e perdas nas chaves semicondutoras. A abordagem teórica do PWM foi implementada e verificada por simulação para configurações 332-332 e 322-322, e experimentalmente para a configuração 333-222.

Com relação às aplicações em DVR, estruturas de DVR baseadas na conexão de braços de 2L e 3L foram apresentadas. As configurações propostas são indicadas como soluções intermediárias entre soluções de DVR com inversores constituídos com braços apenas de 2L e DVR com inversores com braços somente de 3L. Através da combinação de braços de diferentes níveis nos conversores, existe uma restrição para ter que utilizar chaves de diferentes níveis de potência. Assim, o parâmetro dominante na especificação das chaves serão sempre priorizados pelas especificações associadas nos braços de 2L. Todavia, observou-se que combinando-se os conversores em conexão de módulos em estrela (YC) ou em delta (ΔC), a potência das chaves usadas nos conversores podem aumentar ou diminuir. Uma estimativa de perdas nas chaves semicondutoras foi feita para as estruturas propostas. Entre

elas, a configuração ΔC apresentou menores valores de perdas totais. Tal configuração proporciona mesmo valores de WTHD nas tensões v_{pj} se comparada com a configuração YC . Todavia, em termos práticos, três indutores (de baixa impedância) devem ser considerados. Os estudos e abordagens teóricas foram validados com alguns testes experimentais. Os resultados experimentais apresentados neste estudo mostraram-se consistentes com os resultados obtidos de simulação.

8

Conclusão Geral

8.1 Conclusões Gerais

Este documento apresentou e discutiu estruturas destinadas a operação em conjunto com equipamentos dispendo de terminais com enrolamentos abertos ou conectados em estrela. Estes equipamentos tratam-se basicamente de motores e transformadores usados em sistemas de acionamento CA-CC-CA e compensadores estáticos de tensão (exemplo de DVRs ou APF série) e correntes (exemplo de APF paralelo). Os sistemas tratados nestes documentos englobam aplicações até alta potência (i.e., da ordem de mega watts). No que diz respeito aos DVRs, estes tratam a correção de afundamentos de tensão em aplicações que se estendem em faixas desde centenas de Watts até a ordem de mega Watts (Prasai e Divan, 2008). Tais níveis de potência também são observados para os APFs e sistemas de acionamento considerados neste trabalho.

Os estudos possibilitaram verificar a funcionalidade dos sistemas propostos, onde observou-se que, em relação aos sistemas convencionais, as estruturas propostas apresentaram características vantajosas em termos de THD, WTHD e perdas dos dispositivos. Isto se deve ao fato da melhoria na qualidade da forma de onda tensão de polo de saída do conversor, possuindo maior número de níveis (com dv/dt simétricos) e melhor qualidade no perfil da forma de onda produzida na tensão de saída do conversor resultante. Este ganho qualitativo otimiza a qualidade da energia elétrica nos sistemas estudados. As estratégias PWM bem como as estratégias de controle possibilitaram observar a validação das expectativas teóricas

por meio de simulação e ensaios experimentais.

Os resultados obtidos nesta tese demonstram que é possível usar um número igual ou um pouco maior de chaves de potência mantendo-se: i) a qualidade da conversão de energia e ii) um padrão de tensão na saída dos conversores tão bom quanto o obtido utilizando-se estruturas multiníveis clássicas (a exemplo da estrutura com ponto de neutro grampeado - NPC ou a estrutura baseada em pontes H cascadeadas - CHB). As técnicas de PWM abordadas foram focadas no LSPWM e SCPWM. Foi observado que estas apresentaram desempenho tão bom quanto o PWM vetorial, com exceção do caso para conversores híbridos. A implementação com SCPWM, vide Figura 3.9(b), é útil para tipos de sistemas com *hardware* limitado. De fato, ela define diretamente as tensões de polo de referência (i.e., estados das chaves) para simplificar a implementação do *hardware*.

Eventuais desvantagens das estruturas propostas com terminais a enrolamentos abertos, em comparação com as existentes, tais como: i) a necessidade de maior número de capacitores para os barramentos CC e ii) o ganho percentual das especificações nominais das chaves nas estruturas propostas em comparação com determinadas estruturas existentes (e.g., ponte HB), podem limitar a redução do custo total do dispositivo. Todavia, no capítulo 4, os estudos baseados em uso de transformadores em cascata com apenas um barramento CC (e.g., topologia TCY), garantem o mesmo padrão multinível de tensões na saída do conversor com características de modularidade.

O sistema flexível proposto e discutido no capítulo 6 mostrou-se adequado e bastante factível para acionamento de máquinas com perfis de cargas tanto com potência constante em toda faixa de operação (e.g., bobinadoras, moedoras, tratores e tanques) como as que possuem torque constante até a velocidade nominal e depois entram na região de enfraquecimento de campo (e.g., transportadoras e compressores). Outra fator positivo deste sistema, embora não discutido em detalhes, está relacionado com a capacidade de tolerância a falhas.

Outra característica observada nesta tese foi destacada para estruturas baseadas na conexão de módulos híbridos de braços de dois e três níveis, no capítulo 7. Estas estruturas foram combinadas para aplicação em equipamentos com terminais a enrolamentos abertos. Mediante os estudos e resultados obtidos para tais estruturas, conclui-se que estas estruturas são opções intermediárias para uso em determinadas aplicações. Uma eventual desvantagem

nestes sistemas está associada com os esforços de tensão na chave. Estes serão limitados pelo braço de 2L o qual sobrepõe a vantagem dos braços de 3L.

No intuito de apresentar um resumo englobando maior parte das estruturas da tese bem como os resultados obtidos, elaborou-se um quadro resumo dos comparativos de desempenho agrupando os devidos cenários de comparação, como pode-se observar na Tabela 8.1. Em destaque tem-se as estruturas propostas elencadas como melhores opções. Como fator ponderante, considerou-se menores perdas. Neste caso, os cenários em que o mesmo THD/WTHD foi mantido reflete-se na possibilidade de redução na frequência de chaveamento. Isto é decorrente de uma melhor qualidade nas formas de onda da saída dos conversores resultantes das estruturas propostas. Eventual desvantagem quanto ao uso de mais de um barramento CC, pode ser compensada considerando-se as topologias TCY. Na Tabela 8.1, as estruturas de acionamento CC-CA não foram apresentadas no resumo uma vez que é explícito os resultados destas estruturas 332-332 e 322-322 proporcionarem valores intermediários.

Com relação ao sistema de controle, foi observado em que nos casos de aplicações em APFs e sistemas de acionamento CA-CC-CA, o parâmetro μ auxilia o controlador de tensão para regular as tensões dos barramentos CC no caso de operação simétrica (i.e., $v_{ca} = v_{cb}$), uma vez que este parâmetro é responsável pela troca da potência processada entre os barramentos CC. É importante salientar que o parâmetro μ também ajuda na distribuição das perdas das chaves semicondutoras em cada conversor. Isto é devido ao fato de ser possível efetuar: i) grampeamento nos braços por cada semiciclo da frequência fundamental (i.e., um braço comuta na frequência da rede 60 Hz e o outro em alta frequência 10 kHz) ou ii) os braços operarem com metade da frequência média de chaveamento (i.e., $0,5f_s$). No cenário para operação assimétrica, o controle descrito anteriormente das tensões nos barramentos pode ser factível em faixas pontuais de operação. Note que isto não garante operacionalidade eficaz em toda faixa de operação do sistema no caso em que $v_{ca} \neq v_{cb}$. Assim estudos mais detalhados podem ser considerados como trabalhos futuros.

Tabela 8.1: Resumo do desempenho das estruturas discutidas na tese.

DVRs ou APFs série em sistemas trifásicos a três fios.								
Topologia	T.	IGBTs	D.G.	B.C.	V_{dc}	f_s (kHz)	WTHD	$P_{tot}^{P./3L}$
3L (C.)	3	12	0	1	1,0 pu	7,5	0,21 %	1,0
NPC (C.)	3	12	6	1	1,73 pu	4,4	0,21 %	0,65
OEW _{dif.} (P.)	3	12	0	2	0,87 pu	3,3	0,21 %	0,48
$TCY_{k=2}$ (P.)	6	12	0	1	0,87 pu	3,3	0,21 %	0,48
Topologia	i_{rj}	IGBTs	D.G.	B.C.	V_{dc}	f_s (kHz)	WTHD	$P_{tot}^{P./DC}$
DC (P.)	1,0 pu	18	6	1	1,0 pu	10	0,18 %	1,0
YC (P.)	1,0 pu	18	6	3	0,87 pu	10	0,06 %	0,99
ΔC (P.)	0,58 pu	18	6	3	1,5 pu	10	0,06 %	0,80
DVRs em sistemas trifásicos a quatro fios.								
Topologia	V_{po}^{norm}	IGBTs	B.C.	V_{dc}	f_s (kHz)	WTHD	$P_{tot}^{P./3HB}$	$P_{HO,loss}^{P./3HB}$
3HB (C.)	n.a	12	1	1,0 pu	10	0,22 %	1,0	1,0
4L4L (P.)	0,73	16	2	0,87 pu	4,8	0,22 %	0,95	0,36
4L2C (P.)	0,44	14	2	0,87 pu	5,3	0,22 %	0,82	0,61
2C2C (P.)	n.a	12	2	1,0 pu	6,25	0,22 %	0,80	0,77
4L4L (P.)	0,73	16	2	0,87 pu	2,55	0,22 %	0,59*	n.r
APFs em sistemas trifásicos a três fios.								
Topologia	L_{sh}^{norm}	IGBTs	B.C.	V_{dc}	f_s (kHz)	THD	$P_{tot}^{P./6L}$	$P_{HO,loss}^{P./6L}$
6L (C.)	1	12	1	1,0 pu	10	4,03 %	1,00	1,0
OEW (P.)	0,2	12	2	0,87 pu	10	1,56 %	0,85	0,72
APFs em sistemas trifásicos a quatro fios.								
Topologia	L_{sh}^{norm}	IGBTs	B.C.	V_{dc}	f_s (kHz)	WTHD	$P_{tot}^{P./3HB}$	$P_{HO,loss}^{P./3HB}$
3HB (C.)	n.r	12	1	1,0 pu	10	0,22 %	n.r	n.r
4L4L (P.)	n.r	12	2	0,87 pu	10	0,12 %	n.r	n.r
Acionamento CA-CC-CA em sistemas trifásicos a três fios.								
Topologia	IGBTs	B.C	V_{dc}	f_s (kHz)	WTHD	V	I	P
Conv. (C.)	6	1	1,0 pu	10	0,22 %	1 pu	1 pu	1 pu
Flex. (P.)	12	2	0,5 pu	10	0,09 %	1 pu	1 pu	1 pu

Legenda:

C. - Convencional.

P. - Proposto.

T. - Número de Transformadores.

IGBTs - Número de IGBTs.

D.G - Número de Diodos de Grampeamento.

B.C - Número de Barramentos Capacitivos.

 V_{dc} - Tensão nominal em pu do barramento CC (reflete na tensão de bloqueio da chave). $P_{tot}^{P./3L}$ - Perdas totais nas chaves normalizadas com as da estrutura 3L iguais a 790 W. $P_{tot}^{P./DC}$ - Perdas totais nas chaves normalizadas com as da estrutura DC iguais a 22,25 W. $P_{tot}^{P./6L}$ - Perdas totais nas chaves normalizadas com as da estrutura 6L iguais a 1 kW. i_{rj} - Corrente nominal resultante do módulo 2L ou 3L do conversor híbrido. $P_{HO,loss}^{P./3HB}$ - Perdas no barramento CC normalizadas com a estrutura 3HB.* - Caso obtido com 45% de V_{po} sem aumentar V_{dc} . Os outros casos foram com 0% de V_{po} . $V_{po}^{norm} = V_{po}/V_{pdq}$ - Informa quanto de V_{po} pode ser inserida pelo conversor sem aumentar V_{dc} .

n.a - Não se aplica.

n.r - Não realizado.

 L_{sh}^{norm} - Valor do indutor de filtro normalizado com o da estrutura 6L para mesmo Δi_{max} .

8.2 Trabalhos Futuros

Nesta tese, as estruturas propostas em primeiro instante foram baseadas no uso de conversores usuais de dois níveis associados em série via transformadores/máquinas com único grupo de enrolamento dispostos com seus terminais abertos. Posteriormente, fez-se uma avaliação do uso de transformadores cascadeados para utilizar apenas um barramento CC e garantir a operação com tensões multiníveis. Por fim, fez-se avaliação de braços de dois e três níveis para alimentação de equipamentos com terminais a enrolamentos abertos.

Fixando-se ainda no contexto de conexão dos conversores abordados ao longo da tese, os possíveis trabalhos futuros são:

1. Estudo de estruturas com transformadores em cascata para sistemas a 4 fios (e.g., para DVR usando transformadores com enrolamentos em estrela ou abertos).
2. Estratégia de modulação otimizada para estruturas híbridas (2L e 3L).
3. Estudo de estruturas híbridas com módulos conectados em estrela ou delta alimentando transformadores/máquinas com terminais a enrolamentos abertos.
4. Estudo da viabilidade do uso de estruturas híbridas para sistemas de acionamento flexível (i.e., com conversores conectados em série/paralelo).
5. Estudo de estimativa de perdas nos transformadores utilizados.
6. Estudo do controle em detalhes para operação assimétrica dos conversores em APFs.

A

Detalhamento das Plataformas e Ensaio Experimentais para os DVRs e APFs

Neste apêndice encontram-se informações referentes aos estudos/experimentos feitos para as estruturas em se tratando de restaurador dinâmico de tensão (DVR) e filtro ativo de potência (APF). Algumas dados da plataforma experimental utilizada são apresentados.

A.1 Plataforma para os Ensaio Experimentais

Na Figura A.1 tem-se uma foto da plataforma experimental utilizada para os ensaios na maior parte das estruturas. Pode-se ver como descrito anteriormente que os principais elementos desta plataforma consistem de DSP (TMS320F28335), Quatro módulos de conversores de três braços cada (SKM50GB123D) com possível reconfigurações. O *driver* para acionamento das chaves é SKHI-23. Os bancos de capacitores suportam no máximo uma tensão de 900V. Nas medições dos sinais, cada sensor de tensão consiste basicamente de LEM LV20-P com placa dedicada. Para os sensores de corrente são utilizados LS15-NP com placa dedicada. Os sensores foram conectados com a placa do DSP através de cabos do tipo coaxial. A conexão entre os *drivers* e o DSP foi feito através de cabos de fibra óptica.

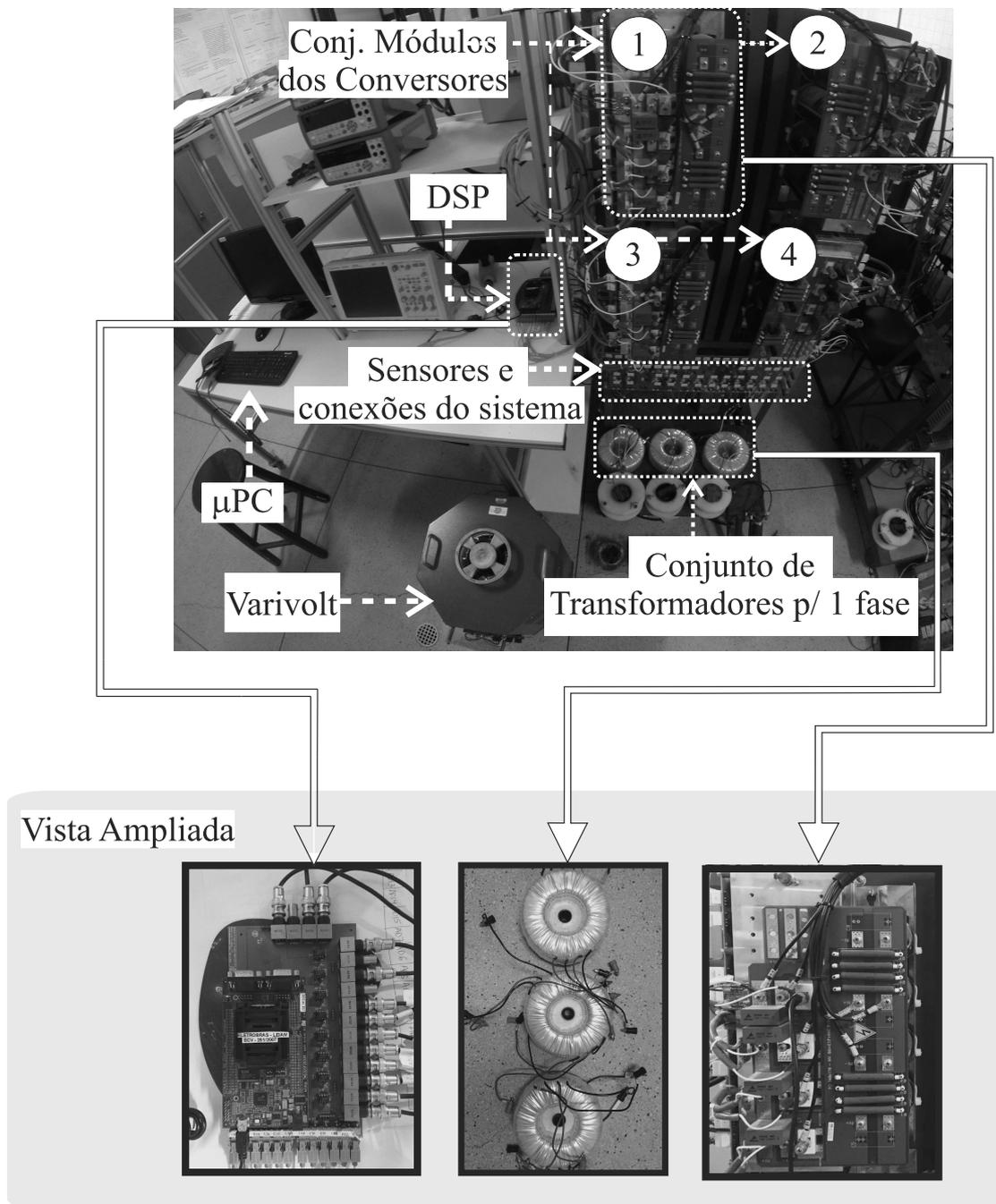


Figura A.1: Foto da plataforma experimental usada para conversores em arranjo OEW tratados nos capítulos 3, 4, 5 e 6.

Na Figura A.2 tem-se uma foto da plataforma utilizada para os ensaios experimentais das estruturas baseadas em braços de 2L e 3L. Os principais dispositivos desta plataforma consistem de DSP (TMS320F28335), seis módulos de um braço 3L cada (SK50MLI066) com possível reconfiguração. O *driver* para acionamento das chaves é SKHI20opA. Neste caso, para emular um braço de 2L é feito grampeamento do comando dos sinais *ePWM* no DSP para duas das quatro chaves presentes no respectivo braço. O processamento (DSP TMS320F28335) e aquisição dos sinais desta plataforma usa elementos semelhantes aos descritos anteriormente na outra plataforma.

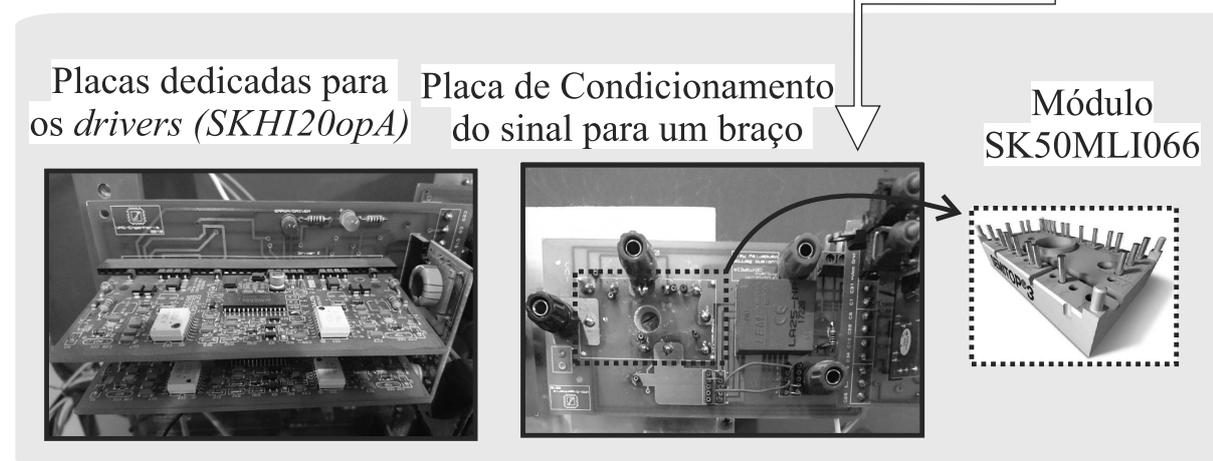
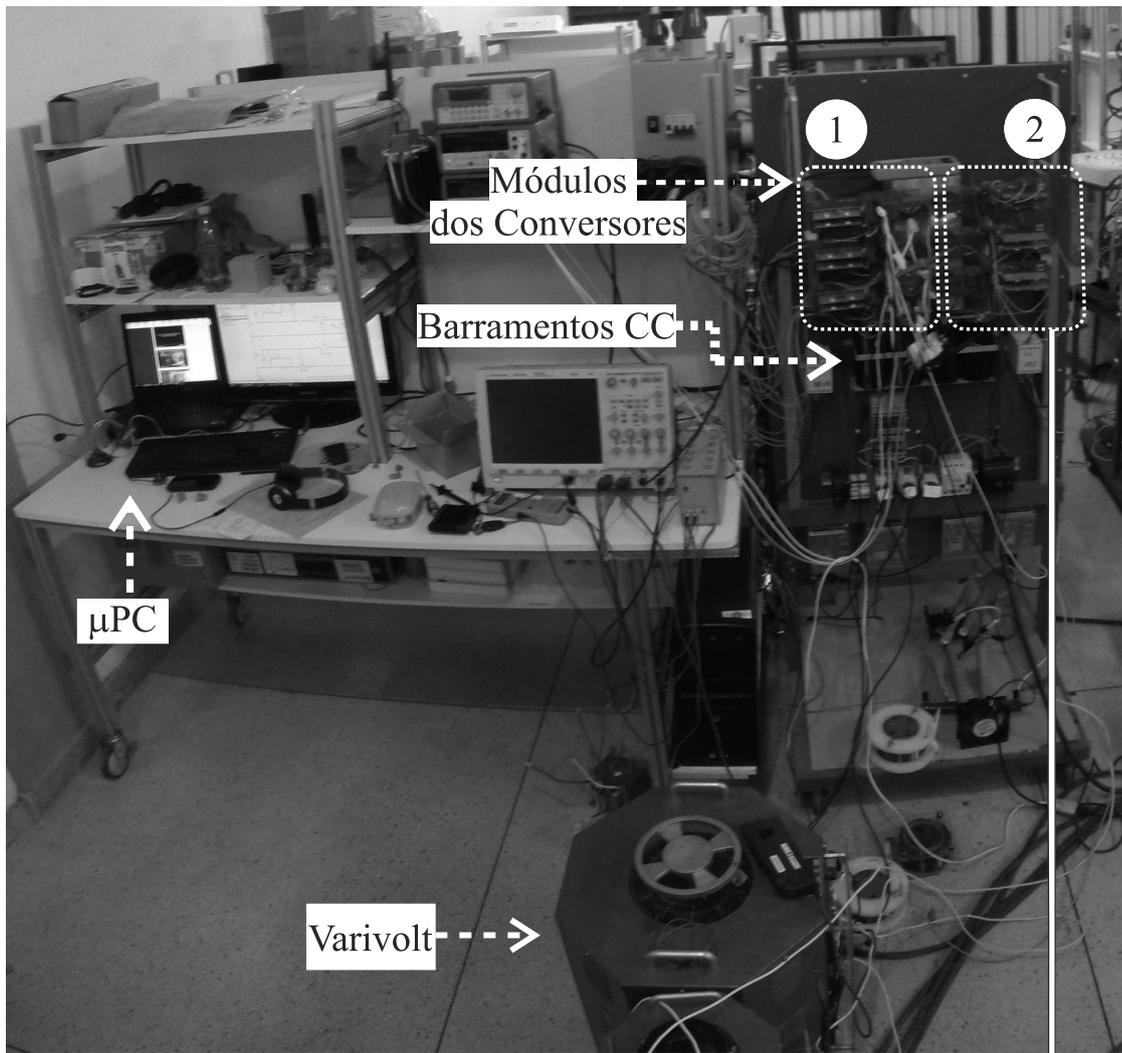


Figura A.2: Foto da plataforma experimental usada para conversores baseados em braços 2L e 3L tratados nos capítulo 7.

A.2 Ensaio Experimental para o DVR

Na Figura A.3 tem-se um diagrama esquemático do sistema com DVR a três fios. Os afundamentos foram gerados a partir de um banco de resistores conectados em série com a rede. Um relé digital foi usado com porta paralela para programar a conexão das chaves em paralelo com o banco resistivo. Transformadores de isolamento foram utilizados para garantir as fontes auxiliares de tensão e evitar corrente de circulação entre os conversores e a rede elétrica.

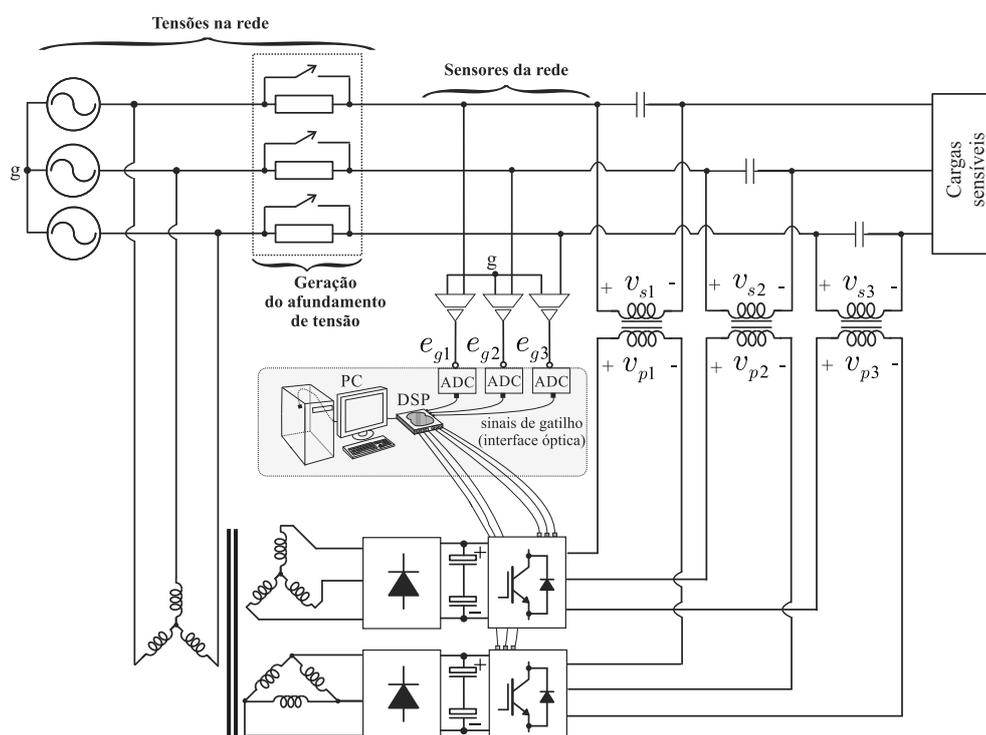


Figura A.3: Diagrama esquemático da montagem experimental para o DVR com três fios.

A.3 Ensaio Experimental para o APF Paralelo

Na Figura A.4 tem-se uma foto da montagem experimental do sistema com APF paralelo aplicado em sistemas a quatro fios.

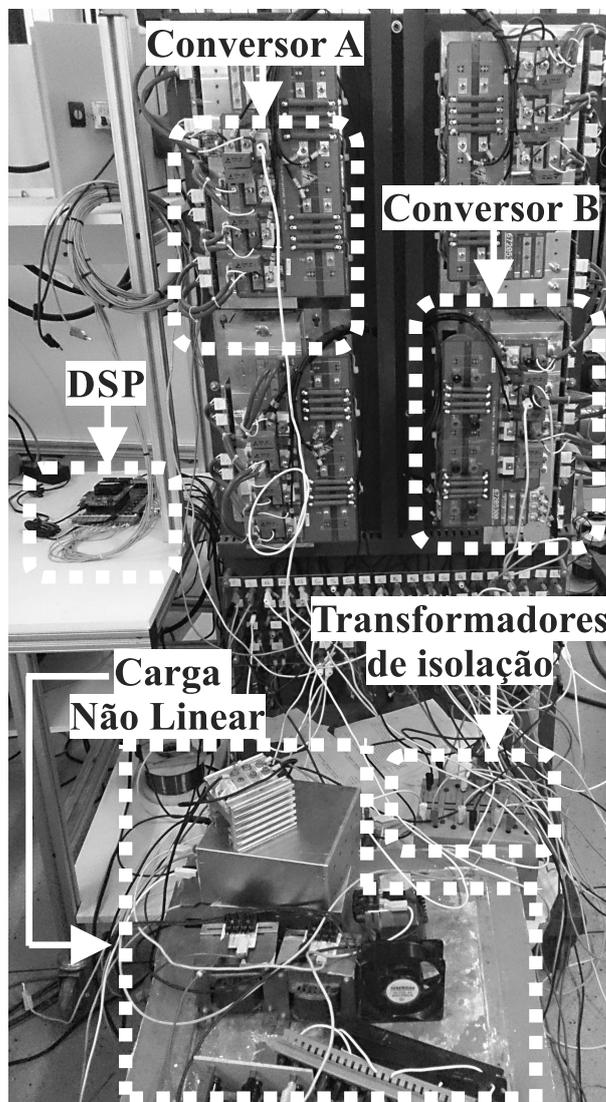


Figura A.4: Foto da montagem experimental para o APF paralelo a quatro fios.

B

Sistema de Acionamento CA-CC-CA

Neste apêndice encontram-se informações referentes ao modelo da máquina, bem como dados suplementares que possam ajudar a compreensão no que diz respeito aos estudos realizados para o sistema de acionamento proposto CA-CC-CA.

B.1 Modelo da Máquina

A máquina de indução trifásica no referencial síncrono (indicado pelo super índice e) considerado neste trabalho é dado por

$$\mathbf{v}_s^e = r_s \mathbf{i}_s^e + \frac{d\lambda_s^e}{dt} + j\omega_e \lambda_s^e \quad (\text{B.1})$$

$$\mathbf{v}_r^e = r_r \mathbf{i}_r^e + \frac{d\lambda_r^e}{dt} + j(\omega_e - \omega_m) \lambda_r^e \quad (\text{B.2})$$

$$\lambda_s^e = l_s \mathbf{i}_s^e + l_m \mathbf{i}_r^e \quad (\text{B.3})$$

$$\lambda_r^e = l_r \mathbf{i}_r^e + l_m \mathbf{i}_s^e \quad (\text{B.4})$$

$$T_e = Pl_m(i_{sq}^e i_{rd}^e - i_{sd}^e i_{rq}^e) \quad (\text{B.5})$$

em que $\mathbf{v}_s^e = v_{sd}^e + jv_{sq}^e$, $\mathbf{i}_s^e = i_{sd}^e + ji_{sq}^e$, e $\lambda_s^e = \lambda_{sd}^e + j\lambda_{sq}^e$ são as tensões, correntes e fluxos dq estatóricos, com $j = \sqrt{-1}$ (as variáveis equivalentes do rotor são obtidas substituindo o sub-índice s por r); T_e é o torque eletromagnético; ω_m e ω_e são as frequências mecânica (rotor) e frequência anular em dq , respectivamente; r_s e r_r são as resistências estatóricas e rotóricas; l_s , l_r , e l_m são as indutâncias estatóricas e rotóricas e P é o número de par de polos da máquina.

B.2 Ensaio Experimental

Na Figura B.1 tem-se uma foto da montagem experimental do sistema de acionamento CA-CC-CA série/paralelo. Utilizou-se um tacômetro Shimpo DT-209x para medir a velocidade da máquina. Uma máquina com potência de 3,7 kW foi considerada para testes preliminares sem carga (com motor a vazio). Para o teste para plena carga, o torque foi aplicado a partir de um motor CC de 0,37 kW (com resistência conectada na armadura e uma tensão aplicada na bobina de campo) acoplado com o eixo do motor de indução CA. Para este teste específico, uma máquina de indução fora empregada com potência nominal equivalente para casar (combinar) com a potência mecânica da carga (neste caso a do motor CC).

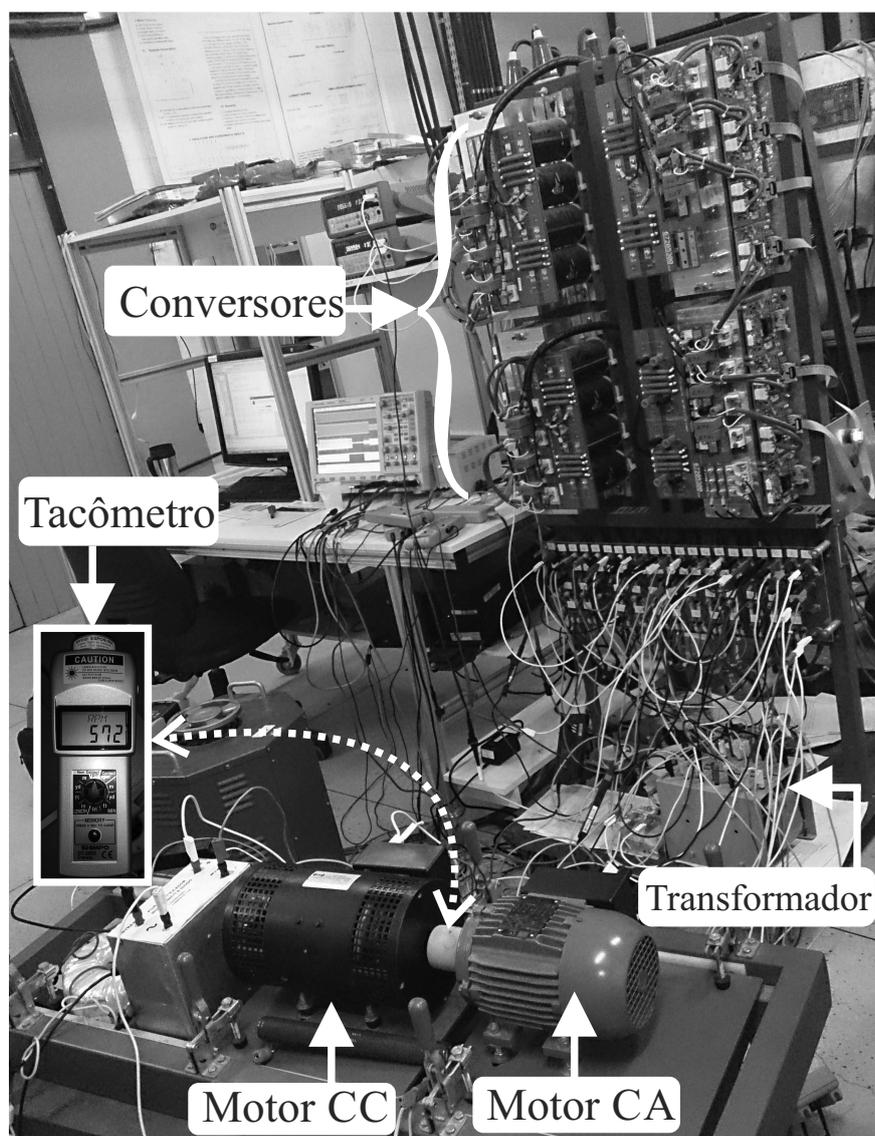


Figura B.1: Foto da montagem experimental para o sistema flexível CA-CC-CA série/paralelo.

Referências Bibliográficas

- (1993) Ieee recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems, IEEE Std 519-1992, pp. 1–112.
- de A Carlos, G.; dos Santos, E. e Jacobina, C. (2012) Hybrid pwm strategy for voltage source inverters feeding three-phase open-end-winding equipment, In: IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp. 459–464.
- d. A. Carlos, G. A.; Jacobina, C. B. e dos Santos, E. C. (2016) Investigation on dynamic voltage restorers with two dc links and series converters for three-phase four-wire systems, IEEE Transactions on Industry Applications, **52**(2):1608–1620.
- Abi-Samra, N.; Carnovale, D.; Sundaram, A. e Malcolm, W. (1996) The role of the distribution system dynamic voltage restorer in enhancing the power at sensitive facilities, In: WESCON/96, pp. 167–181.
- Abreu, A. e Castellano, B. (2006) Power quality site survey process for regulated electricity market, In: 2006 IEEE/PES Transmission Distribution Conference and Exposition: Latin America, pp. 1–6.
- Akagi, H. (1996) New trends in active filters for power conditioning, Industry Applications, IEEE Transactions on, **32**(6):1312–1322.
- Akagi, H.; Kanazawa, Y. e Nabae, A. (1984) Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components, Industry Applications, IEEE Transactions on, **IA-20**(3):625–630.
- Akagi, H.; Nabae, A. e Atoh, S. (1986) Control strategy of active power filters using multiple voltage-source PWM converters, Industry Applications, IEEE Transactions on, **IA-22**(3):460–465.
- de Almeida Carlos, G.; Jacobina, C.; dos Santos, E.; Fabricio, E. e Rocha, N. (2015) Shunt

- active power filter with open-end winding transformer and series connected converters, Industry Applications, IEEE Transactions on, **PP**(99):1–1.
- de Almeida Carlos, G. A. e Jacobina, C. B. (2015) Series compensator based on cascaded transformers coupled with three-phase bridge converters, In: 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 3414–3421.
- de Almeida Carlos, G. A.; dos Santos, E. C.; Jacobina, C. B. e Mello, J. P. R. A. (2016) Dynamic voltage restorer based on three-phase inverters cascaded through an open-end winding transformer, IEEE Transactions on Power Electronics, **31**(1):188–199.
- Antoniewicz, K.; Jasinski, M.; Kazmierkowski, M. e Malinowski, M. (2016) Model predictive control for 3-level 4-leg flying capacitor converter operating as shunt active power filter, IEEE Transactions on Industrial Electronics, **PP**(99):1–1.
- Aredes, M. (1996) Active Power Line Conditioners, Tese de Doutorado, Technische Universität Berlin.
- Aredes, M.; Hafner, J. e Heumann, K. (1997) Three-phase four-wire shunt active filter control strategies, Power Electronics, IEEE Transactions on, **12**(2):311–318.
- Asiminoaei, L.; Aeloiza, E.; Kim, J.; Enjeti, P.; Blaabjerg, F.; Moran, L. e Sul, S. (2006) Parallel interleaved inverters for reactive power and harmonic compensation, In: Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE, pp. 1–7.
- Asiminoaei, L.; Lascu, C.; Blaabjerg, F. e Boldea, I. (2007) Performance improvement of shunt active power filter with dual parallel topology, Power Electronics, IEEE Transactions on, **22**(1):247–259.
- Asiminoaei, L.; Aeloiza, E.; Enjeti, P. e Blaabjerg, F. (2008a) Shunt active-power-filter topology based on parallel interleaved inverters, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, **55**(3):1175–1189.
- Asiminoaei, L.; Blaabjerg, F.; Hansen, S. e Thogersen, P. (2008b) Adaptive compensation of reactive power with shunt active power filters, Industry Applications, IEEE Transactions on, **44**(3):867–877.
- Asiminoaei, L.; Rodriguez, P.; Blaabjerg, F. e Malinowski, M. (2008c) Reduction of switching losses in active power filters with a new generalized discontinuous-pwm strategy, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, **55**(1):467–471.

- Awadallah, S.; Milanovic, J. e Jarman, P. (2014) The influence of modeling transformer age related failures on system reliability, *Power Systems, IEEE Transactions on*, **PP**(99):1–10.
- Barnes, M. (2003) *Practical Variable Speed Drives and Power Electronics* Newnes.
- Barona, A.; Ferrandis, F.; Olarte, J. e Iribarren, J. L. (2007) New power quality solutions especially designed for industrial applications, In: 2007 9th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation, pp. 1–7.
- Barros, J. D. e Silva, J. F. (2010) Multilevel optimal predictive dynamic voltage restorer, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **57**(8):2747–2760.
- Betke, A. C.; Billings, J. F. e Phillips, K. P. (1972) Special-purpose ac converter systems for constant horsepower applications, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **IA-8**(2):126–135.
- Bhattacharya, S.; Frank, T.; Divan, D. e Banerjee, B. (1998) Active filter system implementation, *Industry Applications Magazine, IEEE*, **4**(5):47–63.
- Bhattacharya, S.; Teshnizi, H. M. e Parkhideh, B. (2009) An universal active power filter controller system, In: Industry Applications Society Annual Meeting, 2009. IAS 2009. IEEE, pp. 1–8.
- Biricik, S.; Khadem, S.; Redif, S. e Basu, M. (2014) Control of the dynamic voltage restorer to improve voltage quality, In: Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2014 IEEE 5th International Symposium on, pp. 1–5.
- Biswas, S.; Goswami, S. e Chatterjee, A. (2014) Optimal distributed generation placement in shunt capacitor compensated distribution systems considering voltage sag and harmonics distortions, *Generation, Transmission Distribution, IET*, **8**(5):783–797.
- Bitoleanu, A. e Popescu, M. (2013) Shunt active power filter overview on the reference current methods calculation and their implementation, In: Electrical and Electronics Engineering (ISEEE), 2013 4th International Symposium on, pp. 1–12.
- Blasko, V. (1997) Analysis of a hybrid pwm based on modified space-vector and triangle-comparison methods, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **33**(3):756–764.
- Bollen, M. (1999) *Power Quality Problems, voltage sags and interruptions*, IEEE press.

- Brumsickle, W. E.; Schneider, R. S.; Luckjiff, G. A.; Divan, D. M. e McGranaghan, M. F. (2001) Dynamic sag correctors: cost-effective industrial power line conditioning, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **37**(1):212–217.
- Byerly, R.; Poznaniak, D. T. e Taylor, E. (1982) Static reactive compensation for power transmission systems, *Power Engineering Review, IEEE*, **PER-2**(10):52–52.
- de Carlos, G.; Jacobina, C.; dos Santos Junior, E.; Fabricio, E. e Rocha, N. (2013) Shunt active power filter with open-end winding transformer and series connected converters, In: Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE, pp. 5215–5221.
- Carlos, G.; Jacobina, C. e dos Santos, E. (2014) Investigation on dynamic voltage restorers with two dc-links and series converters for three-phase four-wire systems, In: Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE, pp. 4353–4360.
- de Carlos, G.; Jacobina, C.; dos Santos Junior, E.; Fabricio, E. e Rocha, N. (2014) SAPF with two dc-links and series converters feeding OEW transformers for 3p4w systems, In: Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE, pp. 5214–5220.
- Carlos, G. A. A.; dos Santos, E. C.; Sousa, R. P. R.; Jacobina, C. B.; Barros, L. M. e Oliveira, A. C. (2015a) Dvr with five-level converter based on three-and two-level legs connections, In: 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 5474–5481.
- Carlos, G. A. A.; Sousa, R. P. R.; Jacobina, C. B.; Mello, J. P. R. A.; Barros, L. M. e Oliveira, A. C. (2015b) Three-phase drive systems based on oew configurations with reduced controlled switch count, In: 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), pp. 1–6.
- Carlos, G. A. A.; Jacobina, C. B.; Mello, J. P. R. A. e dos Santos Jr., E. C. (2016a) Shunt active power filter based on cascaded transformers coupled with three-phase bridge converters, In: Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2016. APEC '16., pp. 1–7.
- Carlos, G. A. A.; Jacobina, C. B. e dos Santos Jr., E. C. (2016b) Cascaded open-end winding based dvr, In: 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 1–7.
- Cavalcanti, M.; da Silva, E.; Boroyevich, D.; Dong, W. e Jacobina, C. (2003) A feasible loss model for igbt in soft-switching inverters, In: Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual, vol. 4, pp. 1845–1850 vol.4.

- Cavallini, A. e Montanari, G. (1994) Compensation strategies for shunt active-filter control, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **9**(6):587–593.
- Chaoui, A.; Gaubert, J.-P.; Krim, F. e Rambault, L. (2008) On the design of shunt active filter for improving power quality, In: Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008. IEEE International Symposium on, pp. 31–37.
- Chen, G.; Zhu, M. e Cai, X. (2014) Medium-voltage level dynamic voltage restorer compensation strategy by positive and negative sequence extractions in multiple reference frames, *Power Electronics, IET*, **7**(7):1747–1758.
- Chen, Y.-H.; Lin, C.-Y.; Chen, J.-M. e Cheng, P.-T. (2010) An inrush mitigation technique of load transformers for the series voltage sag compensator, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **25**(8):2211–2221.
- Cheng, P.-T.; Huang, C.-C.; Pan, C.-C. e Bhattacharya, S. (2002) Design and implementation of a series voltage sag compensator under practical utility conditions, In: Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE, vol. 2, pp. 1061–1067 vol.2.
- Cheng, P.-T.; Huang, C.-C.; Pan, C.-C. e Bhattacharya, S. (2003) Design and implementation of a series voltage sag compensator under practical utility conditions, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **39**(3):844–853.
- Chowdhury, A. e Koval, D. (2009) *Voltage Sags and Surges at Industrial and Commercial Sites*, pp. 453–487, Wiley-IEEE Press, ISBN 9780470459355.
- Chung, I. Y.; Park, S.-Y.; Moon, S.-I. e Hur, S. I. (2001) The control and analysis of zero sequence components in dvr system, In: Power Engineering Society Winter Meeting, 2001. IEEE, vol. 3, pp. 1021–1026 vol.3.
- da Costa Junior, D. R. (2006) *Sintese e Implementacao de um Restaurador dinamico de tensao*, Dissert. de Mestrado, Universidade Federal do Rio de Janeiro (UFRJ).
- Dasika, J.; Qin, J.; Saeedifard, M. e Pekarek, S. (2012) Predictive current control of a six-phase asymmetrical drive system based on parallel-connected back-to-back converters, In: Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE, pp. 137–141.
- Dias, J.; dos Santos, E.; Jacobina, C. e da Silva, E. (2009) Application of single-phase to three-phase converter motor drive systems with igtb dual module losses reduction, In:

- Power Electronics Conference, 2009. COBEP '09. Brazilian, pp. 1155–1162.
- Divan, D. e Brumsickle, W. E. (1999) Powering the next millennium with power electronics, In: Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS '99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on, vol. 1, pp. 7–10 vol.1.
- Dixon, J.; Contardo, J. e Moran, L. (1999) A fuzzy-controlled active front-end rectifier with current harmonic filtering characteristics and minimum sensing variables, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **14**(4):724–729.
- Dordevic, O.; Jones, M. e Levi, E. (2013) A comparison of carrier-based and space vector pwm techniques for three-level five-phase voltage source inverters, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, **9**(2):609–619.
- Du, S.; Liu, J. e Lin, J. (2013a) Hybrid cascaded h-bridge converter for harmonic current compensation, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **28**(5):2170–2179.
- Du, S.; Liu, J.; Lin, J. e He, Y. (2013b) A novel dc voltage control method for statcom based on hybrid multilevel h-bridge converter, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **28**(1):101–111.
- Dugan, R. C.; McGranaghan, M. F. e Beaty, H. W. (1996) *Electrical Power Systems Quality*, McGraw-Hill.
- Dzafic, I.; Jabr, R. e Neisius, H.-T. (2014) Transformer modeling for three-phase distribution network analysis, *Power Systems, IEEE Transactions on*, **PP**(99):1–8.
- Elphick, S.; Smith, V.; Gosbell, V. e Barr, R. (2012) Characteristics of power quality disturbance levels in australia, In: Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2012 IEEE 15th International Conference on, pp. 274–280.
- Ericson, T.; Hingorani, N. e Khersonsky, Y. (2006) Power electronics and future marine electrical systems, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **42**(1):155–163.
- Fang, M.; Gardiner, A. I.; MacDougall, A. e Mathieson, G. A. (1998) A novel series dynamic voltage restorer for distribution systems, In: Power System Technology, 1998. Proceedings. POWERCON '98. 1998 International Conference on, vol. 1, pp. 38–42 vol.1.
- Fernandes, D. A. (2008) Um Restaurador Dinâmico de Tensão Para Correções de Tensão de Curta Duração em Redes Elétricas Trifásicas, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Campina Grande.

- Filho, R. M. S.; Seixas, P. F.; Cortizo, P. C.; Torres, L. A. B. e Souza, A. F. (2008) Comparison of three single-phase pll algorithms for ups applications, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **55**(8):2923–2932.
- Finch, J. W.; Harris, M. R.; Metwally, H. B. e Musoke, A. (1985) Switched reluctance motors with multiple teeth per pole: Philosophy of design, In: Proc. IEE 2nd Int. Conf. Electr. Mach.-Des. and Appl. Conf., pp. 134–138.
- Franquelo, L.; Rodriguez, J.; Leon, J.; Kouro, S.; Portillo, R. e Prats, M. (2008a) The age of multilevel converters arrives, *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, **2**(2):28–39.
- Franquelo, L.; Rodriguez, J.; Leon, J.; Kouro, S.; Portillo, R. e Prats, M. (2008b) The age of multilevel converters arrives, *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, **2**(2):28–39.
- Fujita, H. e Akagi, H. (1998) The unified power quality conditioner: the integration of series and shunt-active filters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **13**(2):315–322.
- Galasi, M. (2006) Projeto e Construção de Restaurador Dinâmico de Tensão, Dissert. de Mestrado, Escola Politécnica de São Paulo (USP).
- Gao, Z.; Qiu, Y.; Zhou, X. e Ma, Y. (2015) An overview on harmonic elimination, In: 2015 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation (ICMA), pp. 11–16.
- Ghiasi, A. M. Y. M.; Pou, J.; Capella, G. J.; Agelidis, V. G.; Aguilera, R. P. e Meynard, T. (2015) Single-carrier phase-disposition pwm implementation for multilevel flying capacitor converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **30**(10):5376–5380.
- Ghosh, A. e Ledwich, G. (2002a) Compensation of distribution system voltage using dvr, *IEEE Trans. Power Delivery*, **17**(4):1030–1036.
- Ghosh, A. e Ledwich, G. (2002b) Compensation of distribution system voltage using dvr, *IEEE Transactions on Power Delivery*, **17**(4):1030–1036.
- Goharrizi, A. Y.; Hosseini, S. H.; Sabahi, M. e Gharehpetian, G. B. (2012) Three-phase hfl-dvr with independently controlled phases, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **27**(4):1706–1718.
- Gosh, A. e Joshi, A. (2002) A new algorithm for the generation of reference voltages of a dvr using the method of instantaneous symmetrical components, *IEEE Power Engineering Review*, **22**(1):63–65.

- Grino, R.; Cardoner, R.; Costa-Castello, R. e Fossas, E. (2007) Digital repetitive control of a three-phase four-wire shunt active filter, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **54**(3):1495–1503.
- Gupta, R.; Ghosh, A. e Joshi, A. (2006) Control of 3-level shunt active power filter using harmonic selective controller, In: Power India Conference, 2006 IEEE, p. 7 pp.
- Gyugyi, L. e Taylor, E. (1980) Characteristics of static, thyristor-controlled shunt compensators for power transmission system applications, *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, **PAS-99**(5):1795–1804.
- Ho, C. N. M. e Chung, H. S. H. (2010) Implementation and performance evaluation of a fast dynamic control scheme for capacitor-supported interline dvr, *IEEE Trans. Power Electron.*, **25**(8):1975 –1988.
- Hochgraf, C.; Lasseter, R.; Divan, D. e Lipo, T. A. (1994) Comparison of multilevel inverters for static var compensation, In: Industry Applications Society Annual Meeting, 1994., Conference Record of the 1994 IEEE, pp. 921–928 vol.2.
- Holtz, J. (1994) Pulsewidth modulation for electronic power conversion, *Proceedings of the IEEE*, **82**(8):1194–1214.
- Hosseini, S. H.; Sadigh, A. K.; Tabrizi, A. F. e Gharehpetian, G. (2009) Flying capacitor multicell converter based dvr with energy minimized compensation strategy, In: Electrical and Electronics Engineering, 2009. ELECO 2009. International Conference on, pp. I–221–I–225.
- Hu, W.; Wang, Y.; Song, X. e Wang, Z. (2009) An improved dc-link voltage control method for multiple grid connected converter in direct drive wind power generation system, In: Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE, pp. 1939–1944.
- Hughes, A. e MacLead, D. J. (1981) Hybrid and VR small-angle stepping motors, In: Proc. IEE 2nd Int. Conf. Small and Spec. Electr. Mach. Conf., pp. 61–64.
- IEEE (2012) IEEE guide for application of power electronics for power quality improvement on distribution systems rated 1 kv through 38 kv, 1409/D15, November 2011, pp. 1–92.
- IEEE-Working-Group (1983) Power system harmonics: an overview, *Power Applications, IEEE Transactions on*, **PAS-102**:2445 – 2460.

- Jacobina, C.; Correa, M.; Oliveira, T.; Lima, A. e Cabral da Silva, E. (2001a) Current control of unbalanced electrical systems, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **48**(3):517–525.
- Jacobina, C.; Correa, M.; Oliveira, T.; Lima, A. e Cabral da Silva, E. (2001b) Current control of unbalanced electrical systems, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **48**(3):517–525.
- Jacobina, C.; Lima, A.; da Silva, E.; Alves, R. e Seixas, P. (2001c) Digital scalar pulse-width modulation: a simple approach to introduce nonsinusoidal modulating waveforms, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **16**(3):351–359.
- Jacobina, C.; Lima, A.; da Silva, E.; Alves, R. N. C. e Seixas, P. (2001d) Digital scalar pulse-width modulation: a simple approach to introduce nonsinusoidal modulating waveforms, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **16**(3):351–359.
- Jacobina, C.; Cipriano dos Santos, E.; Rocha, N.; de Sa Gouveia, B. e da Silva, E. (2010) Reversible ac drive systems based on parallel ac-ac dc-link converters, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **46**(4):1456–1467.
- Jacobina, C.; Fabricio, E.; Menezes, A.; Correa, M. e Carlos, G. (2013a) Shunt compensator based on three-phase interconnected converters, In: Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE, pp. 5222–5228.
- Jacobina, C.; Rocha, N.; de Almeida Carlos, G. e dos Santos Junior, E. (2013b) Ac-ac three-phase drive system based on twelve-leg de-link converter, In: Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE, pp. 2445–2452.
- Jacobina, C.; Rocha, N.; de Almeida Carlos, G. e dos Santos, E. (2015) Flexible series/parallel ac-dc-ac motor drive system, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **51**(1):259–270.
- Jang, D. K. e Chang, J. H. (2014) Design of a vernier machine with pm on both sides of rotor and stator, *Magnetics, IEEE Transactions on*, **50**(2):877–880.
- Jauch, T.; Kara, A.; Rahmani, M. e Westerman, D. (1998) Power quality ensured by dynamic voltage correction, *Rel. Téc.* 4:25 36, ABB Review.
- Jian-lin, L.; Shu-ju, H.; Mei, L.; Ying, Z.; De-guo, K. e Hong-hua, X. (2008) Research on the application of parallel back-to-back pwm converter on direct-drive wind power system,

- In: Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies, 2008. DRPT 2008. Third International Conference on, pp. 2504–2508.
- Jiang, W.; Huang, L.; Zhang, L.; Zhao, H.; Wang, L. e CHEN, W. (2016) Control of active power exchange with auxiliary power loop in single-phase cascaded multilevel converter based energy storage system, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **PP**(99):1–1.
- Jothibasu, S. e Mishra, M. (2014) A control scheme for storageless dvr based on characterization of voltage sags, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, **29**(5):2261–2269.
- Kanjiya, P.; Singh, B. e Jayaprakash, P. (2011) A robust control algorithm for self supported dynamic voltage restorer (dvr), In: India International Conference on Power Electronics 2010 (IICPE2010), pp. 1–8.
- Kanjiya, P.; Singh, B.; Chandra, A. e Al-Haddad, K. (2013) "SRF"theory revisited to control self-supported dynamic voltage restorer (DVR) for unbalanced and nonlinear loads, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **49**(5):2330–2340.
- Kanjiya, P.; Khadkikar, V. e Zeineldin, H. (2014) Optimal control of shunt active power filter to meet IEEE std. 519 current harmonics constraints under non-ideal supply condition, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **PP**(99):1–1.
- Khadem, S.; Basu, M. e Conlon, M. (2014) Harmonic power compensation capacity of shunt active power filter and its relationship with design parameters, *Power Electronics, IET*, **7**(2):418–430.
- Khadkikar, V. e Chandra, A. (2008) An independent control approach for three-phase four-wire shunt active filter based on three h-bridge topology under unbalanced load conditions, In: Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE, pp. 4643–4649.
- Khadkikar, V.; Chandra, A. e Singh, B. (2011) Digital signal processor implementation and performance evaluation of split capacitor, four-leg and three h-bridge-based three-phase four-wire shunt active filters, *Power Electronics, IET*, **4**(4):463–470.
- Kim, J.-H.; Sul, S.-K. e Enjeti, P. (2008) A carrier-based pwm method with optimal switching sequence for a multilevel four-leg voltage-source inverter, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **44**(4):1239–1248.

- Kolar, J. e Round, S. (2006) Analytical calculation of the rms current stress on the dc-link capacitor of voltage-pwm converter systems, *Electric Power Applications, IEE Proceedings* -, **153**(4):535–543.
- Kolar, J.; Ertl, H. e Zach, F. C. (1991) Influence of the modulation method on the conduction and switching losses of a pwm converter system, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **27**(6):1063–1075.
- Kouro, S.; Malinowski, M.; Gopakumar, K.; Pou, J.; Franquelo, L.; Wu, B.; Rodriguez, J.; Perez, M. e Leon, J. (2010) Recent advances and industrial applications of multilevel converters, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **57**(8):2553 –2580.
- Koval, D. O.; Bocancea, R. A.; Yao, K. e Hughes, M. B. (1998) Canadian national power quality survey: frequency and duration of voltage sags and surges at industrial sites, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **34**(5):904–910.
- Kushare, B. E.; Ghatol, A. A. e Date, T. N. (2007) Power quality survey of 33kv indian industrial supply system: Results and remedial actions, In: 2007 International Power Engineering Conference (IPEC 2007), pp. 320–325.
- Kusko, A. e Magnuson, L. (1968) Off-highway vehicles, *Proceedings of the IEEE*, **56**(4):600–604.
- Lai, J.-S. e Peng, F. Z. (1996) Multilevel converters-a new breed of power converters, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **32**(3):509–517.
- Leon, A.; Farias, M.; Battaiotto, P.; Solsona, J. e Valla, M. (2011) Control strategy of a dvr to improve stability in wind farms using squirrel-cage induction generators, *Power Systems, IEEE Transactions on*, **26**(3):1609–1617.
- Leon, J. I.; Portillo, R.; Vazquez, S.; Padilla, J. J.; Franquelo, L. G. e Carrasco, J. M. (2008) Simple unified approach to develop a time-domain modulation strategy for single-phase multilevel converters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **55**(9):3239–3248.
- Levi, E.; Satiawan, I.; Bodo, N. e Jones, M. (2012) A space-vector modulation scheme for multilevel open-end winding five-phase drives, *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, **27**(1):1–10.
- Li, B.; Choi, S. e Vilathgamuwa, D. (2002) Transformerless dynamic voltage restorer, *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, **149**(3):263 –273.

- Li, R. e Xu, D. (2013) Parallel operation of full power converters in permanent-magnet direct-drive wind power generation system, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **60**(4):1619–1629.
- Li, Y.; Hu, Y.; Huang, W.; Liu, L. e Zhang, Y. (2009) The capacity optimization for the static excitation controller of the dual-stator-winding induction generator operating in a wide speed range, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **56**(2):530–541.
- Li, Y. W.; Loh, P. C.; Blaabjerg, F. e Vilathgamuwa, D. M. (2007) Investigation and improvement of transient response of dvr at medium voltage level, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **43**(5):1309–1319.
- Limongi, L.; Roiu, D.; Bojoi, R. e Tenconi, A. (2009) Analysis of active power filters operating with unbalanced loads, In: Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE, pp. 584 –591.
- Liu, Q.; Peng, L.; Kang, Y.; Tang, S.; Wu, D. e Qi, Y. (2014) A novel design and optimization method of an LCL filter for a shunt active power filter, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **61**(8):4000–4010.
- Lopez, O.; Alvarez, J.; Doval-Gandoy, J.; Freijedo, F.; Lago, A. e Penalver, C. (2008) Four-dimensional space vector pwm algorithm for multilevel four-leg converters, In: Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE, pp. 3252–3259.
- Luna, B. E. O. B.; Jacobina, C. B. e Oliveira, A. C. (2011) A new pll structure for single-phase grid-connected systems, In: IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp. 1081–1084.
- de Macedo Barros, L.; Jacobina, C. B.; Oliveira, A. C.; de Freitas, I. S. e da Silva, E. R. C. (2015) Three-phase-to-three-phase ac/ac dc-link five-leg converters based on three- and two-level legs, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **51**(1):521–530.
- Martzloff, F. D. e Gruz, T. M. (1988) Power quality site surveys: facts, fiction, and fallacies, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **24**(6):1005–1018.
- Massoud, A.; Ahmed, S.; Enjeti, P. e Williams, B. (2010a) Evaluation of a multilevel cascaded-type dynamic voltage restorer employing discontinuous space vector modulation, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **57**(7):2398 –2410.

- Massoud, A. M.; Ahmed, S.; Enjeti, P. N. e Williams, B. W. (2010b) Evaluation of a multilevel cascaded-type dynamic voltage restorer employing discontinuous space vector modulation, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, **57**(7):2398–2410.
- McGranaghan, M. F.; Mueller, D. R. e Samotyj, M. J. (1993) Voltage sags in industrial systems, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **29**(2):397–403.
- McHattie, R. (1998) Dynamic voltage restorer the customers’s perspective, In: Dynamic Voltage Restorers - Replacing Those Missing Cycles (Digest No. 1998/189), IEE Half Day Colloquium on, pp. 1/1–1/5.
- Meyer, C.; Romaus, C. e DeDoncker, R. (2005) Five level neutral-point clamped inverter for a dynamic voltage restorer, In: Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on.
- Naidu, S. e Fernandes, D. (2007) Generation of unbalanced 3-phase voltages for dynamic voltage restoration using the 4-leg voltage source converter, In: Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE, pp. 1195–1200.
- Ng, C. H.; Parker, M. A.; Ran, L.; Tavner, P. J.; Bumby, J. R. e Spooner, E. (2008) A multilevel modular converter for a large, light weight wind turbine generator, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **23**(3):1062–1074.
- Nielsen, J.; Newman, M.; Nielsen, H. e Blaabjerg, F. (2004a) Control and testing of a dynamic voltage restorer (dvr) at medium voltage level, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **19**(3):806 – 813.
- Nielsen, J.; Newman, M.; Nielsen, H. e Blaabjerg, F. (2004b) Control and testing of a dynamic voltage restorer (dvr) at medium voltage level, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **19**(3):806–813.
- Nielsen, J. G. (2002) Design and Control of a Dynamic Voltage Restorer, Tese de Doutorado, Aalborg University.
- Nielsen, J. G. e Blaabjerg, F. (2005a) A detailed comparison of system topologies for dynamic voltage restorers, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **41**(5):1272–1280.
- Nielsen, J. G. e Blaabjerg, F. (2005b) A detailed comparison of system topologies for dynamic voltage restorers, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **41**(5):1272–1280.

- Nielsen, J. G.; Blaabjerg, F. e Mohan, N. (2001) Control strategies for dynamic voltage restorer compensating voltage sags with phase jump, In: Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE, vol. 2, pp. 1267–1273 vol.2.
- Nielsen, J. G.; Newman, M.; Nielsen, H. e Blaabjerg, F. (2004c) Control and testing of a dynamic voltage restorer (dvr) at medium voltage level, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **19**(3):806–813.
- Ojo, O. e Kshirsagar, P. (2004) Concise modulation strategies for four-leg voltage source inverters, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **19**(1):46–53.
- Olivares-Galvan, J.; Georgilakis, P.; Vazquez-Martinez, E. e Mendieta-Antunez, J. (2010) Comparison of three-phase distribution transformer banks against three-phase distribution transformers, In: Power Generation, Transmission, Distribution and Energy Conversion (MedPower 2010), 7th Mediterranean Conference and Exhibition on, pp. 1–6.
- Ortuzar, M.; Carmi, R.; Dixon, J. e Moran, L. (2006) Voltage-source active power filter based on multilevel converter and ultracapacitor DC link, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **53**(2):477 – 485.
- Ozpineci, B. e Tolbert, L. (2011) Smaller, faster, tougher, *Spectrum, IEEE*, **48**(10):45–66.
- Peffitsis, D.; Tolstoy, G.; Antonopoulos, A.; Rabkowski, J.; Lim, J.-K.; Bakowski, M.; Angquist, L. e Nee, H.-P. (2012) High-power modular multilevel converters with sic jfets, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **27**(1):28–36.
- Peng, F. Z.; Akagi, H. e Nabae, A. (1993) Compensation characteristics of the combined system of shunt passive and series active filters, *IEEE Transactions on Industry Applications*, **29**(1):144–152.
- Pereira, R.; da Silva, C.; da Silva, L.; Lambert-Torres, G. e Pinto, J. (2011) New strategies for application of adaptive filters in active power filters, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **47**(3):1136–1141.
- Pires, V. e Silva, J. (2012) Hybrid cascade multilevel inverter using a single dc source for open-end winding induction motors, In: Industrial Technology (ICIT), 2012 IEEE International Conference on, pp. 966–970.

- Prasai, A. e Divan, D. M. (2008) Zero-energy sag correctors optimizing dynamic voltage restorers for industrial applications, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, **44**(6):1777 – 1784.
- Quinn, C. e Mohan, N. (1992) Active filtering of harmonic currents in three-phase, four-wire systems with three-phase and single-phase nonlinear loads, In: Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1992. APEC '92. Conference Proceedings 1992., Seventh Annual, pp. 829–836.
- Rani, K. e Porkumaran, K. (2010) Multilevel shunt active filter based on sinusoidal subtraction methods under different load conditions, In: Computational Technologies in Electrical and Electronics Engineering (SIBIRCON), 2010 IEEE Region 8 International Conference on, pp. 692 –697.
- Rastogi, M.; Naik, R. e Mohan, N. (1994) A comparative evaluation of harmonic reduction techniques in three-phase utility interface of power electronic loads, *Industry Applications*, *IEEE Transactions on*, **30**(5):1149–1155.
- Reed, G. F.; Takeda, M. e Iyoda, I. (1999) Improved power quality solutions using advanced solid-state switching and static compensation technologies, In: Power Engineering Society 1999 Winter Meeting, IEEE, vol. 2, pp. 1132–1137 vol.2.
- Ribeiro, E. R. e Barbi, I. (2006) Harmonic voltage reduction using a series active filter under different load conditions, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **21**(5):1394–1402.
- Ribeiro, R.; Rocha, T.; de Sousa, R.; Junior, E. e Lima, A. (2014) A robust dc-link voltage control strategy to enhance the performance of shunt active power filters without harmonic detection schemes, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **PP**(99):1–1.
- Rodriguez, J.; Moran, L.; Pontt, J.; Hernandez, J.; Silva, L.; Silva, C. e Lezana, P. (2002) High-voltage multilevel converter with regeneration capability, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **49**(4):839–846.
- Roncero-Sanchez, P. e Acha, E. (2009) Dynamic voltage restorer based on flying capacitor multilevel converters operated by repetitive control, *Power Delivery, IEEE Transactions on*, **24**(2):951–960.
- Rosas-Caro, J.; Mancilla-David, F.; Ramirez-Arredondo, J. e Bakir, A. (2012) Two-switch three-phase ac-link dynamic voltage restorer, *Power Electronics, IET*, **5**(9):1754–1763.

- Saetieo, S.; Devaraj, R. e Torrey, D. (1995) The design and implementation of a three-phase active power filter based on sliding mode control, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **31**(5):993–1000.
- dos Santos, E.; de A Carlos, G. e Jacobina, C. (2011a) Dvr with open-end winding transformer, In: *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1329–1334.
- dos Santos, E.; Jacobina, C.; Rocha, N. e da Silva, E. (2011b) Six-phase machine drive system with reversible parallel ac-dc-ac converters, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **58**(5):2049–2053.
- dos Santos, E. C.; Jacobina, C. B.; Dias, J. A. A. e Rocha, N. (2011c) Single-phase to three-phase universal active power filter, *IEEE Transactions on Power Delivery*, **26**(3):1361–1371.
- Sawant, R. e Chandorkar, M. (2009) A multifunctional four-leg grid-connected compensator, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **45**(1):249–259.
- Sekhar, K. e Srinivas, S. (2013) Discontinuous decoupled pwms for reduced current ripple in a dual two-level inverter fed open-end winding induction motor drive, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **28**(5):2493–2502.
- Shi, C.; Qiu, J. e Lin, R. (2007) A novel self-commutating low-speed reluctance motor for direct-drive applications, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **43**(1):57–65.
- Siahkali, H. (2008) Power quality indexes for continue and discrete disturbances in a distribution area, In: *Power and Energy Conference, 2008. PECon 2008. IEEE 2nd International*, pp. 678–683.
- da Silva, E.; dos Santos, E. e Jacobina, C. (2011) Pulsewidth modulation strategies, *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, **5**(2):37–45.
- Silva, S. M. (1999) Estudo de Projeto de Um Restaurador Dinamico de Tensao, Dissert. de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais (UFMG).
- Singh, B.; Al-Haddad, K. e Chandra, A. (1999) A review of active filters for power quality improvement, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **46**(5):960–971.
- Sochor, P. e Akagi, H. (2015) Energy-balancing control of a delta-configured modular multilevel cascade inverter for utility-scale photovoltaic systems, In: *2015 IEEE Energy*

Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 4706–4713.

- Sochor, P. e Akagi, H. (2016) Theoretical comparison in energy-balancing capability between star- and delta-configured modular multilevel cascade inverters for utility-scale photovoltaic systems, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **31**(3):1980–1992.
- Somasekhar, V.; Gopakumar, K.; Baiju, M.; Mohapatra, K. e Umanand, L. (2005) A multilevel inverter system for an induction motor with open-end windings, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **52**(3):824–836.
- Somayajula, D. e Crow, M. (2014) An ultracapacitor integrated power conditioner for intermittency smoothing and improving power quality of distribution grid, *Sustainable Energy, IEEE Transactions on*, **5**(4):1145–1155.
- Srianthumrong, S. e Akagi, H. (2003) A medium-voltage transformerless ac/dc power conversion system consisting of a diode rectifier and a shunt hybrid filter, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **39**(3):874–882.
- Stones, J. e Collinson, A. (2001) Power quality, *Power Engineering Journal*, **15**(2):58–64.
- Stump, M. D.; Keane, G. J. e Leong, F. K. S. (1998a) The role of custom power products in enhancing power quality at industrial facilities, In: Energy Management and Power Delivery, 1998. Proceedings of EMPD '98. 1998 International Conference on, vol. 2, pp. 507–517 vol.2.
- Stump, M. D.; Keane, G. J. e Leong, F. K. S. (1998b) The role of custom power products in enhancing power quality at industrial facilities, In: Energy Management and Power Delivery, 1998. Proceedings of EMPD '98. 1998 International Conference on, vol. 2, pp. 507–517 vol.2.
- Subramanian, S. e Mishra, M. (2010) Interphase ac-ac topology for voltage sag supporter, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **25**(2):514–518.
- Suriano, J. e Ong, C.-M. (1996) Variable reluctance motor structures for low-speed operation, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **32**(2):345–353.
- d. T. Mouton, H.; McGrath, B.; Holmes, D. G. e Wilkinson, R. H. (2014) One-dimensional spectral analysis of complex pwm waveforms using superposition, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **29**(12):6762–6778.

- Tang, Y.; Loh, P. C.; Wang, P.; Choo, F. H.; Gao, F. e Blaabjerg, F. (2012) Generalized design of high performance shunt active power filter with output lcl filter, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **59**(3):1443–1452.
- Terciyani, A.; Avci, T.; Yilmaz, I.; Ermis, C.; Kose, K.; Acik, A.; Kalaycioglu, A.; Akkaya, Y.; Cadirci, I. e Ermis, M. (2012) A current source converter-based active power filter for mitigation of harmonics at the interface of distribution and transmission systems, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **48**(4):1374–1386.
- Trzynadlowski, A.; Kirlin, R. e Legowski, S. (1997) Space vector pwm technique with minimum switching losses and a variable pulse rate [for vsi], *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **44**(2):173–181.
- Tsunoda, A.; Hinago, Y. e Koizumi, H. (2014) Level- and phase-shifted pwm for seven-level switched-capacitor inverter using series/parallel conversion, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, **61**(8):4011–4021.
- Vilathgamuwa, M.; Perera, A. A. D. R.; Choi, S. S. e Tseng, K. J. (1999) Control of energy optimized dynamic voltage restorer, In: Industrial Electronics Society, 1999. IECON '99 Proceedings. The 25th Annual Conference of the IEEE, vol. 2, pp. 873–878 vol.2.
- Wang, B. e Venkataramanan, G. (2009) Dynamic voltage restorer utilizing a matrix converter and flywheel energy storage, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **45**(1):222 – 231.
- Wang, B.; Venkataramanan, G. e Illindala, M. (2006) Operation and control of a dynamic voltage restorer using transformer coupled h-bridge converters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, **21**(4):1053–1061.
- Wang, Z.; Shi, X.; Tolbert, L.; Wang, F.; Liang, Z.; Costinett, D. e Blalock, B. (2015) A high temperature silicon carbide mosfet power module with integrated silicon-on-insulator-based gate drive, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **30**(3):1432–1445.
- Welchko, B. e Lipo, T. (2001) A novel variable-frequency three-phase induction motor drive system using only three controlled switches, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **37**(6):1739–1745.
- Wen, J.; Zhou, L. e Smedley, K. (2010a) Power quality improvement at medium-voltage grids using hexagram active power filter, In: Applied Power Electronics Conference and

- Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE, pp. 47–57.
- Wen, J.; Zhou, L. e Smedley, K. (2010b) Reactive power compensation and harmonics elimination at medium-voltage using hexagram converter, In: 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 136–144.
- Woodley, N. H.; Morgan, L. e Sundaram, A. (1999) Experience with an inverter-based dynamic voltage restorer, *IEEE Transactions on Power Delivery*, **14**(3):1181–1186.
- Woodley, N. H.; Sundaram, A.; Holden, T. e Einarson, T. C. (2000) Field experience with the new platform-mounted DVR^{TM} , In: Power System Technology, 2000. Proceedings. PowerCon 2000. International Conference on, vol. 3, pp. 1323–1328 vol.3.
- Xu, Z.; Li, R.; Zhu, H.; Xu, D. e Zhang, C. (2012) Control of parallel multiple converters for direct-drive permanent-magnet wind power generation systems, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **27**(3):1259–1270.
- Yi, H.; Zhuo, F.; Zhang, Y.; Li, Y.; Zhan, W.; Chen, W. e Liu, J. (2014) A source-current-detected shunt active power filter control scheme based on vector resonant controller, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **50**(3):1953–1965.
- Zhan, C.; Arularpalam, A.; Ramachandaramurthy, V.; Fitzner, C.; Barnes, M. e Jenkins, N. (2001) Dynamic voltage restorer based on 3-dimensional voltage space vector pwm algorithm, In: Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual, vol. 2, pp. 533–538 vol.2.
- Zhan, C.; Arulampalam, A. e Jenkins, N. (2003) Four-wire dynamic voltage restorer based on a three-dimensional voltage space vector pwm algorithm, *Power Electronics, IEEE Transactions on*, **18**(4):1093–1102.
- Zhang, D.; Wang, F.; Burgos, R.; Lai, R. e Boroyevich, D. (2010) Impact of interleaving on ac passive components of paralleled three-phase voltage-source converters, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, **46**(3):1042–1054.