



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

Conversores Aplicados a Sistemas Monofásicos a Três Fios para Conversão e Compensação de Energia

Dissertação de Mestrado

Bruna Seibel Gehrke

Orientadores:

Cursino Brandão Jacobina, Prof. Dr.Ing.

Italo Roger Ferreira Moreno Pinheiro da Silva, Prof. D.Sc.

Campina Grande, Paraíba, Brasil

Fevereiro de 2019



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

Conversores Aplicados a Sistemas Monofásicos a Três Fios para Conversão e Compensação de Energia

Bruna Seibel Gehrke

Dissertação de Mestrado submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

Área de Conhecimento: Processamento de Energia

Orientadores:

Cursino Brandão Jacobina, Prof. Dr.Ing.

Italo Roger Ferreira Moreno Pinheiro da Silva, Prof. D.Sc.

Campina Grande, Paraíba, Brasil

Fevereiro de 2019

G311c Gehrke, Bruna Seibel.

Conversores aplicados a sistemas monofásicos a três fios para conversão e compensação de energia / Bruna Seibel Gehrke. – Campina Grande, 2019.

60 f. : il.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática, 2019.

"Orientação: Prof. Dr. Cursino Brandão Jacobina, Prof. Dr. Italo Roger Ferreira Moreno Pinheiro da Silva".

Referências.

1. Sistemas monofásicos a três fios. 2. Conversores CA/CC/CA. 3. Conversores CC/CA. I. Jacobina, Cursino Brandão. II. Silva, Italo Roger Ferreira Moreno Pinheiro da. III. Título.

CDU 621.314.5(043)

**"CONVERSORES APLICADOS A SISTEMAS MONOFÁSICO A TRÊS FIOS PARA
CONVERSÃO E COMPENSAÇÃO DE ENERGIA"**

BRUNA SEIBEL GEHRKE

DISSERTAÇÃO APROVADA EM 25/02/2019



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



ITALO ROGER FERREIRA MORENO PINHEIRO DA SILVA, D.Sc., UFPE
Orientador(a)



ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFCG
Examinador(a)



GUTEMBERG GONÇALVES DOS SANTOS JÚNIOR, Dr., UFCG
Examinador(a)

CAMPINA GRANDE - PB

Resumo

Esta dissertação propõe conversores aplicados à sistemas monofásicos a três fios. Dentre esses quatro são CC/CA baseados em braços neutro grampeado (*neutral-point clamped*) (NPC), em que um possui dois braços e três possuem três braços - sendo dois são versões híbridas. Além disso, propõem-se dois conversores CA/CC/CA monofásicos para monofásicos a três fios baseados em braços dois níveis (2L). Apresentam-se técnicas de modulação modulação por largura de pulso (*pulse width modulation*) (PWM) e estratégias de controle. Além disso, os conversores CA/CC/CA propostos são avaliados quanto a corrente do braço compartilhado, corrente do barramento CC e tensões do barramento CC. Comparações entre os conversores convencionais e propostos são realizadas em termos de distorções harmônicas das tensões de entrada e saída, e também perdas nos dispositivos semicondutores. Por fim, o desempenho dos conversores é avaliado por meio de resultados de simulação e experimentais.

Palavras-chave: sistemas monofásicos a três fios, conversores CA/CC/CA, conversores CC/CA.

Abstract

This dissertation proposes converters applied to single-phase three-wire systems. Among these converters, four are DC/AC NPC-based legs, in which one has two legs and three have three legs - wherein two are hybrid versions. In addition, two single-phase to single-phase three-wire AC/DC/AC converters based on two-level (2L) legs are proposed. PWM modulation techniques and control strategies are presented. In addition, the proposed AC/DC/AC converters are evaluated for shared-leg currents, DC-link current and DC-link voltages. Comparisons between the conventional and proposed converters are performed in terms of harmonic distortions of the input and output voltages, as well as losses in the semiconductor devices. Finally, the performance of the converters are evaluated by simulation and experimental results.

Keywords: single-phase three-wire systems, DC/AC converters, AC/DC/AC converters

Lista de Tabelas

2.1	Efeito dos estados de chaveamento em Δ_{V_C} quando $i_{l_1} < 0$ no conversor P-33.	17
2.2	Efeito dos estados de chaveamento em Δ_{V_C} quando $i_{l_1} < 0$ no conversor P-333.	17
2.3	Efeito dos estados de chaveamento em Δ_{V_C} quando $i_{l_1} < 0$ no conversor P-233.	18
2.4	Efeito dos estados de chaveamento em Δ_{V_C} quando $i_{l_1} < 0$ no conversor P-322.	18
2.5	Parâmetros utilizados para comparação dos conversores convencional (conversor convencional de três braços 2L (C-222)) e propostos (conversor proposto de dois braços NPC (P-33), conversor proposto de três braços NPC (P-333), conversor proposto híbrido com dois braços NPC e um braço 2L (P-233) e conversor proposto híbrido com um braço NPC e dois braços 2L (P-322)) em termos de distorções harmônicas das tensões e de perdas nos semicondutores .	20
2.6	Distorção harmônica das tensões v_{l_1} e v_{l_2} dos conversores propostos e convencional.	21
2.7	Perdas nos semicondutores dos conversores com a mesma frequência de chaveamento.	22
2.8	Perdas nos semicondutores dos conversores igualando as distorção harmônica total ponderada (<i>weighted total harmonic distortion</i>) (WTHD).	22
2.9	Parâmetros utilizados para a simulação e validação experimental dos conversores P-33, P-333, P-233 e P-322.	23
3.1	Regiões de operação para as topologias convencionais e propostas.	36
3.2	Parâmetros utilizados para comparação dos conversores convencionais (topologia de cinco braços convencional (C-5L) e topologia de três braços convencional (C-3L)) e propostos (conversor proposto de quatro braços (P-4L) e conversor proposto de três braços (P-3L)) em termos de distorções harmônicas das tensões e de perdas nos semicondutores	46

3.3	Distorção harmônica das tensões v_g , v_{l_1} e v_{l_2} dos conversores convencionais (C-5L e C-3L) e propostos (P-4L e P-3L) para diferentes valores de fator de potência (FP).	47
3.4	Perdas nos semicondutores dos conversores convencionais (C-5L e C-3L) e propostos (P-4L e P-3L) para diferentes valores de FP considerando cargas balanceadas.	48
3.5	Parâmetros utilizados para a simulação e para validação experimental dos conversores P-4L e P-3L.	49

Lista de Figuras

1.1	Transformador monofásico a três fios	2
1.2	Inversor de três braços isolado da rede elétrica.	3
1.3	Inversor de três braços conectado a rede elétrica.	3
1.4	Inversor de três braços conectado a rede elétrica.	4
1.5	Inversor de dois braços conectado a rede elétrica.	5
1.6	Inversor de três braços com número reduzido de braços controlados conectado a rede elétrica.	5
2.1	Circuito do conversor convencional C-222.	11
2.2	Circuito do conversor proposto P-33.	11
2.3	Circuito do conversor proposto P-333.	12
2.4	Circuito do conversor proposto P-233.	12
2.5	Circuito do conversor proposto P-322.	13
2.6	Planos vetoriais v_{l_1} X v_{l_2} para as topologias propostas. (a) P-33. (b) P-333. (c) P-233. (d) P-322.	15
2.7	Controle por histerese.	19
2.8	Tensões v_{l_1} e v_{l_2} geradas pelos conversores convencional C-222 e propostas P-33, P-333, P-233 e P-322.	20
2.9	Formas de onda simuladas em regime permanente das tensões v_{l_1} e v_{l_2} , e correntes i_{l_1} e i_{l_2} para cargas balanceadas (a) P-33, (b)P-333, (c) P-233 e (d) P-322.	24
2.10	Formas de onda experimentais em regime permanente das tensões v_{l_1} e v_{l_2} , e correntes i_{l_1} e i_{l_2} para cargas balanceadas (a) P-33, (b)P-333, (c) P-233 e (d) P-322.	24

2.11	Formas de onda simuladas em regime permanente das tensões v_{l_1} e v_{l_2} , e correntes i_{l_1} e i_{l_2} para cargas desbalanceadas (a) P-33, (b)P-333, (c) P-233 e (d) P-322.	25
2.12	Formas de onda experimentais em regime permanente das tensões v_{l_1} e v_{l_2} , e correntes i_{l_1} e i_{l_2} para cargas desbalanceadas (a) P-33, (b)P-333, (c) P-233 e (d) P-322.	25
2.13	Formas de onda simuladas sob um transitório na carga dos conversores (a) P-33, (b)P-333, (c) P-233 e (d) P-322.	26
2.14	Formas de onda experimentais sob um transitório na carga dos conversores (a) P-33, (b)P-333, (c) P-233 e (d) P-322.	27
3.1	Topologia convencional de cinco braços (C-5L).	29
3.2	Topologia convencional de três braços (C-3L).	29
3.3	Topologia proposta de quatro braços (P-4L).	30
3.4	Topologia proposta de três braços (P-3L).	31
3.5	Diagrama fasorial das tensões de entrada.	32
3.6	Diagrama vetorial das tensões para o topologia P-4L: (a) $v_g - v_{l_1}$ e (b) $v_g - v_{l_2}$	34
3.7	Diagrama vetorial das tensões para o topologia P-3L: (a) $v_g + v_{l_1}$ e (b) $v_g + v_{l_1} - v_{l_2}$	34
3.8	Tensão do barramento da topologia P-4L variando a amplitude da tensão v_g para diferentes valores de α	35
3.9	Tensão do barramento da topologia P-3L variando a amplitude da tensão v_g para diferentes valores de α	36
3.10	Diagrama vetorial relacionando as correntes e tensões das topologias propostas: (a) P-4L (b) P-3L.	39
3.11	Amplitude da corrente no braço compartilhado normalizada com a corrente da carga para topologia P-3L operando com cargas de FP igual.	40
3.12	Formas de onda das tensões de polo de referência considerando $\mu_x = 0$, $\mu_x = 0,5$ e $\mu_x = 1$	41
3.13	Técnica PWM escalar utilizada para obtenção dos sinais de comando das chaves.	42
3.14	Diagrama de blocos do sistema de controle.	43
3.15	Formas de onda simuladas das tensões v_g , v_{l_1} e v_{l_2} geradas pelos conversores convencionais (C-5L e C-3L) e propostos (P-4L e P-3L) em regime permanente.	46

3.16	Distorção harmônica das tensões v_g , v_{l_1} e v_{l_2} em função do ângulo α	48
3.17	Resultados de simulação (P-4L na esquerda e P-3L na direita).	50
3.18	Formas de onda experimentais em regime permanente do conversor P-4L (a) v_g , v_{l_1} e v_{l_2} , (b) e_g , i_g , i_{l_1} e i_{l_2} para cargas balanceadas, (c) i_g , i_h , i_{l_1} e i_{l_2} para cargas desbalanceadas.	52
3.19	Formas de onda experimentais em regime permanente do conversor P-3L (a) v_g , v_{l_1} e v_{l_2} , (b) e_g , i_g , i_{l_1} e i_{l_2} para cargas balanceadas, (c) i_g , i_C , i_{l_1} e i_{l_2} para cargas desbalanceadas.	52
3.20	Formas de onda experimentais sob uma transição na carga RL do conversor P-4L.	52
3.21	Formas de onda experimentais sob uma transição na carga RL do conversor P-3L.	52
3.22	Formas de onda experimentais sob uma sobretensão em e_g do conversor P-4L.	53
3.23	Formas de onda experimentais sob uma sobretensão em e_g do conversor P-3L.	53
3.24	Formas de onda experimentais sob um afundamento em e_g do conversor P-4L.	53
3.25	Formas de onda experimentais sob um afundamento em e_g do conversor P-3L.	53

Lista de Símbolos

C, C_1, C_2 capacitância do barramento CC

e_g tensão da rede

E_g amplitude de e_g

E_{V_C} erro relativo de tensão entre os capacitores

f_g frequência da rede

f_l frequência da carga

f_s frequência de chaveamento

i_C corrente do barramento CC

i_g corrente da rede

i_{l_1}, i_{l_2} corrente das cargas

i_h corrente do braço compartilhado

I_h amplitude de i_h

ki_{ig} ganho integral do controlador PI de corrente

kp_{ig} ganho proporcional do controlador PI de corrente

ki_v ganho integral do controlador PI da tensão do barramento CC

kp_v ganho proporcional do controlador PI da tensão do barramento CC

L_g indutância de filtro

P_{cd} perdas por condução nos semicondutores

P_l potência do sistema

P_{sw} perdas por chaveamento nos semicondutores

P_{to} perdas totais nos semicondutores

q_s sinais de gatilho das chaves

R_g resistência da rede

s braços do conversor

T período de chaveamento

T_g constante de tempo da impedância da rede

v_C tensão do barramento CC

v_g tensão de entrada do conversor

V_g amplitude de v_g

v_{l_1}, v_{l_2} tensão de saída do conversor

V_l amplitude de v_{l_1} e v_{l_2}

v_{s0} tensões de polo

v_x^* tensões de referência auxiliar

X_g reatância de L_g

α ângulo entre v_g e v_{l_1}

δ_g ângulo de carga

Δ_{V_C} diferença entre V_{C_1} e V_{C_2}

μ_x fator de distribuição

ω frequência angular da fundamental

ω_{oi} frequência angular de ressonância da malha de controle de corrente

ω_{ov} frequência angular de ressonância da malha de controle de tensão

ϕ_{l_1}, ϕ_{l_2} ângulo do FP das cargas

φ ângulo do FP da rede

ξ fator de amortecimento do sistema

Lista de Abreviaturas e Siglas

2L	dois níveis
C-222	conversor convencional de três braços 2L
C-5L	topologia de cinco braços convencional
C-3L	topologia de três braços convencional
CA	corrente alternada
CC	corrente contínua
DSP	processador digital de sinais (<i>digital signal processor</i>)
FP	fator de potência
IGBT	transistor bipolar de porta isolada (<i>insulated gate bipolar transistor</i>)
NPC	neutro grampeado (<i>neutral-point clamped</i>)
P-233	conversor proposto híbrido com dois braços NPC e um braço 2L
P-4L	conversor proposto de quatro braços
P-322	conversor proposto híbrido com um braço NPC e dois braços 2L
P-33	conversor proposto de dois braços NPC
P-333	conversor proposto de três braços NPC
P-3L	conversor proposto de três braços
PI	proporcional-integral
PLL	malha de captura de fase (<i>phase-locked loop</i>)

- PWM** modulação por largura de pulso (*pulse width modulation*)
- UPS** fornecimento ininterrupto de energia (*uninterruptible power supply*)
- WTHD** distorção harmônica total ponderada (*weighted total harmonic distortion*)

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Revisão bibliográfica	2
1.2	Motivação e objetivos	7
1.3	Produção científica	8
1.4	Organização do trabalho	8
2	Conversores CC/CA Monofásico a Três Fios Baseados em Braços NPC	10
2.1	Modelo do sistema	10
2.2	Modulação PWM	14
2.3	Balanceamento das tensões dos capacitores do barramento CC	16
2.4	Comparações entre as topologias convencionais e propostas	19
2.4.1	Distorções harmônicas	20
2.4.2	Perdas nos dispositivos semicondutores	21
2.5	Resultados de simulação e experimentais	22
2.5.1	Regime permanente	23
2.5.2	Transitório de carga	23
3	Conversores CA/CC/CA monofásicos a três fios	28
3.1	Modelo do sistema	28
3.2	Análise das topologias propostas	31
3.2.1	Limites de operação	32
3.2.2	Regiões de operação	33
3.2.3	Corrente do capacitor	35
3.2.4	Corrente do braço compartilhado	38
3.3	Estratégia PWM	39
3.3.1	Conversor P-4L	40

3.3.2	Conversor P-3L	41
3.4	Estratégia de controle	42
3.4.1	Modelo de Controle	43
3.5	Comparações entre as topologias convencionais e propostas	45
3.5.1	Distorções harmônicas	45
3.5.2	Perdas nos dispositivos semicondutores	47
3.6	Resultados de simulação e experimentais	49
3.6.1	Resultados de simulação	50
3.6.2	Resultados de experimentais	50
4	Conclusão	54
4.1	Trabalhos futuros	56
	Referências Bibliográficas	57

1

Introdução

Tradicionalmente a geração e distribuição de energia elétrica são baseadas em sistemas trifásicos, porém, em países com grande extensão territorial como o Brasil e os Estados Unidos, sistemas monofásicos são bastante utilizados. Isto se deve, principalmente, aos custos associados a implementação de um sistema trifásico serem maiores dos associados a um sistema monofásico de transmissão de energia. Além disso, nos Estados Unidos e Japão, redes de distribuição monofásicas a três fios são amplamente utilizados em residências e pequenos estabelecimentos comerciais.

Sistemas monofásicos a três fios são compostos por duas fases defasadas em 180° e pelo neutro. Dessa forma, é possível conectar equipamentos tanto na tensão de fase como na tensão de linha, sendo que a tensão de linha tem o dobro da amplitude da tensão de fase. Nos Estados Unidos, por exemplo, a tensão de fase padrão é 120 V, então a tensão de linha é 240 V. Nesse sistema, pequenos equipamentos e iluminação são conectados na tensão de fase, enquanto equipamentos de maior potência como, condicionadores de ar, aquecedores e secadoras, são conectados na tensão de linha. Essa prática de conectar equipamentos de maior potência em tensões maiores resulta na redução da bitola dos condutores nestes circuitos, pois demanda menores correntes.

A partir de um sistema monofásico simples utilizando transformadores bifilar, é possível obter um sistemas monofásicos a três fios, conforme se ilustra na Figura 1.1. Esses transformadores têm o enrolamento primário monofásico e o enrolamento secundário com uma

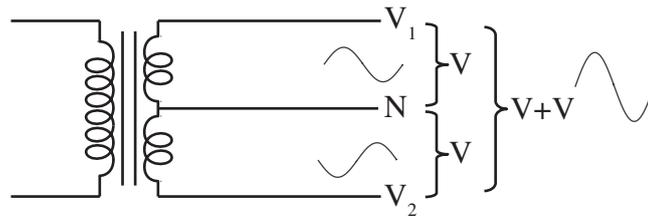


Figura 1.1: Transformador monofásico a três fios

derivação central, cujo ponto central é conectado ao neutro. Diante disso, a tensão entre as extremidades é igual duas vezes a tensão de cada extremidade até o centro. No entanto, quando cargas desbalanceadas são conectadas, as tensões de saída ficam desbalanceadas e a entrada apresenta baixo fator de potência (FP). Além disso, a crescente utilização de equipamentos eletrônicos e cargas não lineares tem acarretado no aumento de problemas com distorção harmônica e conseqüentemente redução do FP. Diante disso, topologias de conversores estáticos de potência podem ser estudadas para solucionar esses problemas.

Nesse sentido, a aplicação de conversores CA/CC/CA têm atraído o interesse como compensadores estáticos de potência de energia. Esses conversores, diferentemente dos transformadores em que a carga influencia na qualidade da energia, são capazes de controlar a tensão de saída, mantendo a amplitude e frequência constantes, manter a corrente com baixa distorção harmônica e elevar o FP na rede elétrica independente da carga conectada. Por conseguirem atender esses requisitos de qualidade de energia, os conversores podem alimentar diferentes cargas, inclusive cargas crítica, tais como computadores, controladores lógicos programáveis, sistemas de telecomunicações etc.

1.1 Revisão bibliográfica

Conversores aplicados a sistemas monofásico a três fios

Em (CHIANG e LIAW, 1994), foi proposto um sistema isolado de um inversor de três braços alimentado por baterias para suprir um sistema monofásico a três fios. Conforme se ilustra na Figura 1.2, as cargas são conectadas entre o ponto intermediário de dois braços, sendo que o neutro de ambas as cargas compartilham um dos braços.

Em (LIAW e CHIANG, 1994), os mesmos autores utilizaram o mesmo inversor de três braços que operava como sistema de armazenamento de energia em baterias e conectado a

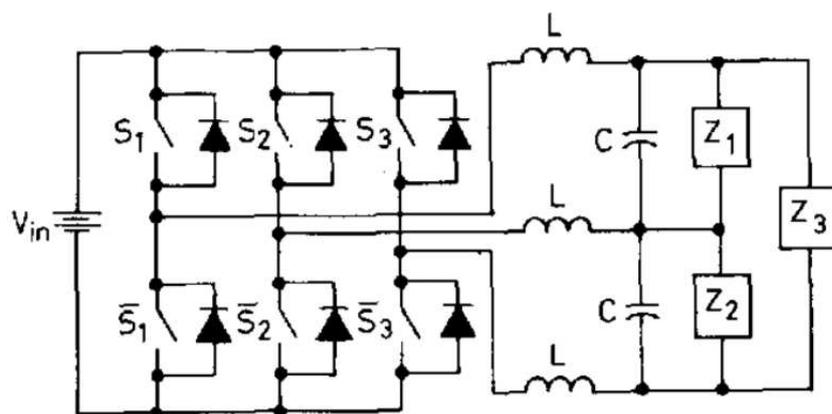


Figura 1.2: Inversor de três braços isolado da rede elétrica. Fonte: (CHIANG e LIAW, 1994) .

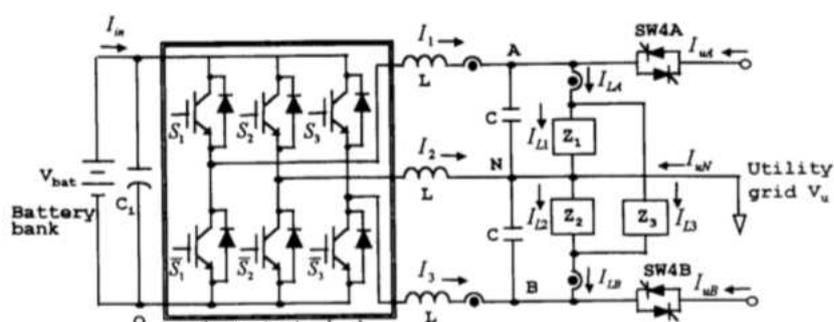


Figura 1.3: Inversor de três braços conectado a rede elétrica. Fonte: (LIAW e CHIANG, 1994).

rede elétrica, conforme se ilustra na Figura 1.3. Portanto, quando a rede elétrica operava normal, a bateria era carregada e o sistema operava como compensador, corrigindo o FP e minimizando a distorção harmônica da corrente. Por outro lado, em caso de falha na rede elétrica, o sistema era capaz de suprir as cargas.

O mesmo inversor de três braços foi aplicado a sistema fotovoltaicos em (KUO et al., 2003), utilizando o mesmo esquema de ligações das cargas. Porém, em vez de banco de baterias, um painel fotovoltaico foi conectado no barramento CC. Esse inversor utilizou controle do rastreamento do ponto de máxima potência, controle da corrente de neutro e de linha da rede elétrica. Assim, o inversor fornece uma corrente de linha com FP unitário e mantém a corrente de neutro nula.

Em (TANAKA et al., 2007), foi proposto um controle para o balanço das correntes utilizando coeficientes de correlação entre a tensão da rede e as correntes das cargas para o inversor de três braços. Em (LUNG et al., 2013), foi proposto um controle sigma-delta para geração híbrida residencial. Esse controle apresentou melhora na distorção harmônica

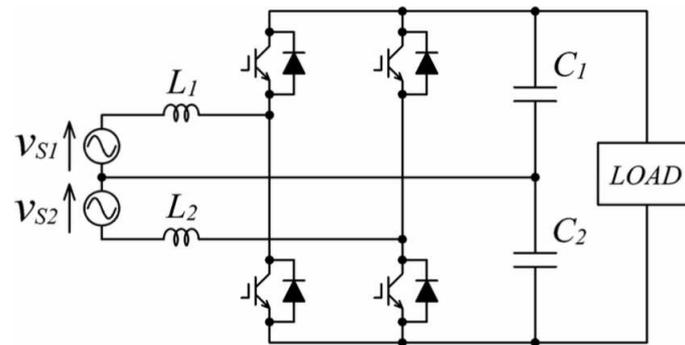


Figura 1.4: Inversor de três braços conectado a rede elétrica. Fonte: (CHIANG e LIAW, 1994).

comparando com um controlado proporcional-integral (PI) ressonante, além de apresentar uma resposta dinâmica mais rápida.

Em (ALSMADI et al., 2014), foi proposto um controle de modo deslizante que oferece robustez, baixa sensibilidade a variações e distúrbios nos parâmetros da planta, bom desempenho dinâmico, erro nulo em regime permanente e fácil implementação. O controle proposto manteve a tensão de saída constante e as correntes senoidais e manteve o FP unitário.

Em (FUJITA e IIDA, 2006), foi proposto um inversor dois braços dois níveis (2L) aplicado a sistemas monofásico a três fios. O inversor é formado por duas meia-pontes, em que cada carga é conectada entre um dos braços e ao ponto central do barramento CC, como ilustrado na Figura 1.4. Esse inversor pode operar como um compensador de potência. Em (WU et al., 2013) foi proposto um controle interativo e um método de estimação impedância da carga para o inversor de dois braços, que determina as características da carga e compensa a tensão de saída para que se mantenha senoidal.

Em (BABA et al., 2011), o inversor dois braços 2L aplicado a sistemas monofásicos a três fios foi utilizado, em que um terceiro braço com chaves de menor potência foi utilizado para fazer o balanço da tensão do barramento CC, conforme ilustra a Figura 1.5. Devido à conexão no ponto médio do capacitor, quando cargas desbalanceadas são conectadas a corrente do barramento CC é composta por uma componente com a frequência da fundamental fazendo com que a tensão do barramento CC também seja desbalanceada.

Em (TANAKA et al., 2013), o inversor de três braços foi utilizado como carregador para veículos elétricos com compensador de qualidade de energia. Um quarto braço foi adicionado para a operação de carregamento/descarregamento da bateria. Em (TANAKA

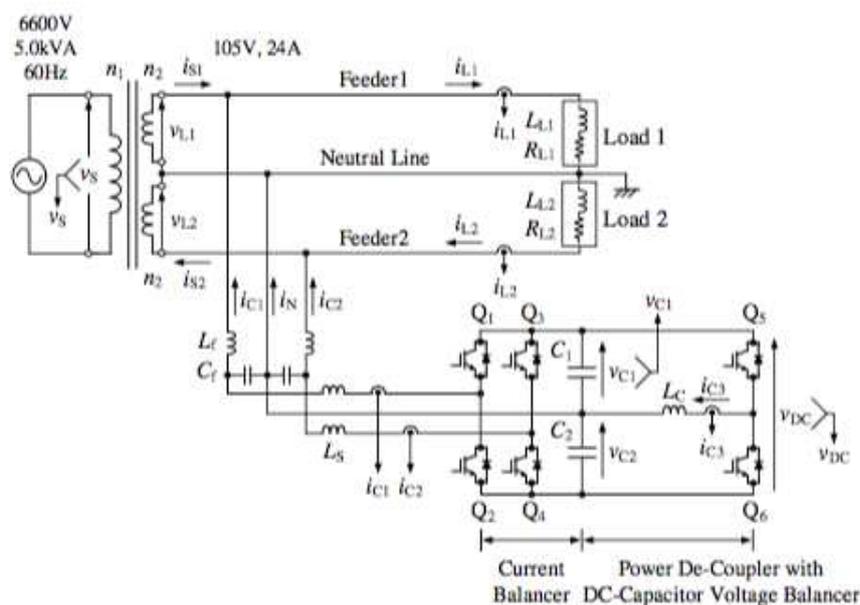


Figura 1.5: Inversor de dois braços conectado a rede elétrica. Fonte: (BABA et al., 2011).

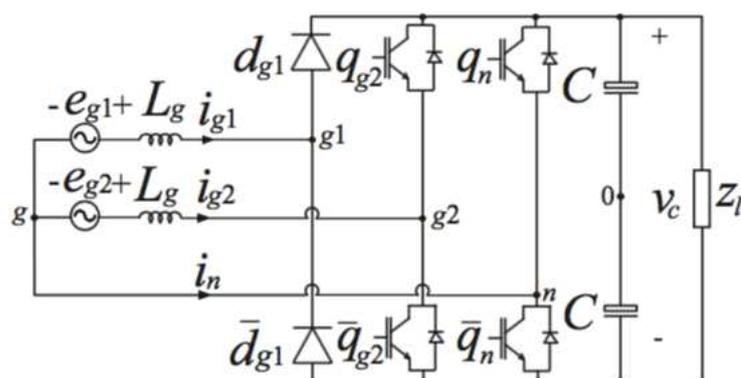


Figura 1.6: Inversor de três braços com número reduzido de braços controlados conectado a rede elétrica. Fonte: (BABA et al., 2011).

et al., 2015a; TANAKA et al., 2015b; TANAKA et al., 2016; NISHIKAWA et al., 2018), foram desenvolvidas estratégias de controle baseada no controle de potência reativa para reduzir a capacitância do capacitor do barramento CC.

Os autores (MARINUS et al., 2017) estudaram conversor de três braços como retificador, e propuseram a substituição de um dos braços controlados por um braço não controlado, a fim de reduzir os custo do conversor. O retificador é ilustrado na Figura 1.6. Neste caso, o conversor possui fluxo de potência unidirecional.

Na literatura, são apresentados conversores CA/CC e CC/CA compostos por braços 2L para aplicações em sistemas monofásicos a três fios. Conversores multiníveis ainda são pouco

explorados para esses sistemas, assim como, os conversores CA/CC/CA.

Conversores CC/CA multiníveis NPC

Visando melhorar a distorção harmônica das tensões produzidas pelo conversor, topologias multiníveis podem ser utilizadas. Esses conversores têm a capacidade de produzir tensão com mais níveis, elevando a qualidade da forma de onda de tensão. Além disso, esses conversores requerem dispositivos semicondutores com tensão de bloqueio reduzida, filtros reduzidos e capacidade de tensão de operação maior.

Desta forma, conversores utilizando braços de três níveis neutro grampeado (*neutral-point clamped*) (NPC) são bastante utilizados em aplicações monofásicas e trifásicas. Em contrapartida, esses conversores possuem maior número de dispositivos semicondutores. De forma a reduzir o número de chaves de potência e diodos, versões híbridas utilizando braços NPC e braços 2L podem ser utilizadas. Esses conversores, mesmo utilizando menor número de braços NPC, conseguem produzir mais níveis de tensão do que conversores convencionais 2L, de modo que é possível reduzir o custo e minimizar o tamanho dos conversores.

Conversores CA/CC/CA

Conversores CA/CC/CA podem regular a tensão na carga, além de manter elevado FP e compensar as distorções harmônicas na corrente da rede elétrica. Convencionalmente, conversores CA/CC/CA na configuração monofásica/monofásica são compostos por quatro braços, em que tanto o lado da rede como da carga são formados por pontes completas. Outra topologia convencional é composta apenas de dois braços, essa topologia é formada por meia ponte em ambos os lados fazendo com que o neutro seja conectado ao ponto central do barramento CC.

A utilização de conversores CA/CC/CA na configuração monofásica/monofásica de três braços para o fornecimento ininterrupto de energia (*uninterruptible power supply*) (UPS) foram apresentadas em (ANDOH et al., 1997; UEMATSU et al., 1998; PARK et al., 2001). Esses conversores possuem um braço compartilhado pela rede e pela carga, o que reduz o número de chaves em comparação com conversores de quatro braços, ou seja, conversores utilizando ponte completa no lado da carga e rede. Comparando com os conversores que são

formados por meia ponte em ambos lados, o conversor de quatro braços possui um braço a mais, porém elimina a conexão no ponto central do barramento CC.

Os sistemas CA/CC/CA na configuração monofásica/trifásica e na configuração monofásica/bifásica convencionalmente pode-se utilizar conversores de cinco braços. Também, convencionalmente conversores compostos de três braços são utilizados, neste caso, o ponto central do barramento CC e conectado ao neutro (JACOBINA et al., 1997; ENJETI e RAHMAN, 1993). De forma a reduzir o número de chaves comparado ao conversor de cinco braços e aumentar o desempenho (reduzindo as distorções harmônicas e eliminando a circulação de corrente com a frequência da fundamental no barramento CC) comparando com o conversor de três braços, o conversor de quatro braços é apresentado por (JACOBINA et al., 2003; JACOBINA et al., 2005).

1.2 Motivação e objetivos

Na literatura, são apresentados vários conversores CA/CC/CA nas configurações monofásica/monofásica, monofásicos/trifásico e monofásicos/bifásico 90° aplicados a sistemas de conversão e compensação de energia. Os estudos publicados na literatura sobre topologias aplicadas a sistemas monofásico a três fios são de inversores ou retificadores com braços 2L, e conversores conversores multiníveis e conversores CA/CC/CA são pouco explorados.

Neste contexto, propõem-se conversores CC/CA monofásicos a três fios baseado em braços NPC, assim como versões híbridas, em que braços NPC são substituídos por braços 2L. Os conversores são capazes de manter a tensão dos capacitores do barramento CC balanceadas. Além disso, propõem-se conversores CA/CC/CA monofásicos a três fios baseados em braços 2L, aplicados a sistemas de conversão e compensação de energia, em que a tensão de saída tenha amplitude e frequência constantes, a corrente de entrada tenha baixa distorção harmônica e o FP seja elevado.

Então, o objetivo geral desse trabalho é estudar topologias de conversores CC/CA com braços NPC, e também CA/CC/CA monofásicos a três fios com braços 2L. Diante disso, os objetivos específicos são:

- avaliar parâmetros relevantes das topologias, como tensões e correntes no barramento

e correntes do braço compartilhado;

- comparar as topologias estudadas em termos de perdas totais nos dispositivos semicondutores e qualidade da forma de onda da tensão na saída e entrada;
- avaliar experimentalmente as topologias propostas a fim de validar os estudos teóricos e as simulações computacionais.

1.3 Produção científica

Como resultado do desenvolvimento desta dissertação, dois artigos foram publicados em anais de congressos internacionais do IEEE :

- “Single-Phase to Two-Phase Power Converter”
Autores: Bruna S. Gehrke, Cursino B. Jacobina, Nayara B. de Freitas, Antonio de P. D. Queiroz.
Publicado em: 2018 Annual IEEE Applied Power Electronics Conference & Exposition (APEC), Mar. 2018. (GEHRKE et al., 2018a)
- “Single-Phase Three-Wire Power Converters Based on Two-Level and Three-Level Legs”
Autores: Bruna S. Gehrke, Cursino B. Jacobina, Reuben P. R. Sousa, Italo R. F. M. P. da Silva, Nayara B. de Freitas e Mauricio B. R. Correa
Publicado em: 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Set. 2018. (GEHRKE et al., 2018b)

1.4 Organização do trabalho

Este trabalho está dividido em quatro capítulos, contando com este capítulo introdutório.

Capítulo 2

Apresentam-se os estudos relacionados aos conversores CC/CA monofásicos a três fios baseados em braços NPC, que abrangem técnicas de modulação e de balanceamento das

tensões dos capacitores do barramento CC, comparações entre topologias, e, por fim, os resultados de simulações e experimentais.

Capítulo 3

Apresentam-se os estudos relacionados aos conversores CA/CC/CA monofásicos para monofásicos a três fios baseados em braços 2L, que abrangem técnicas de modulação e controle, análise das topologias (corrente do braço compartilhado, corrente do barramento CC e tensão do barramento CC), comparações entre topologias, e, por fim, os resultados de simulações e experimentais.

Capítulo 4

Apresentam-se as conclusões da dissertação.

2

Conversores CC/CA Monofásico a Três Fios Baseados em Braços NPC

Neste capítulo, apresentam-se as principais equações do conversor CC/CA monofásico a três fios baseado em braços NPC. Em seguida, apresenta-se a técnica de modulação modulação por largura de pulso (*pulse width modulation*) (PWM) vetorial, assim como um técnica para o balanceamento da tensão dos capacitores do barramento CC. Comparações entre os conversores, convencional e propostos, são feitas em termos de distorções harmônicas e perdas nos dispositivos semicondutores. Por fim, apresenta-se a validação dos conversores propostos a partir de resultados simulados e experimentais.

2.1 Modelo do sistema

Três dos conversores propostos são compostos de três braços, assim como o conversor convencional. Além disso, um conversor composto de dois braços é proposto. O conversor convencional de três braços 2L (C-222) ilustrado na Figura 2.1 é composto de três braços 2L. Na figura 2.2, ilustra-se o conversor conversor proposto de dois braços NPC (P-33) composto de dois braços. Nas Figuras 2.3, 2.4 e 2.5, ilustram-se os conversores propostos de três braços, conversor proposto de três braços NPC (P-333), conversor proposto híbrido com dois braços NPC e um braço 2L (P-233) e conversor proposto híbrido com um braço NPC e dois braços 2L (P-322).

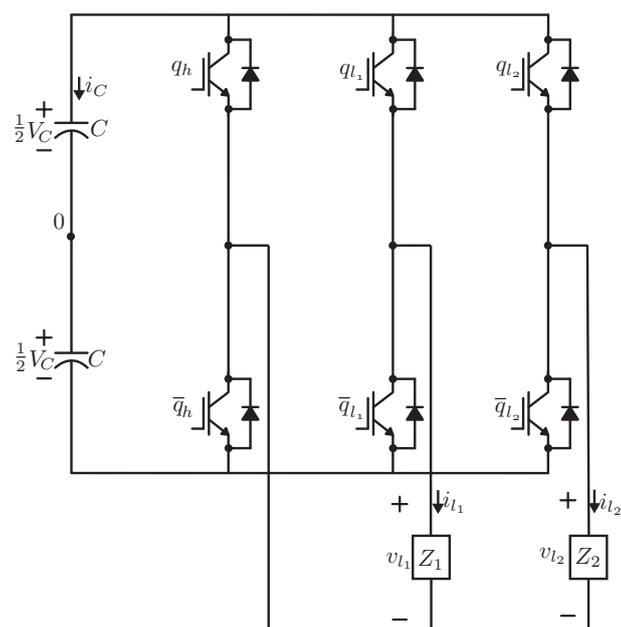


Figura 2.1: Circuito do conversor convencional C-222.

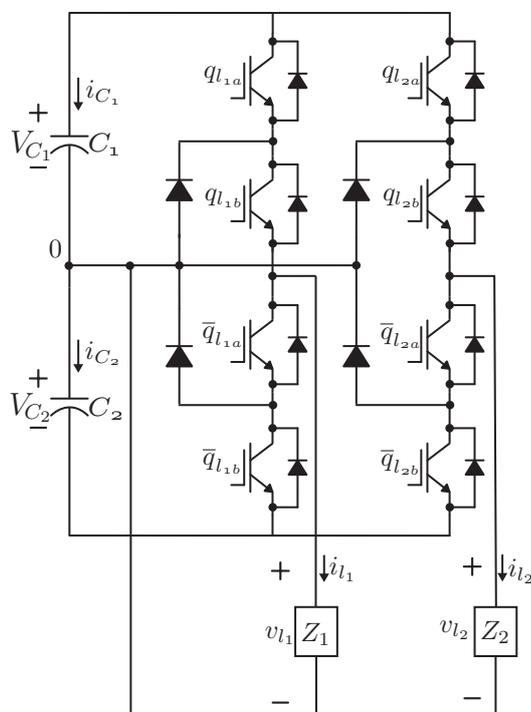


Figura 2.2: Circuito do conversor proposto P-33.

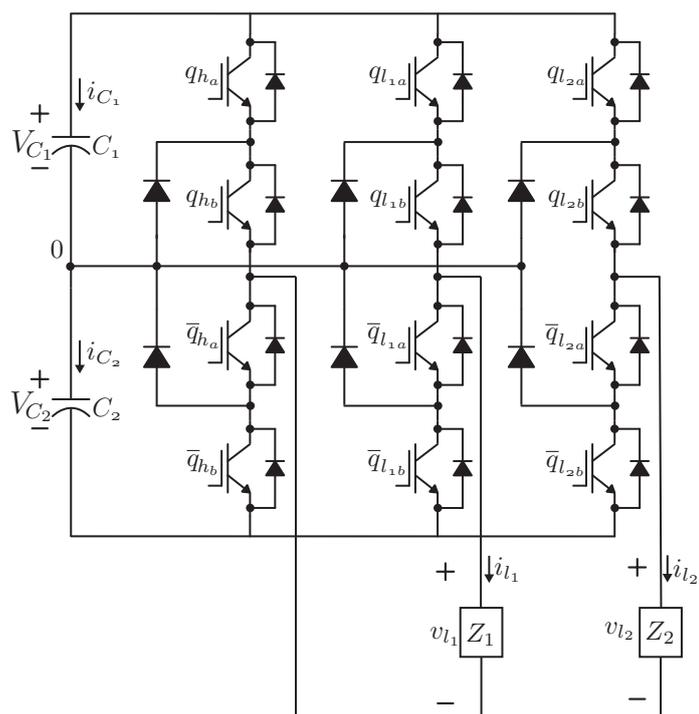


Figura 2.3: Circuito do conversor proposto P-333.

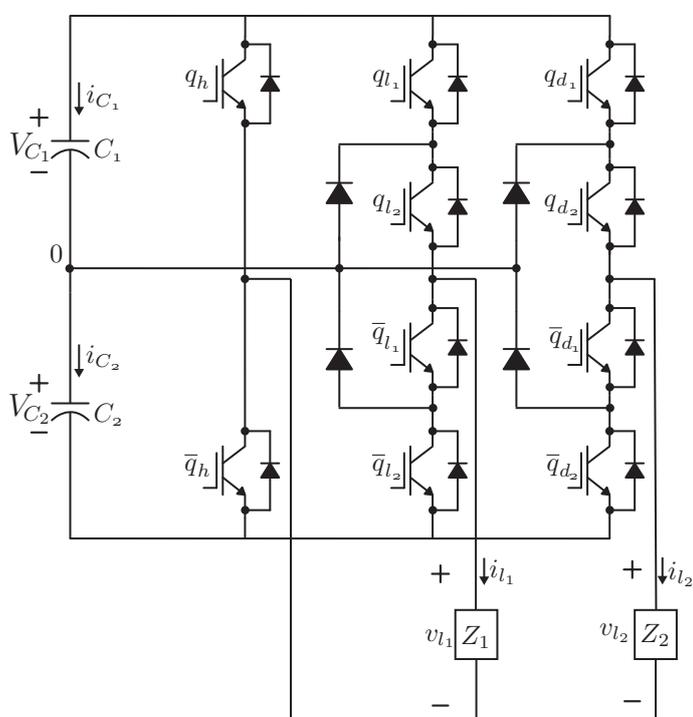


Figura 2.4: Circuito do conversor proposto P-233.

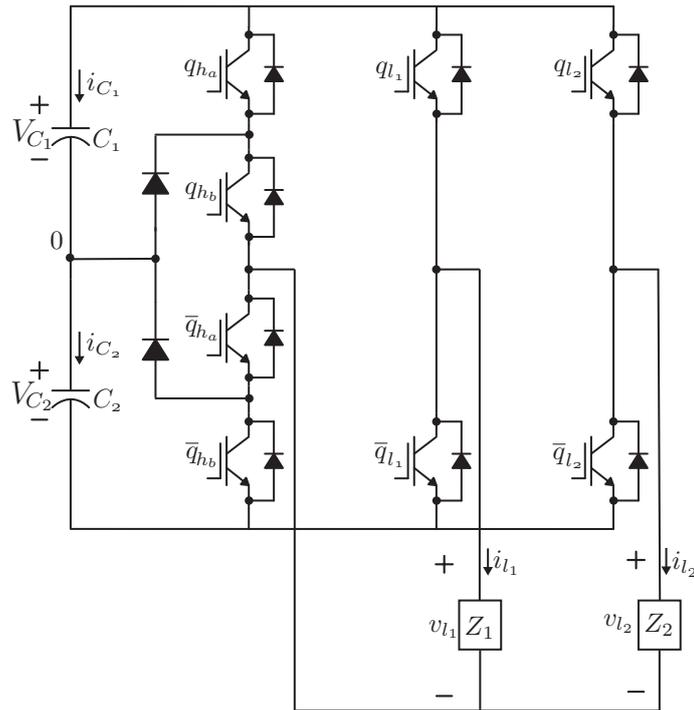


Figura 2.5: Circuito do conversor proposto P-322.

O estado de condução das chaves do braço 2L pode ser representado por variáveis binárias, em que $q_s = 1$ indica chave fechada (conduzindo), enquanto $q_s = 0$ indica chave aberta (bloqueado), sendo que $s = g, h, l_1, l_2$. Além disso, o par q_s e \bar{q}_s são complementares, evitando assim o curto-circuito do barramento CC. Assim, a tensão de polo pode ser escrita como

$$v_{s0} = (2q_s - 1) \frac{V_C}{2} \quad (2.1)$$

em que v_{s0} é a tensão entre o ponto s e o ponto central do barramento CC e V_C é a tensão total do barramento CC.

Da mesma forma, o estado de condução das chaves do braço de três níveis pode ser representado por variáveis binárias. Sendo que neste caso, o par de chaves q_{sa} e \bar{q}_{sa} são complementares, assim como q_{sb} e \bar{q}_{sb} , evitando o curto-circuito do barramento CC. Desta forma, a tensão de polo do braço de três níveis pode ser obtida através de

$$v_{s0} = (q_{sa} + q_{sb} - 1) \frac{V_C}{2} \quad (2.2)$$

em que $[q_{sa} q_{sb}] = [1 \ 0]$ são estados de chaves proibidos.

As tensões das cargas (v_{l_1} e v_{l_2}), do conversor P-33, podem ser expressas em função das

tensões de polo como

$$v_{l_1} = v_{l_1 0} \quad (2.3)$$

$$v_{l_2} = v_{l_2 0}. \quad (2.4)$$

Da mesma forma, as tensões das cargas (v_{l_1} e v_{l_2}), dos conversores P-333, P-322 e P-233, podem ser escritas em função das tensões de polo como

$$v_{l_1} = v_{l_1 0} - v_{h0} \quad (2.5)$$

$$v_{l_2} = v_{l_2 0} - v_{h0}. \quad (2.6)$$

2.2 Modulação PWM

Os pulsos de comando PWM para o acionamento das chaves dos conversores foram obtidos a partir das tensões de referência das cargas ($v_{l_1}^*$ e $v_{l_2}^*$), utilizando a modulação vetorial. Em que, o asterisco (*) sobrescrito indica as variáveis de referência. A modulação vetorial define os estados das chaves a partir de uma sequência de aplicação de vetores, de acordo com uma análise do plano vetorial das tensões do conversor, v_{l_1} e v_{l_2} . Com isso, pode-se obter uma sequência de aplicação de vetores, na qual fornece menor distorção harmônica e perdas nos dispositivos semicondutores. Além disso, para o balanceamento dos capacitores das tensões do barramento CC, é possível utilizar os estados de chaveamento redundantes.

Na Figura 2.6, são ilustrados os planos vetoriais de v_{l_1} X v_{l_2} para os quatro conversores propostos, considerando uma tensão de barramento igual a $V_C = 2E$. Os planos vetoriais são obtidos através das Tabelas 2.1-2.4, em que são apresentados os estados de chaveamento e as respectivas tensões geradas. Em cada plano vetorial, tem-se que cada triângulo representa um setor e cada vértice representa um vetor de tensão. Portanto, a tensão e cada ponto do plano vetorial pode ser representada por

$$\mathbf{v} = v_{l_1} + jv_{l_2} \quad (2.7)$$

em que $v_{l_1} = \text{Re}(\mathbf{v})$ e $v_{l_2} = \text{Im}(\mathbf{v})$.

Assim, $\mathbf{v}^* = v_{l_1}^* + jv_{l_2}^*$ representa a tensão de referência que deve ser gerada no conversor em um período de chaveamento T . O vetor de referência localizado dentro de um setor deve

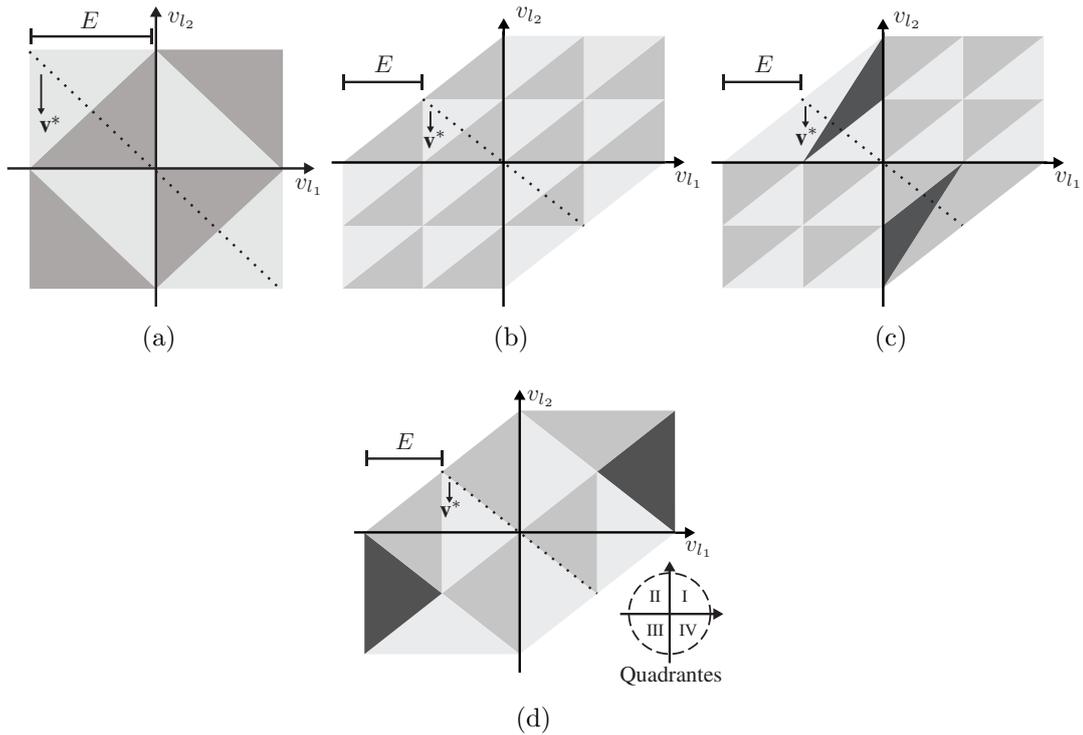


Figura 2.6: Planos vectoriais v_{l_1} X v_{l_2} para as topologias propostas. (a) P-33. (b) P-333. (c) P-233. (d) P-322.

ser sintetizado pelos vetores \mathbf{v}_1 , \mathbf{v}_2 e \mathbf{v}_3 que são localizados nos vértices do triângulo. Então, para cada setor, pode ser escrito que

$$\mathbf{v}^* = \frac{t_1}{T} \mathbf{v}_1 + \frac{t_2}{T} \mathbf{v}_2 + \frac{t_3}{T} \mathbf{v}_3 \quad (2.8)$$

$$T = t_1 + t_2 + t_3 \quad (2.9)$$

onde t_1 , t_2 e t_3 são os tempos de aplicação dos vetor \mathbf{v}_1 , \mathbf{v}_2 e \mathbf{v}_3 , respectivamente. Os tempos de aplicação são obtitos através de

$$\begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ t_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\text{Re}(\mathbf{v}_1)}{T} & \frac{\text{Re}(\mathbf{v}_2)}{T} & \frac{\text{Re}(\mathbf{v}_3)}{T} \\ \frac{\text{Im}(\mathbf{v}_1)}{T} & \frac{\text{Im}(\mathbf{v}_2)}{T} & \frac{\text{Im}(\mathbf{v}_3)}{T} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{l_1}^* \\ v_{l_2}^* \\ T \end{bmatrix}. \quad (2.10)$$

As tensões das cargas são defasadas de 180° , desta forma, sempre que $v_{l_1}^*$ for positivo, $v_{l_2}^*$ será negativo, e quando $v_{l_1}^*$ for negativo, $v_{l_2}^*$ será positivo. Conforme os planos vectoriais ilustrados na Figura 2.6, no quadrante II estão localizados os vetores negativos de $v_{l_1}^*$ e positivos de $v_{l_2}^*$, enquanto no quadrante IV estão localizados os vetores positivos de $v_{l_1}^*$ e negativos de $v_{l_2}^*$. Portanto, os conversores propostos operam nos quadrante II e IV.

2.3 Balanceamento das tensões dos capacitores do barramento CC

De modo geral, as tensões dos capacitores do barramento CC dos conversores NPC tendem a desbalancear. Assim, para garantir o equilíbrio entre tensões dos capacitores do barramento CC, uma estratégia de balanceamento deve ser implementada.

A técnica de balanceamento empregada, seleciona os vetores que carregam ou descarregam os capacitores de acordo com a diferença de tensão entre as tensões V_{C_1} e V_{C_2} (Δ_{V_C}), e o sentido da corrente de uma das cargas i_{l_1} ou i_{l_2} . A influência dos estados de chaveamento em Δ_{V_C} quando $i_{l_1} < 0$ pode ser observada nas Tabelas 2.1 a 2.4 para as topologias P-33, P-333, P-233 e P-322, respectivamente. Os sinais + e - representam, respectivamente, o carregamento ou descarregamento dos capacitores do barramento CC, e 0 representada que não há nenhuma ação. Quando $i_{l_1} > 0$, a influência é a oposta mostrada nas tabelas.

Na Tabela 2.1, observa-se que podem ser utilizados vetores de tensão com diferente influência na tensão dos capacitores para que haja o equilíbrio. Para o conversor P-333, pode ser observado na Tabela 2.2, que existem estados de chaveamento que geram vetores redundantes que possuem influência diferente na tensão dos capacitores. Assim é possível usar as redundâncias para balancear a tensão do barramento CC. Para o conversor P-233, como pode ser observado na Tabela 2.3, não há valores redundantes, e é necessário usar níveis de tensão com amplitude $2E$ para balancear a tensão do barramento CC. Na Tabela 2.4, é possível observar que para o conversor T322, a corrente na carga não influencia na tensão do barramento CC, não sendo necessária uma técnica de balanceamento.

Dessa forma, três modos de operação podem ser utilizados: i) cenário 1; ii) cenário 2; e iii) cenário 3. O cenário 1 utiliza os vetores que resultam nos melhores resultados em distorção harmônica de tensão e produzem menor número de transições chaveamento. O cenário 2 utiliza vetores que carregam C_1 enquanto descarregam C_2 quando $i_{l_1} \leq 0$, e quando $i_{l_1} > 0$ descarrega C_1 e carrega C_2 . Por outro lado, o cenário 3 utiliza vetores que descarrega C_1 e carrega C_2 quando $i_{l_1} \leq 0$, e o oposto ocorre quando $i_{l_1} > 0$, isto é, carregam C_1 enquanto descarregam C_2 .

Tabela 2.1: Efeito dos estados de chaveamento em Δ_{V_C} quando $i_{l_1} < 0$ no conversor P-33.

\mathbf{v}	$[q_{l_{1a}} \ q_{l_{1b}} \ q_{l_{2a}} \ q_{l_{2b}}]$	v_{l_1}	v_{l_2}	Δ_{V_C}
\mathbf{v}_{01}	[1 1 1 1]	E	E	0
\mathbf{v}_{02}	[1 1 0 1]	E	0	-
\mathbf{v}_{03}	[1 1 0 0]	E	$-E$	0
\mathbf{v}_{04}	[0 1 1 1]	0	E	+
\mathbf{v}_{05}	[0 1 0 1]	0	0	0
\mathbf{v}_{06}	[0 1 0 0]	0	$-E$	+
\mathbf{v}_{07}	[0 0 1 1]	$-E$	E	0
\mathbf{v}_{08}	[0 0 0 1]	$-E$	0	-
\mathbf{v}_{09}	[0 0 0 0]	$-E$	$-E$	0

Tabela 2.2: Efeito dos estados de chaveamento em Δ_{V_C} quando $i_{l_1} < 0$ no conversor P-333.

\mathbf{v}	$[q_{h_a} \ q_{h_b} \ q_{l_{1a}} \ q_{l_{1b}} \ q_{l_{2a}} \ q_{l_{2b}}]$	v_{l_1}	v_{l_2}	Δ_{V_C}
\mathbf{v}_{01}	[0 0 1 1 1 1]	E	E	0
\mathbf{v}_{02}	[0 0 1 1 0 1]	E	E	-
\mathbf{v}_{03}	[0 0 1 1 0 0]	E	0	0
\mathbf{v}_{04}	[0 1 1 1 1 1]	E	E	0
\mathbf{v}_{05}	[0 1 1 1 0 1]	E	0	-
\mathbf{v}_{06}	[0 1 1 1 0 0]	E	$-E$	0
\mathbf{v}_{07}	[0 0 0 1 1 1]	E	E	+
\mathbf{v}_{08}	[0 0 0 1 0 1]	E	E	0
\mathbf{v}_{09}	[0 0 0 1 0 0]	E	0	+
\mathbf{v}_{10}	[1 1 1 1 1 1]	0	0	0
\mathbf{v}_{11}	[1 1 1 1 0 1]	0	$-E$	-
\mathbf{v}_{12}	[1 1 1 1 0 0]	0	$-E$	0
\mathbf{v}_{13}	[0 1 0 1 1 1]	0	E	+
\mathbf{v}_{14}	[0 1 0 1 0 1]	0	0	0
\mathbf{v}_{15}	[0 1 0 1 0 0]	0	$-E$	+
\mathbf{v}_{16}	[0 0 0 0 1 1]	0	E	0
\mathbf{v}_{17}	[0 0 0 0 0 1]	0	E	-
\mathbf{v}_{18}	[0 0 0 0 0 0]	0	0	0
\mathbf{v}_{19}	[1 1 0 1 1 1]	$-E$	0	+
\mathbf{v}_{20}	[1 1 0 1 0 1]	$-E$	$-E$	0
\mathbf{v}_{21}	[1 1 0 1 0 0]	$-E$	$-E$	+
\mathbf{v}_{22}	[0 1 0 0 1 1]	$-E$	E	0
\mathbf{v}_{23}	[0 1 0 0 0 1]	$-E$	0	-
\mathbf{v}_{24}	[0 1 0 0 0 0]	$-E$	$-E$	0
\mathbf{v}_{25}	[1 1 0 0 1 1]	$-E$	0	0
\mathbf{v}_{26}	[1 1 0 0 0 1]	$-E$	$-E$	-
\mathbf{v}_{27}	[1 1 0 0 0 0]	$-E$	$-E$	0

Tabela 2.3: Efeito dos estados de chaveamento em Δ_{V_C} quando $i_{l_1} < 0$ no conversor P-233.

\mathbf{v}	$[q_h \ q_{l_a} \ q_{l_b} \ q_{l_2a} \ q_{l_2b}]$	v_{l_1}	v_{l_2}	Δ_{V_C}
\mathbf{v}_{01}	[0 1 1 1 1]	E	E	0
\mathbf{v}_{02}	[0 1 1 0 1]	E	E	-
\mathbf{v}_{03}	[0 1 1 0 0]	E	0	0
\mathbf{v}_{04}	[0 0 1 1 1]	E	E	+
\mathbf{v}_{05}	[0 0 1 0 1]	E	E	0
\mathbf{v}_{06}	[0 0 1 0 0]	E	0	+
\mathbf{v}_{07}	[1 1 1 1 1]	0	0	0
\mathbf{v}_{08}	[1 1 1 0 1]	0	$-E$	-
\mathbf{v}_{09}	[1 1 1 0 0]	0	$-E$	0
\mathbf{v}_{10}	[0 0 0 1 1]	0	E	0
\mathbf{v}_{11}	[0 0 0 0 1]	0	E	-
\mathbf{v}_{12}	[0 0 0 0 0]	0	0	0
\mathbf{v}_{13}	[1 0 1 1 1]	$-E$	0	+
\mathbf{v}_{14}	[1 0 1 0 1]	$-E$	$-E$	0
\mathbf{v}_{15}	[1 0 1 0 0]	$-E$	$-E$	+
\mathbf{v}_{16}	[1 0 0 1 1]	$-E$	0	0
\mathbf{v}_{17}	[1 0 0 0 1]	$-E$	$-E$	-
\mathbf{v}_{18}	[1 0 0 0 0]	$-E$	$-E$	0

Tabela 2.4: Efeito dos estados de chaveamento em Δ_{V_C} quando $i_{l_1} < 0$ no conversor P-322.

\mathbf{v}	$[q_{h_a} \ q_{h_b} \ q_{l_1} \ q_{l_2}]$	v_{l_1}	v_{l_2}	Δ_{V_C}
\mathbf{v}_{01}	[0 0 1 1]	$2E$	$2E$	0
\mathbf{v}_{02}	[0 0 1 0]	$2E$	0	0
\mathbf{v}_{03}	[0 1 1 1]	E	E	0
\mathbf{v}_{04}	[0 1 1 0]	E	$-E$	0
\mathbf{v}_{05}	[1 1 1 1]	0	0	0
\mathbf{v}_{06}	[1 1 1 0]	0	$-2E$	0
\mathbf{v}_{07}	[0 0 0 1]	0	$2E$	0
\mathbf{v}_{08}	[0 0 0 0]	0	0	0
\mathbf{v}_{09}	[0 1 0 1]	$-E$	E	0
\mathbf{v}_{10}	[0 1 0 0]	$-E$	$-E$	0
\mathbf{v}_{11}	[1 1 0 1]	$-2E$	0	0
\mathbf{v}_{12}	[1 1 0 0]	$-2E$	$-2E$	0

Os modos de operação são ativados utilizando duas bandas de histerese, sendo que λ é um sinal de saída determinado por

$$\lambda = \begin{cases} 0, & \text{se } E_{V_C} < h_1 \\ 1, & \text{se } E_{V_C} > h_2 \end{cases} \quad (2.11)$$

onde h_1 e h_2 representam as larguras das bandas de histerese, sendo que $h_1 > h_2$ e E_{V_C} é o erro relativo de tensão entre os capacitores, dado por

$$E_{V_C} = \frac{|\Delta_{V_C}|}{V_C^*}. \quad (2.12)$$

A partir da Equação (2.11), observa-se que, quando E_{V_C} é menor que a largura de banda de histerese h_1 o cenário 1 ($\lambda = 0$) é ativado, e permanece ativado enquanto E_{V_C} não ultrapassa a largura de banda de histerese h_2 . Os cenários 2 ou 3 ($\lambda = 1$) são ativados quando E_{V_C} for maior que a largura de banda de histerese h_2 , e permanece ativado enquanto E_{V_C} não for menor que a largura de banda de histerese h_1 . Quando $\lambda = 1$, a escolha do cenário 2 ou 3 depende do valor de Δ_{V_C} e do sentido de i_{l_1} . Neste caso, o cenário 2 é ativado se $\Delta_{V_C} < 0$ e $i_{l_1} \geq 0$ ou $\Delta_{V_C} \geq 0$ e $i_{l_1} < 0$, enquanto o cenário 3 é ativado se $\Delta_{V_C} \geq 0$ e $i_{l_1} \geq 0$ ou $\Delta_{V_C} < 0$ e $i_{l_1} < 0$. Na Figura 2.7, é ilustrado o funcionamento dos modos de operação conforme o valor do E_{V_C} e das bandas de histerese.

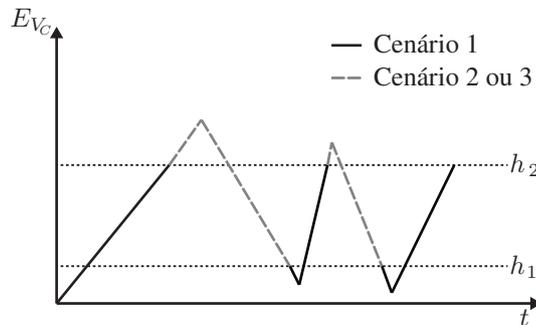


Figura 2.7: Controle por histerese.

2.4 Comparações entre as topologias convencionais e propostas

Nesta seção, uma análise comparativa é realizada entre os conversores convencional (C-222) e propostos (P-33, P-333, P-233 e P-322) em termos de distorções harmônicas e

Tabela 2.5: Parâmetros utilizados para comparação dos conversores convencional (C-222) e propostos (P-33, P-333, P-233 e P-322) em termos de distorções harmônicas das tensões e de perdas nos semicondutores .

Parâmetros		Valor
Tensão de referência da carga	$V_{l(\text{rms})}^*$	110 V
Tensão do barramento CC	V_C	327 V
Frequência da carga	f_l	60 Hz
Frequência de chaveamento	f_s	10 kHz
Fator de potência da carga	$\cos \phi_{l_1} / \cos \phi_{l_2}$	0,95 atrasado
Potência do sistema	P_l	1000 W

perdas nos semicondutores. As simulações foram feitas no PSIM em malha aberta, considerando as seguintes características: 1) as cargas eram balanceadas; 2) a tensão no barramento foi obtida a partir de uma fonte ideal. Os parâmetros utilizados são descritos na Tabela 3.2.

2.4.1 Distorções harmônicas

Na Figura 2.8, ilustram-se as curvas das tensões geradas pelos conversores, convencional e proposto. As topologias sintetizam a tensão v_{l_1} e v_{l_2} com três níveis. Como pode ser visto, a tensão v_{l_2} é sempre defasado em 180° da tensão v_{l_1} .

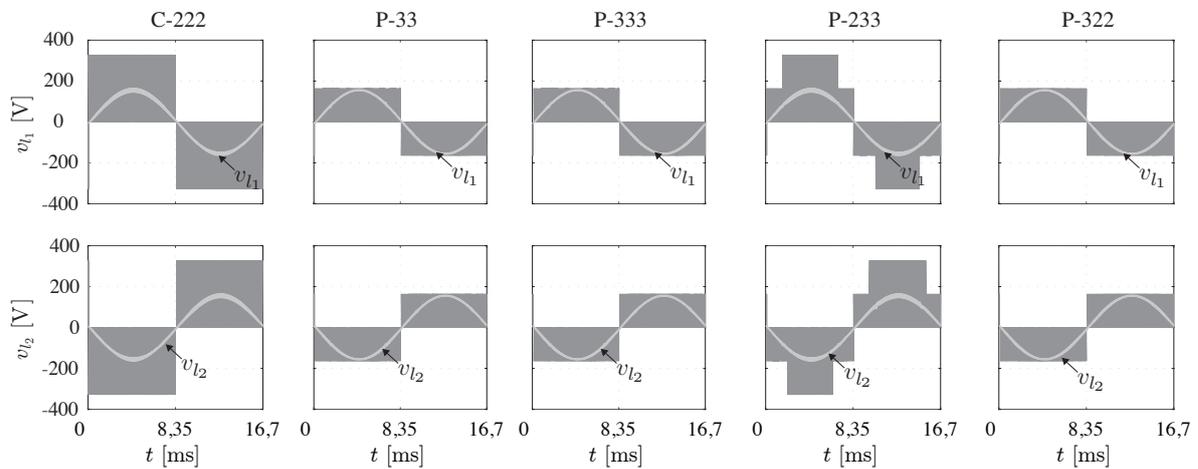


Figura 2.8: Tensões v_{l_1} e v_{l_2} geradas pelos conversores convencional C-222 e propostas P-33, P-333, P-233 e P-322.

As distorções harmônicas das tensões v_{l_1} e v_{l_2} são calculadas utilizando a distorção harmônica total ponderada (*weighted total harmonic distortion*) (WTHD) das tensões gera-

das pelos conversores, sendo dadas por

$$WTHD(\%) = \frac{100}{\gamma_1} \sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} \left(\frac{\gamma_h}{h}\right)^2} \quad (2.13)$$

onde γ_1 é a amplitude da fundamental da tensão, γ_h é a amplitude da componente harmônica de ordem h e N_h é o número de harmônicas considerados ($N_h = 1000$).

Na Tabela 2.6, são apresentados os resultados de WTHD das tensões v_{l_1} e v_{l_2} obtidos para cada conversor.

Tabela 2.6: Distorção harmônica das tensões v_{l_1} e v_{l_2} dos conversores propostos e convencional.

Conversor	v_{l_1} (%)	v_{l_2} (%)
C-222	0,53	0,53
P-33	0,31	0,31
P-333	0,28	0,28
P-233	0,55	0,55
P-322	0,31	0,31

A distorção harmônica das tensões das cargas são reduzidas para os conversores P-33, P-333 e P-322, pois esses conversores utilizam somente os níveis de tensão necessários para sintetizar as tensões de referência.

2.4.2 Perdas nos dispositivos semicondutores

O modelo de perdas nos semicondutores foi apresentado em (DIAS et al., 2009) e inclui: 1) perdas na condução dos diodos e transistor bipolar de porta isolada (*insulated gate bipolar transistor*) (IGBT)s; 2) perdas na comutação dos IGBTs; 3) perdas no bloqueio dos diodos. Na Tabela 2.7, estão sumarizados os valores das perdas nos semicondutores por condução, chaveamento e totais (P_{cd} , P_{sw} e P_{to} , respectivamente) das configurações investigadas.

Comparando quantitativamente os conversores convencional e propostos, os conversores propostos requerem mais chaves de potência. Porém, esses possuem um menor esforço de tensão sobre as chaves, e conseguem melhorar a qualidade na forma de onda.

O nível de WTHD das tensões v_{l_1} e v_{l_2} foi utilizado como critério de comparação de perdas nos dispositivos semicondutores. Desse modo, a frequência de chaveamento de cada conversor foi ajustado para que as tensões apresentassem 0,55% em WTHD. Assim, a

Tabela 2.7: Perdas nos semicondutores dos conversores com a mesma frequência de chaveamento.

Conversor	P_{cd} (W)	P_{sw} (W)	P_{to} (W)
C-222	8,05	45,68	53,73
P-33	13,83	16,35	30,18
P-333	13,94	16,45	30,39
P-233	14,34	15,04	29,38
P-322	7,96	22,09	30,05

Tabela 2.8: Perdas nos semicondutores dos conversores igualando as WTHD.

Conversor	P_{cd} (W)	P_{sw} (W)	P_{to} (W)	f_s (kHz)
C-222	8,05	43,67	51,72	9,50
P-33	13,83	8,60	22,43	5,20
P-333	14,07	7,20	21,27	4,40
P-233	14,34	15,04	29,38	10,00
P-322	7,96	11,41	19,37	5,10

frequência de chaveamento dos conversores C-222, P-33, P-333 e P-322 foram iguais 9,50 kHz, 5,20 kHz, 4,40 kHz e 5,10 kHz, respectivamente. A Tabela 2.8 resume os valores médios de perdas obtidos nesse cenário. Observa-se que a perdas de chaveamento tiveram uma redução considerável, enquanto as perdas por condução permaneceram iguais.

2.5 Resultados de simulação e experimentais

Os conversores propostos P-33, P-333, P-233 e P-322 foram simulados no *software* PSIM e validados experimentalmente utilizando a estratégia de modulação PWM apresentadas na seção 2.2. Os parâmetros utilizados estão descritos na Tabela 2.9. A carga não linear adotada foi uma ponte de diodos com resistência de 60 Ω , indutância de 40 mH e capacitância de 91,2 μ F. A plataforma experimental utilizada para validação experimental foi desenvolvida empregando dispositivos de potência da SEMIKRON, sendo que as chaves são IGBTs SK50MLI066 três níveis com drives dedicados (SKHI20opA). Essa plataforma é controlada por um processador digital de sinais (*digital signal processor*) (DSP) TMS320F28335, que é responsável por gerar o gatilho para as chaves e controlar o conversor a partir das variáveis obtidas pelos sensores de tensão e corrente.

Tabela 2.9: Parâmetros utilizados para a simulação e validação experimental dos conversores P-33, P-333, P-233 e P-322.

Parâmetros		Valores
Tensão de referência da carga	$V_{l(\text{rms})}^*$	110 V
Tensão do barramento CC	V_C	327 V
Capacitâncias do barramento CC	C_1/C_2	4400/4400 μF
Frequência da carga	f_l	60 Hz
Frequência de chaveamento	f_s	10 kHz
Resistência da carga linear	r_l	25 Ω
Indutância da carga linear	l_l	21 mH

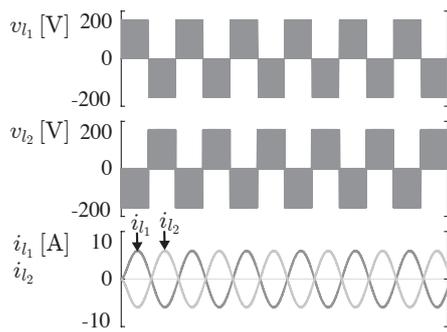
2.5.1 Regime permanente

Nas Figuras 2.9 e 2.10, ilustram-se respectivamente as curvas simuladas e experimentais do conversor propostos em regime permanente para cargas balanceadas. As tensões geradas v_{l_1} e v_{l_2} apresentam três níveis, e estão defasadas em 180° .

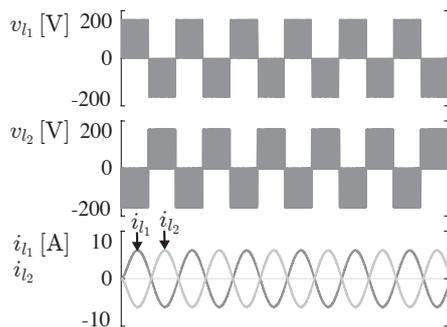
Nas Figuras 2.11 e 2.12, ilustram-se as formas de onda das tensões v_{l_1} e v_{l_2} e das correntes i_{l_1} e i_{l_2} do conversor em regime permanente sob um desbalanço nas cargas. Neste caso, uma das cargas adotadas era RL e a outra não linear. Para ambos casos, as tensões das cargas foram geradas corretamente.

2.5.2 Transitório de carga

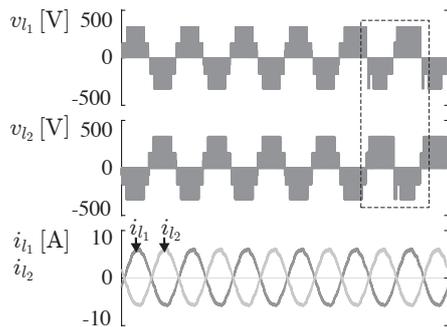
Os resultados simulados e experimentais sob transitório de carga são apresentados nas Figuras 2.13 e 2.14. O transitório de carga foi realizado aplicando um degrau em uma das carga RL reduzindo a resistência de 50 Ω para 16,67 Ω , enquanto a outra carga permaneceu constante. Nas Figuras 2.13 e 2.14, ilustram-se as curvas da tensão V_{C_1} e V_{C_2} e das correntes i_{l_1} e i_{l_2} . Observa-se que as tensões, V_{C_1} e V_{C_2} , mantiveram-se reguladas em 163 V, mesmo com o transitório das cargas; comprovando assim, o funcionamento da técnica de balanceamento das tensões do barramento CC.



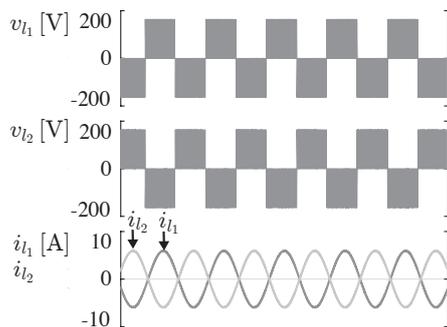
(a)



(b)

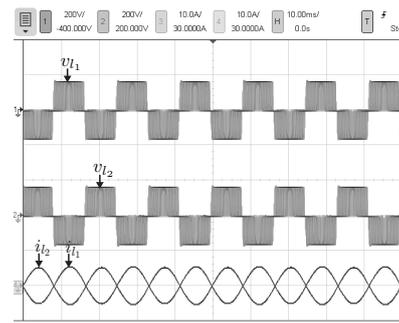


(c)

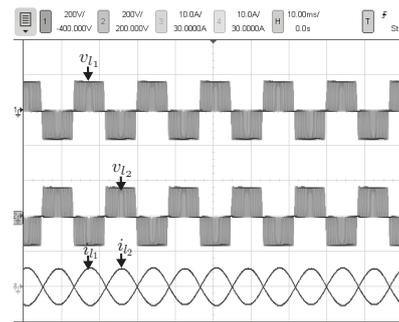


(d)

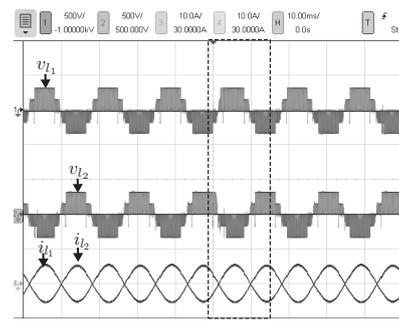
Figura 2.9: Formas de onda simuladas em regime permanente das tensões v_{l1} e v_{l2} , e correntes i_{l1} e i_{l2} para cargas balanceadas (a) P-33, (b) P-333, (c) P-233 e (d) P-322.



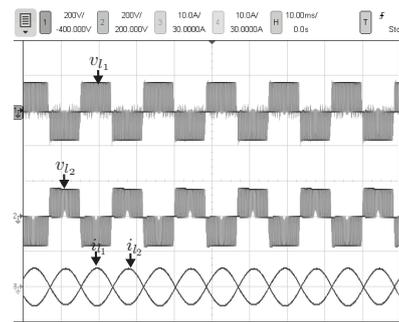
(a)



(b)

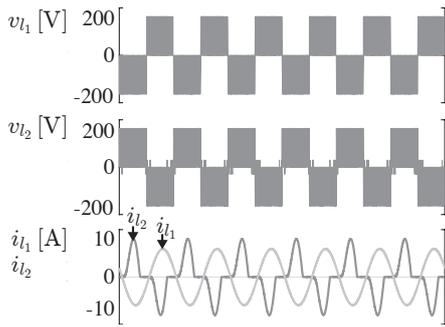


(c)

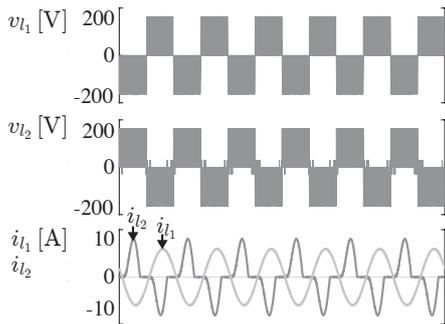


(d)

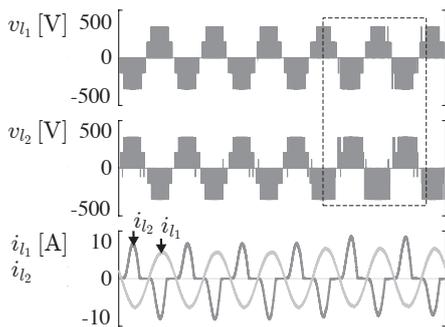
Figura 2.10: Formas de onda experimentais em regime permanente das tensões v_{l1} e v_{l2} , e correntes i_{l1} e i_{l2} para cargas balanceadas (a) P-33, (b) P-333, (c) P-233 e (d) P-322.



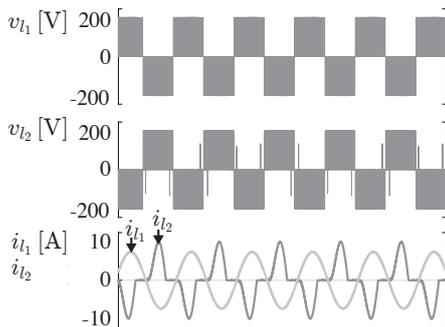
(a)



(b)

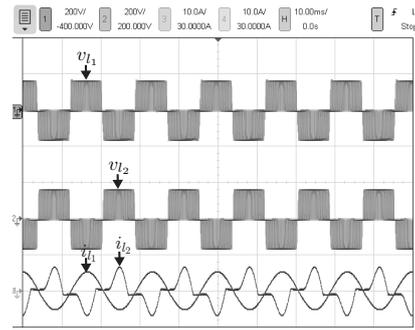


(c)

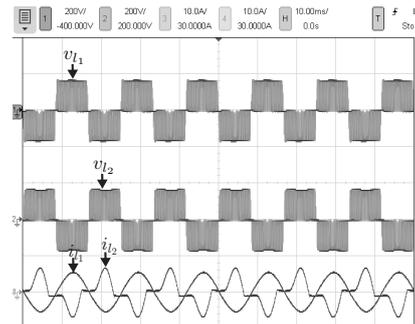


(d)

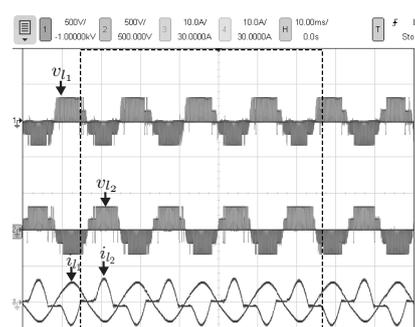
Figura 2.11: Formas de onda simuladas em regime permanente das tensões v_{l1} e v_{l2} , e correntes i_{l1} e i_{l2} para cargas desbalanceadas (a) P-33, (b)P-333, (c) P-233 e (d) P-322.



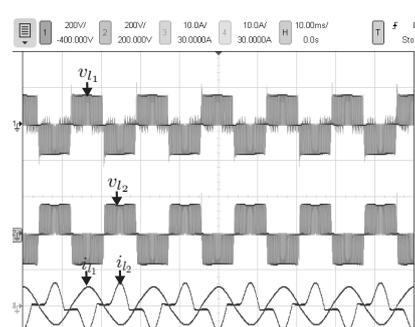
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 2.12: Formas de onda experimentais em regime permanente das tensões v_{l1} e v_{l2} , e correntes i_{l1} e i_{l2} para cargas desbalanceadas (a) P-33, (b)P-333, (c) P-233 e (d) P-322.

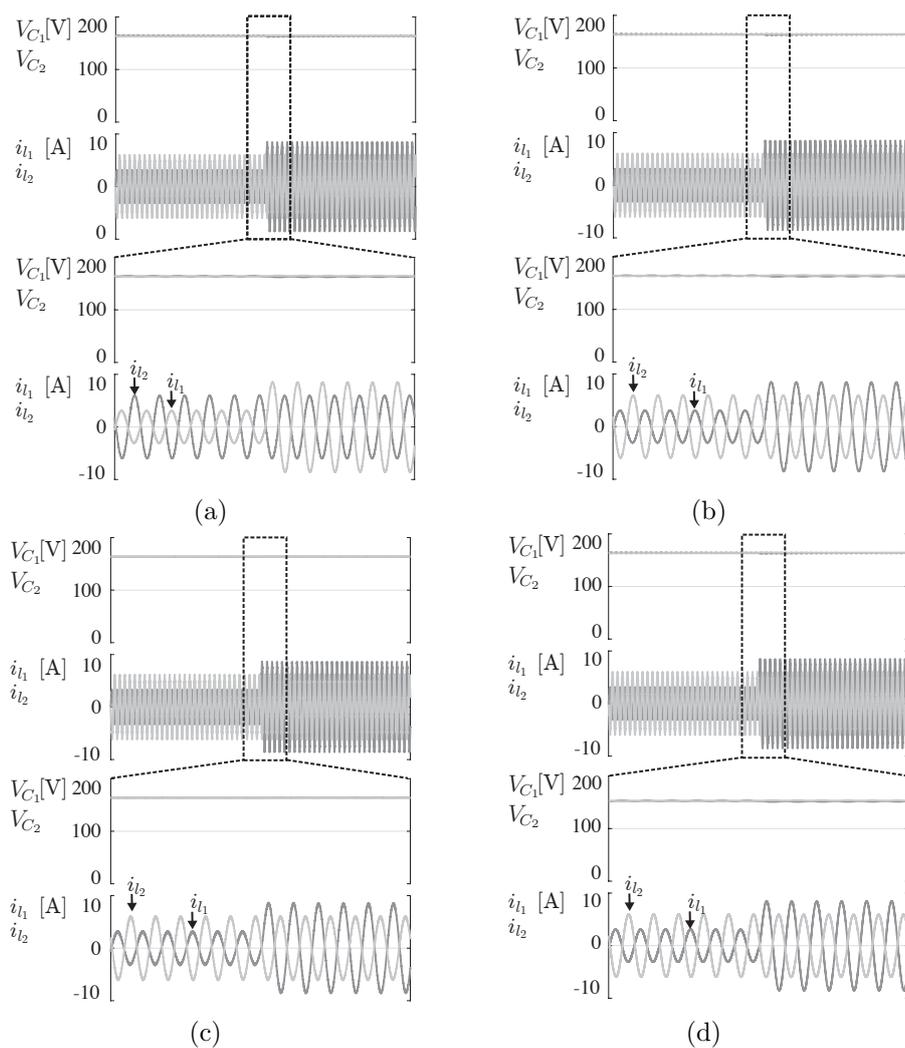


Figura 2.13: Formas de onda simuladas sob um transitório na carga dos conversores (a) P-33, (b) P-333, (c) P-233 e (d) P-322.

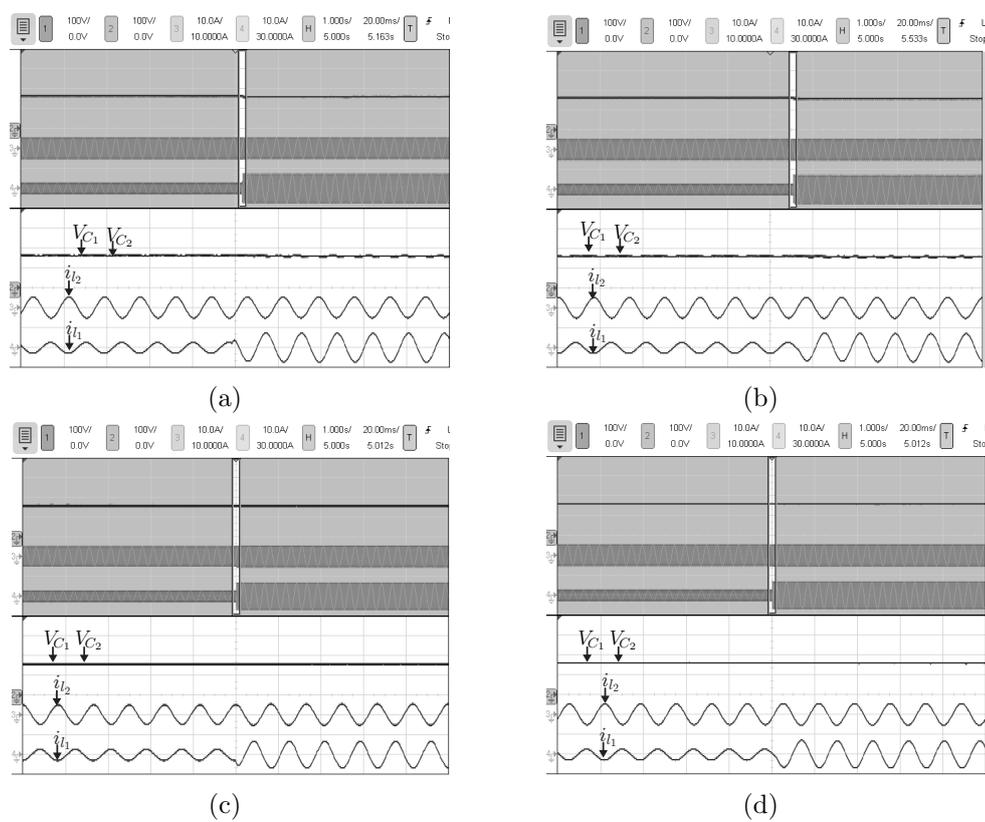


Figura 2.14: Formas de onda experimentais sob um transitório na carga dos conversores (a) P-33, (b) P-333, (c) P-233 e (d) P-322.

3

Conversores CA/CC/CA monofásicos a três fios

Neste capítulo, apresentam-se as principais equações e características relevantes, tais como, correntes do braço compartilhado, correntes e tensões do barramento CC, de dois conversores monofásicos a três fios. Apresentam-se as técnicas de PWM escalar, assim como o esquema de controle da tensão do barramento CC e das correntes da rede para os conversores propostos. Apresentam-se comparações entre os conversores convencionais e propostos em termos de distorções harmônicas das tensões e perdas nos semicondutores. Por fim, apresenta-se a validação experimental a partir dos resultados obtidos para os dois conversores propostos.

3.1 Modelo do sistema

As topologias adotadas como convencionais são denominadas, neste trabalho, de topologia de cinco braços convencional (C-5L) e topologia de três braços convencional (C-3L), são ilustradas na Figura 3.1 e Figura 3.2, respectivamente. A topologia C-5L é composta por ponte completa em ambos os lados (rede e carga), sendo que o lado da rede é independente do lado da carga. Já topologia C-3L é composta por meia ponte em ambos lados, ou seja, o neutro da rede e das cargas são conectados ao ponto central do barramento CC.

Na Figura 3.3, é ilustrada a topologia proposta composta de quatro braços, denominada

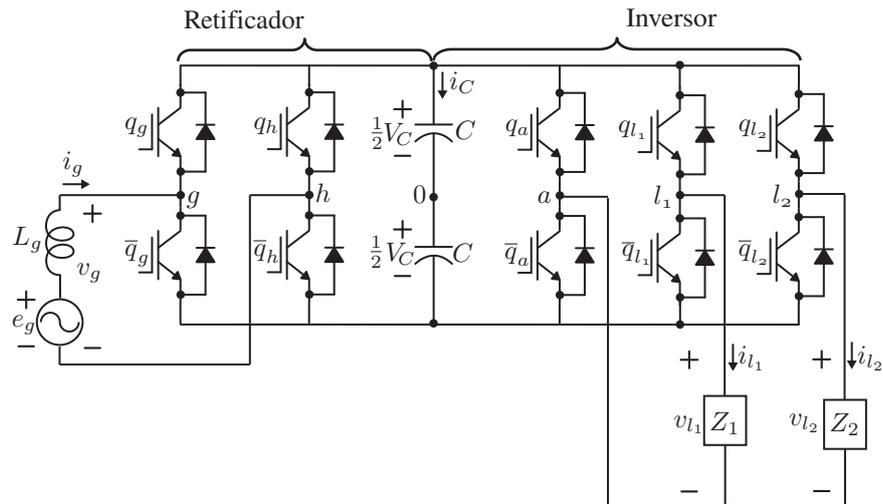


Figura 3.1: Topologia convencional de cinco braços (C-5L).

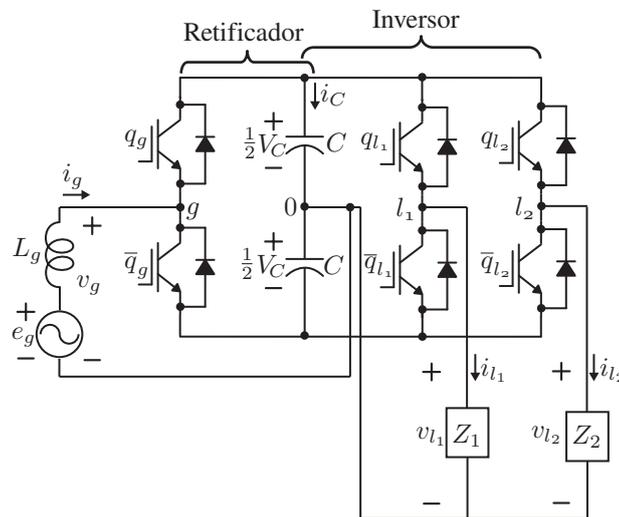


Figura 3.2: Topologia convencional de três braços (C-3L).

de conversor proposto de quatro braços (P-4L). Essa topologia também é formada por ponte completa em ambos os lados, rede e carga. Porém, a topologia C-5L os dois lados são independentes, e como pode ser observado, nesta topologia o braço “h” é compartilhado entre a rede e a carga. Esta estrutura foi estudada por (JACOBINA et al., 2003) sendo que aplicada para sistemas de acionamento de máquinas trifásicas e bifásicas. A topologia P-4L possui um braço a menos comparando com a C-5L, o que apresenta alguns benefícios tal como, redução de custos. Os conversores com número reduzidos de chaves são bastante utilizados em aplicações que necessitem que o sistema tenha dimensões físicas reduzidas, com alguns fabricantes produzindo estes sistemas de forma integrada (JACOBINA et al., 2005).

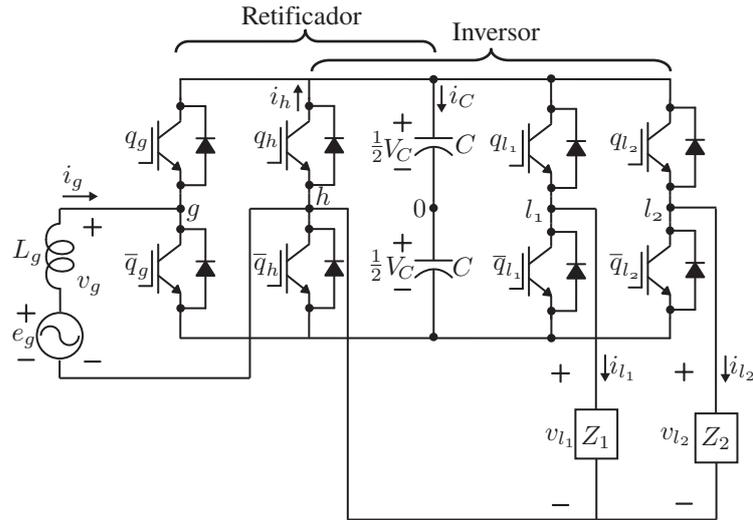


Figura 3.3: Topologia proposta de quatro braços (P-4L).

Na Figura 3.4, é ilustrada a segunda topologia proposta, denominada de conversor proposto de três braços (P-3L). Esta topologia é composta de três braços, sendo que o braço "l₁" é compartilhado entre a rede e a carga. Neste caso, o lado das cargas é formado por conversores meia ponte, enquanto a rede é formada por uma ponte completa.

As topologias, convencionais e propostas, são baseadas em estruturas meia ponte e ponte completa, sendo compostas por dois sub-conversores que dividem um mesmo barramento CC, lado retificador e o lado inversor. O sub-conversor retificador é conectado a rede elétrica monofásica através de uma indutância de filtro (L_g) e o sub-conversor inversor é conectado as cargas. O indutância L_g é responsável por filtrar a corrente injetada na rede, garantindo baixa distorção harmônica na corrente da rede. Assim, é possível definir que

$$e_g = r_g i_g + L_g \frac{di_g}{dt} + v_g \quad (3.1)$$

As tensões de polo dos braços 2L são obtidas da mesma forma que apresentada no Capítulo 2.

O conversor P-4L é apresentado na Figura 3.3. A tensão de entrada do conversor (v_g) e as tensões de saída do conversor (v_{l_1} e v_{l_2}) podem ser expressas em função das tensões

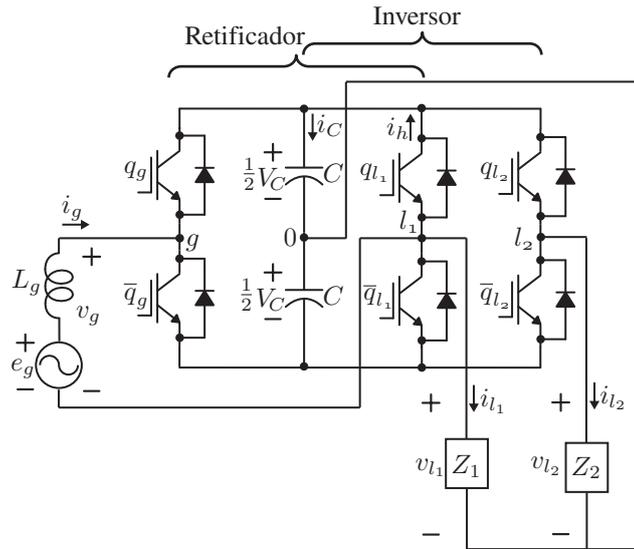


Figura 3.4: Topologia proposta de três braços (P-3L).

de polo como

$$v_g = v_{g0} - v_{h0} \quad (3.2)$$

$$v_{l_1} = v_{l_10} - v_{h0} \quad (3.3)$$

$$v_{l_2} = v_{l_20} - v_{h0}. \quad (3.4)$$

O conversor P-3L é apresentado na Figura 3.4, e as tensões v_g , v_{l_1} and v_{l_2} podem ser expressas como

$$v_g = v_{g0} - v_{l_10} \quad (3.5)$$

$$v_{l_1} = v_{l_10} \quad (3.6)$$

$$v_{l_2} = v_{l_20}. \quad (3.7)$$

3.2 Análise das topologias propostas

Nesta seção, apresentam-se análises das regiões de operação dos conversores, em função das tensões. A partir das tensões de rede desejadas, as tensões mínimas dos barramentos CC são determinadas. Além disso, analisam-se as correntes que circulam no braço compartilhado e no barramento CC. A determinação dessas características é importante, para que seja possível determinar a potência das chaves do braço compartilhado e também o valor das capacitâncias do barramento CC.

3.2.1 Limites de operação

Os limites de operação dos conversores propostos são avaliados por meio de uma análise fasorial. Em regime permanente, a entrada do conversor se comporta como duas fontes de tensão conectadas através da indutância L_g , sendo que a tensão v_g depende das condições de operação da carga. Deste modo, pode-se obter o diagrama fasorial ilustrado na Figura 3.5, que relaciona o ângulo de carga δ_g entre e_g e v_g , com a os fasores \mathbf{e}_g , \mathbf{v}_g e \mathbf{i}_g que são respectivamente associados às tensões e_g , v_g e a corrente i_g , expressas por

$$e_g = E_g \text{sen}(\omega t) \quad (3.8)$$

$$v_g = V_g \text{sen}(\omega t + \delta_g) \quad (3.9)$$

$$i_g = I_g \text{sen}(\omega t) \quad (3.10)$$

Considera-se que a corrente i_g é sincronizada com a tensão e_g , assim o ângulo de carga pode ser obtido por

$$\delta_g = -\text{tg}^{-1}\left(\frac{P_l X_g}{E_g^2}\right), \quad (3.11)$$

e a amplitude da tensão v_g é dada por

$$V_g = \frac{E_g}{\cos \delta_g}. \quad (3.12)$$

Sendo que $P_l = P_{l1} + P_{l2}$ é a potência total dos conversores, $X_g = \omega L_g$ é a reatância associada a indutância L_g e E_g é a amplitude da tensão da rede. A reatância deve ser grande o suficiente para filtrar a corrente de entrada, no entanto deve ser pequena o suficiente para minimizar a perturbação no sistema, para que V_g e E_g se mantenham próximos. No estudo feito por (ENJETI e RAHMAN, 1993), apresenta-se que $X_g = 0,2$ p.u. atende satisfatoriamente as duas restrições.

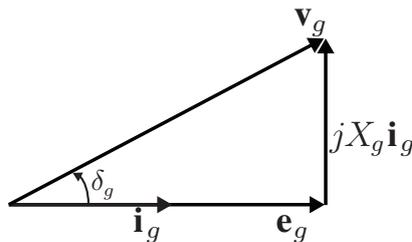


Figura 3.5: Diagrama fasorial das tensões de entrada.

3.2.2 Regiões de operação

Para que os conversores sintetizem corretamente as tensões desejadas, é necessário calcular as tensões mínimas a serem aplicadas no barramento CC. Em vista que, as tensões de polo de cada conversor estão limitadas em $V_C/2$, e a tensão entre dois braços do conversor é limitada em V_C , pode-se definir o valor mínimo de V_C em função das amplitudes das tensões de cada configuração. Para o conversor P-4L, a partir de (3.2)-(3.4), verifica-se que as tensões v_g , v_{l_1} e v_{l_2} devem satisfazer as seguintes condições

$$|v_g| \leq V_C \quad (3.13)$$

$$|v_{l_1}| \leq V_C \quad (3.14)$$

$$|v_{l_2}| \leq V_C \quad (3.15)$$

$$|v_g - v_{l_1}| \leq V_C \quad (3.16)$$

$$|v_g - v_{l_2}| \leq V_C \quad (3.17)$$

$$|v_{l_1} - v_{l_2}| \leq V_C. \quad (3.18)$$

Para o conversor P-3L, a partir de (3.5)-(3.7), verifica-se que as tensões v_g , v_{l_1} e v_{l_2} devem satisfazer as seguintes condições

$$|v_g| \leq V_C \quad (3.19)$$

$$|v_{l_1}| \leq \frac{V_C}{2} \quad (3.20)$$

$$|v_{l_2}| \leq \frac{V_C}{2} \quad (3.21)$$

$$|v_g + v_{l_1}| \leq \frac{V_C}{2} \quad (3.22)$$

$$|v_g - v_{l_2} + v_{l_1}| \leq V_C \quad (3.23)$$

$$|v_{l_1} - v_{l_2}| \leq V_C. \quad (3.24)$$

Com já definido anteriormente que a amplitude da tensão v_g é V_g , e a amplitude das tensões v_{l_1} e v_{l_2} é V_l . A tensão mínima do barramento CC é definida pelo maior valor da somas das amplitudes de (3.17)-(3.18) para P-4L e (3.23)-(3.24) para P-3L.

Desta forma, a partir de uma análise fasorial, quando a entrada e saída possuem mesma frequência, é possível relacioná-las de forma que a tensão do barramento CC seja reduzida. Assim tem-se que a tensão v_g está correlacionadas pelo ângulo α com tensões v_{l_1} e v_{l_2} , que

podem ser expressas por

$$v_{l_1} = V_l \sin(\omega t + \delta_g + \alpha) \quad (3.25)$$

$$v_{l_2} = V_l \sin(\omega t + \pi + \delta_g + \alpha) \quad (3.26)$$

Como definido anteriormente \mathbf{v}_g é o fasor de v_g , e considerando que \mathbf{v}_{l_1} e \mathbf{v}_{l_2} são os fasores de v_{l_1} e v_{l_2} , respectivamente, \mathbf{V}_{gl_1} e \mathbf{V}_{gl_2} são os fasores das tensões $v_g - v_{l_1}$ e $v_g - v_{l_2}$, respectivamente, que são limites de operações do conversor (P-4L), $v_g + v_{l_1}$ e $v_g + v_{l_1} - v_{l_2}$ (P-3L).

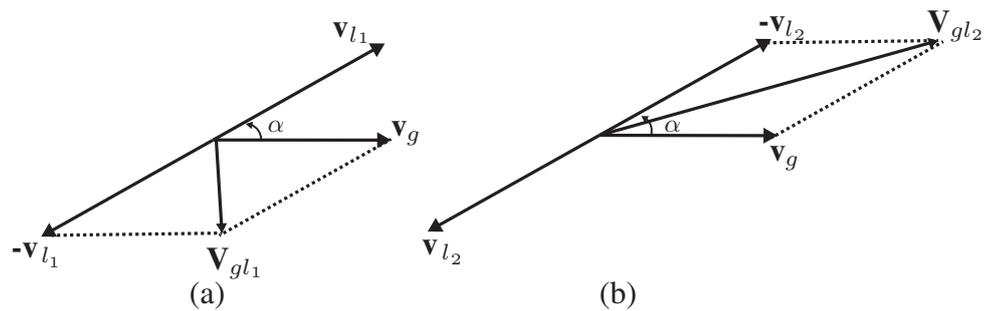


Figura 3.6: Diagrama vetorial das tensões para o topologia P-4L: (a) $v_g - v_{l_1}$ e (b) $v_g - v_{l_2}$.

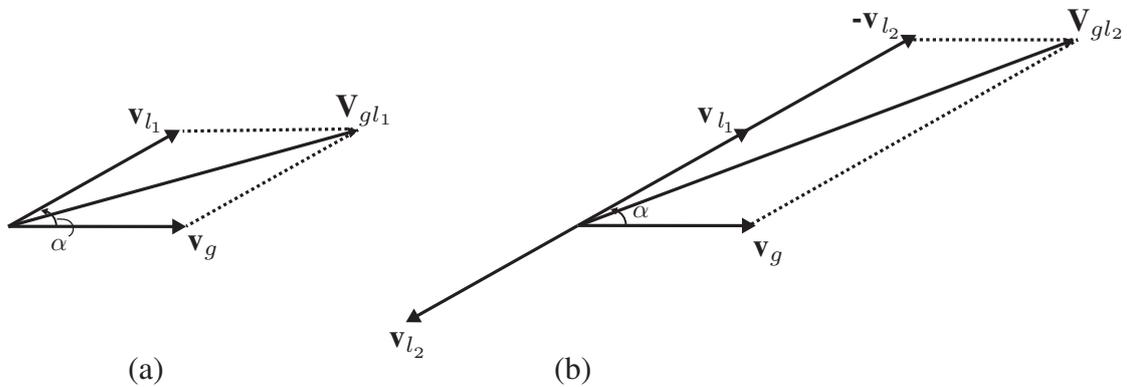


Figura 3.7: Diagrama vetorial das tensões para o topologia P-3L: (a) $v_g + v_{l_1}$ e (b) $v_g + v_{l_1} - v_{l_2}$.

Nas Figuras 3.6 e 3.7, são apresentados os diagramas fasoriais dos dois conversores, mostrando as condições de (3.17)-(3.18) e (3.23)-(3.24). Para o conversor P-4L, aplicando a lei dos cossenos nos diagramas fasoriais apresentados na Figura 3.6, é possível obter que as amplitudes \mathbf{V}_{gl_1} e \mathbf{V}_{gl_2} são dadas por

$$V_{gl_1} = \sqrt{V_g^2 + V_{l_1}^2 - 2V_g V_{l_1} \cos(\alpha)} \quad (3.27)$$

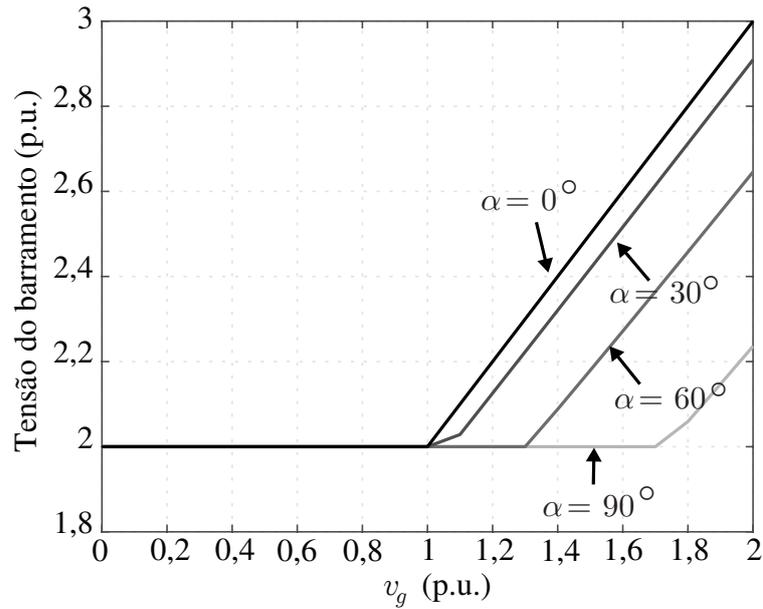


Figura 3.8: Tensão do barramento da topologia P-4L variando a amplitude da tensão v_g para diferentes valores de α .

$$V_{gl_2} = \sqrt{V_g^2 + V_{l_2}^2 + 2V_g V_{l_2} \cos(\alpha)}. \quad (3.28)$$

As amplitudes de V_{gl_1} e V_{gl_2} do conversor P-3L são obtidas a partir dos diagramas fasoriais ilustrados na Figura 3.7, e são dadas por

$$V_{gl_1} = \sqrt{V_g^2 + V_{l_1}^2 + 2V_g V_{l_1} \cos(\alpha)} \quad (3.29)$$

$$V_{gl_2} = \sqrt{V_g^2 + V_{l_1}^2 + V_{l_2}^2 + 2V_g V_{l_1} V_{l_2} \cos(\alpha)}. \quad (3.30)$$

Analisando dois casos: a) $V_g = V_l = V_n$; e b) $V_g = 1,25V_n$ e $V_l = V_n$, onde V_n é o valor nominal da tensão do sistema. Nas Figuras 3.8 e 3.9, são ilustradas as curvas das tensões de barramento CC necessárias para diferentes valores do ângulo α . Na Tabela 3.1, resume-se a faixa de operação de α para o mínimo valor de tensão barramento CC necessário para os dois casos analisados. A partir das Equações (3.18) e (3.24), observa-se que o mínimo valor da tensão do barramento CC, para que as tensões sintetizadas nas cargas sejam $V_l = 1$ p.u., é 2 p.u..

3.2.3 Corrente do capacitor

A partir da análise das correntes do capacitor juntamente com a tensão do barramento, é possível determinar o valor dos capacitores do barramento CC. Assim, para o conversor

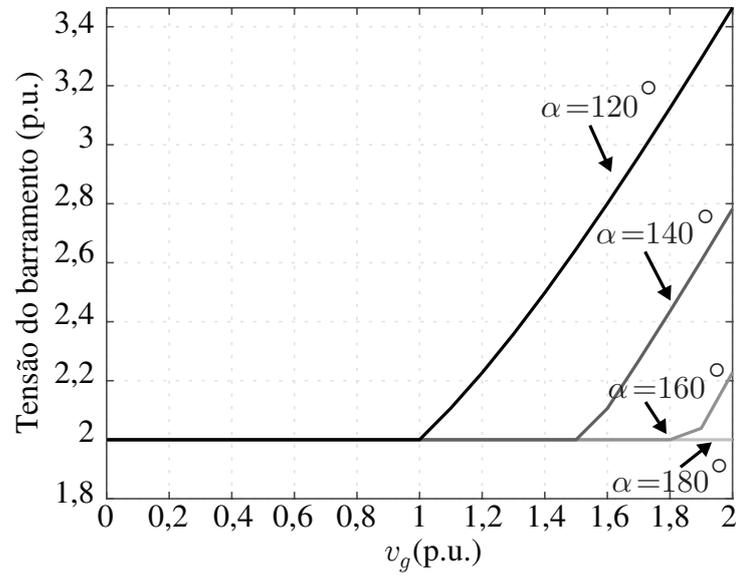


Figura 3.9: Tensão do barramento da topologia P-3L variando a amplitude da tensão v_g para diferentes valores de α .

Tabela 3.1: Regiões de operação para as topologias convencionais e propostas.

Conversor	V_g	V_C	α
C-5L	1 p.u.	2 p.u.	qualquer
	1,25 p.u.	2 p.u.	
C-3L	1 p.u.	2 p.u.	qualquer
	1,25 p.u.	4 p.u.	
P-4L	1 p.u.	2 p.u.	qualquer
	1,25 p.u.	2 p.u.	
P-3L	1 p.u.	2 p.u.	$120^\circ \leq \alpha \leq 240^\circ$
	1,25 p.u.	2 p.u.	$130^\circ \leq \alpha \leq 230^\circ$

P-4L, ilustrado na Figura 3.3, a corrente instantânea no capacitor pode ser expressa por

$$i_C = q_g i_g + q_h (-i_g + i_{l_1} + i_{l_2}) - q_{l_1} i_{l_1} - q_{l_2} i_{l_2}. \quad (3.31)$$

Como a corrente depende das chaves, essa pode ser obtida em função da expressão da largura de pulso

$$\tau_s = \frac{T}{2} + \frac{T}{V_C} v_{s0}^*. \quad (3.32)$$

Assim, a corrente média do capacitor em um período de chaveamento T é dada por

$$\bar{i}_C = \frac{1}{V_C} (v_g^* \bar{i}_g - v_{l_1}^* \bar{i}_{l_1} - v_{l_2}^* \bar{i}_{l_2}). \quad (3.33)$$

Para a topologia P-4L, a corrente do capacitor é composta por componentes harmônicas de alta frequência, devido ao chaveamento, e por uma componente com o o dobro da frequência da fundamental, devido $v_g^* \bar{i}_g$, $v_{l_1}^* \bar{i}_{l_1}$ e $v_{l_2}^* \bar{i}_{l_2}$. A corrente no capacitor da topologia C-5L possui as mesmas componentes que a P-4L.

A corrente instantânea do capacitor do conversor P-3L, ilustrado na Figura 3.4, é definida por

$$i_C = q_g i_g - q_{l_1} (i_{l_1} + i_g) - q_{l_2} i_{l_2} + i_{l_1} + i_{l_2}. \quad (3.34)$$

Assim, a corrente média é dada por

$$\bar{i}_C = \frac{1}{V_C} (v_g^* \bar{i}_g - v_{l_1}^* \bar{i}_{l_1} - v_{l_2}^* \bar{i}_{l_2}) - \frac{\bar{i}_{l_1}}{2} - \frac{\bar{i}_{l_2}}{2}. \quad (3.35)$$

Como pode ser visto em 3.35, a corrente do capacitor apresenta além das componentes harmônicas de alta frequência e com o dobro da frequência da fundamental, apresenta componentes com a frequência da fundamental, devido $\bar{i}_{l_1}/2$ e $\bar{i}_{l_2}/2$. Porém, caso o sistema estiver balanceado, como as correntes i_{l_1} e i_{l_2} estão defasados em 180° , a componente com frequência da fundamental será nula. Na topologia C-3L, além de i_{l_1} e i_{l_2} , também apresenta i_g como parcela de componente com a frequência da fundamental na corrente do capacitor. Essa componente de baixa frequência é indesejada, pois aumenta a ondulação na corrente do capacitor, o que acarreta na redução da vida útil dos capacitores.

3.2.4 Corrente do braço compartilhado

Os conversores propostos, P-4L e P-3L, possuem um braço compartilhado pelo lado da rede e da carga. Assim, a corrente desse braço pode ser avaliada de forma a ser minimizada dependendo do ângulo α . Em regime permanente e desprezando as perdas dos conversores, a potência média da rede e das cargas são iguais. A partir das potências P_{l_1} e P_{l_2} , dos fatores de potência das cargas (ϕ_{l_1} e ϕ_{l_2}), da amplitude (E_g), da amplitude da tensão das cargas (V_l) e da reatância X_g , é possível obter as amplitudes das correntes através das expressões

$$I_{l_1} = \frac{P_{l_1}}{V_l \cos(\phi_{l_1})} \quad (3.36)$$

$$I_{l_2} = \frac{P_{l_2}}{V_l \cos(\phi_{l_2})} \quad (3.37)$$

$$I_g = \frac{|P_{l_1} + P_{l_2}|}{V_g}, \quad (3.38)$$

em que $\phi_{l_{1,2}} < 0$ a carga é capacitiva e $\phi_{l_{1,2}} > 0$ a carga é indutiva, sendo que as correntes podem ser expressas por

$$i_{l_1} = I_{l_1} \sin(\omega t + \delta_g + \alpha + \phi_{l_1}) \quad (3.39)$$

$$i_{l_2} = I_{l_2} \sin(\omega t + \pi + \delta_g + \alpha + \phi_{l_2}) \quad (3.40)$$

Considerando que a frequência da rede e da carga sejam iguais, é possível relacionar as correntes i_g , i_{l_1} e i_{l_2} , que correspondem aos fasores de corrente \mathbf{i}_g , \mathbf{i}_{l_1} e \mathbf{i}_{l_2} do diagrama fasorial apresentado na Figura 3.10. Na Figura, observa-se que o ângulo α tem influência na amplitude da corrente do braço compartilhado. Dessa forma, modificando o valor do ângulo α pode-se minimizar a amplitude da corrente do braço compartilhado, reduzindo as perdas nos semicondutores.

O conversor P-4L compartilha o braço “h” entre a rede e a carga, a corrente instantânea que circulam pelo braço é dada por

$$i_h = q_h(-i_g + i_{l_1} + i_{l_2}). \quad (3.41)$$

Desta maneira, pelo diagrama fasorial da Figura 3.10(a) obtém-se a que a amplitude da corrente do braço compartilhado e dada por

$$I_h = \sqrt{I_g^2 + I_{l_1}^2 + I_{l_2}^2 - A + B - C} \quad (3.42)$$

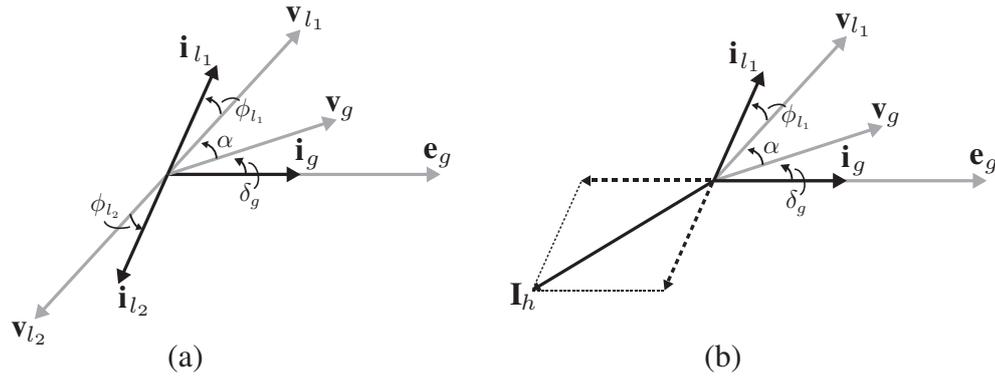


Figura 3.10: Diagrama vetorial relacionando as correntes e tensões das topologias propostas: (a) P-4L (b) P-3L.

onde $A = 2I_g I_{l_1} \cos(\alpha + \delta_g - \phi_{l_1})$, $B = 2I_g I_{l_2} \cos(\alpha + \delta_g - \phi_{l_2})$, $C = 2I_{l_1} I_{l_2} \cos(\alpha + \delta_g - \phi_{l_1}) \cos(\alpha + \delta_g - \phi_{l_2})$. Quando o conversor P-4L opera com cargas balanceadas, i_{l_1} e i_{l_2} se anulam, e somente i_g circula pelo braço “h”.

Na configuração P-3L o braço “l₁” é compartilhado entre a rede e a carga. As correntes que circulam são i_g e i_{l_1} . A partir do diagrama fasorial da Figura 3.10(b) obtém-se a amplitude da corrente do braço compartilhado dado por

$$I_h = \sqrt{I_g^2 + I_{l_1}^2 + 2I_g I_{l_1} \cos(\alpha + \delta_g - \phi_{l_1})}. \quad (3.43)$$

Na Figura 3.11 são ilustradas as curvas da amplitude da corrente do braço compartilhado para diferentes valores do ângulo α , sendo que para isso foi considerado que as cargas possuem mesmo FP.

3.3 Estratégia PWM

Nesta seção, apresentam-se as estratégias PWM para os conversores propostos P-4L e P-3L. A estratégia de PWM consiste em determinar as tensões de polo de referência dos conversores a partir das tensões de referência v_g^* , $v_{l_1}^*$ e $v_{l_2}^*$, sendo a tensão v_g^* saída do controlador de corrente. Desta forma, a largura de pulso das chaves do conversor são obtidas.

A estratégia de PWM utilizada para comandar os conversores baseia-se na modulação escalar proposta por (JACOBINA et al., 2006), aplicada em conversores CA/CC/CA monofásico com três braços 2L.

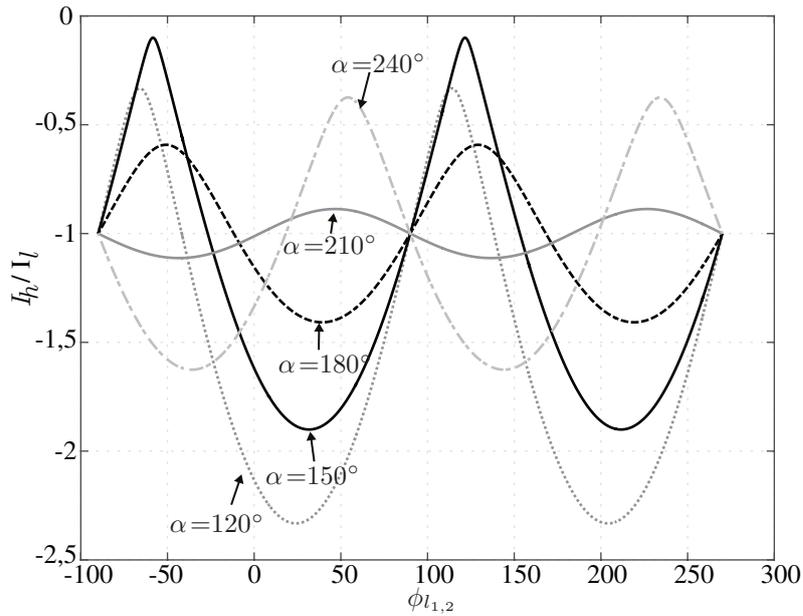


Figura 3.11: Amplitude da corrente no braço compartilhado normalizada com a corrente da carga para topologia P-3L operando com cargas de FP igual.

3.3.1 Conversor P-4L

O princípio da estratégia de modulação, para o conversor P-4L, baseia-se na utilização de uma tensão de referência auxiliar v_x^* para o braço compartilhado, a qual é determinada por

$$v_x^* = \mu_x v_{x,max} + (1 - \mu_x) v_{x,min} \quad (3.44)$$

em que $v_{x,max}$ e $v_{x,min}$ são obtidos por

$$v_{x,max} = V_C^*/2 - \max\{v_g^*, v_{l_1}^*, v_{l_2}^*, 0\} \quad (3.45)$$

$$v_{x,min} = V_C^*/2 - \min\{v_g^*, v_{l_1}^*, v_{l_2}^*, 0\}, \quad (3.46)$$

sendo que os valores máximo ($V_C^*/2$) e mínimo ($-V_C^*/2$) das tensões de polo e o máximo e mínimo dos valores instantâneos entre v_g^* , $v_{l_1}^*$, $v_{l_2}^*$ e zero. O fator de distribuição de tensão (μ_x) é delimitado por uma faixa de operação que varia $0 \leq \mu_x \leq 1$. A variação do valor de μ_x tem como objetivo alterar o valor da tensão de polo do braço compartilhado, modificando assim, as tensões de polo que dependem da mesma. Quando $\mu_x = 0$, em determinados instantes uma das tensões de polo de referências é igual a metade do valor negativo da tensão de barramento CC enquanto as outras são moduladas; quando $\mu_x = 1$, uma das tensões de polo de referência é igual a metade do valor positivo da tensão de barramento

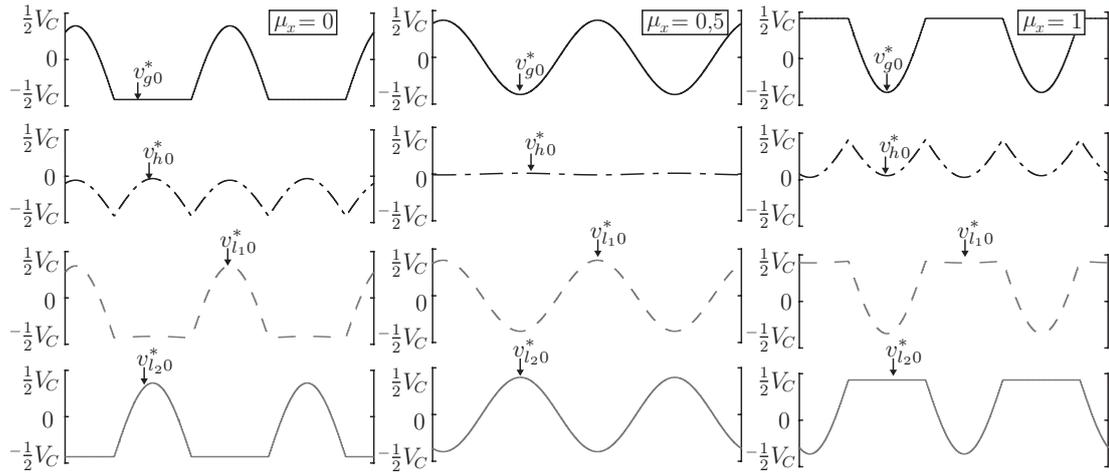


Figura 3.12: Formas de onda das tensões de polo de referência considerando $\mu_x = 0$, $\mu_x = 0,5$ e $\mu_x = 1$.

CC enquanto a outras são moduladas; quando $\mu_x = 0,5$ o tempo de comutação é igualmente distribuído entre o início e o final do intervalo de modulação. Normalmente, $\mu_x = 0,5$ é utilizado pois possibilita a redução dos valores de distorção das correntes de saída do inversor (C. DA SILVA et al., 2011).

Assim, as tensões de polo de referência podem ser escritas a partir de (3.2) - (3.4) como:

$$v_{g0}^* = v_g^* + v_x^* \quad (3.47)$$

$$v_{l10}^* = v_{l1}^* + v_x^* \quad (3.48)$$

$$v_{l20}^* = v_{l2}^* + v_x^* \quad (3.49)$$

$$v_{h0}^* = v_x^*. \quad (3.50)$$

Na Figura 3.12, são ilustradas as curvas das tensões de polo de referência da topologia P-4L considerando $\mu_x = 0$, $\mu_x = 0,5$ e $\mu_x = 1$. Os valores das tensões de polo de referência obtidos são comparados com uma onda triangular (portadora) com frequência f_s e amplitude $\frac{V_C}{2}$, a partir disso são gerados os sinais de comando das chaves do conversor, como ilustrado na Figura 3.13.

3.3.2 Conversor P-3L

O conversor P-3L possui mesmo número de tensões de polo e de tensões de referência, assim não é necessário utilizar uma tensão de referência auxiliar. Desta forma, as tensões de

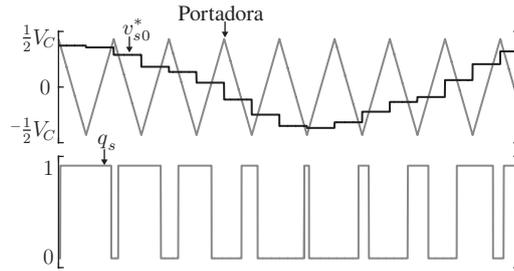


Figura 3.13: Técnica PWM escalar utilizada para obtenção dos sinais de comando das chaves.

polo podem ser obtidas a partir de (3.5) - (3.7), como segue

$$v_{l10}^* = v_{l1}^* \quad (3.51)$$

$$v_{l20}^* = v_{l2}^* \quad (3.52)$$

$$v_{g0}^* = v_g^* + v_{l1}^*. \quad (3.53)$$

3.4 Estratégia de controle

O controle da tensão do barramento CC e o controle da corrente da rede são necessários para que as tensões de saída sejam mantidas constantes, o fator de potência seja elevado e a corrente com baixa distorção harmônica. Dessa forma, são obtidas as tensões de polo de referência que geram o comando de pulsos para as chaves dos conversores.

O diagrama de blocos do sistema de controle completo é ilustrado na Figura 3.14. Esse sistema apresenta uma estrutura em cascata, sendo que a malha interna é responsável pelo controle da corrente, enquanto a malha externa controla a tensão do barramento CC.

O bloco R_{C_m} corresponde a um controlador PI, que recebe o erro da tensão lida do barramento (V_C) com a tensão de referência (V_C^*). Esse erro de tensão é regulado e gera a amplitude da corrente da rede (I_g^*) necessária para a regulação da tensão do barramento CC. O bloco S_{yn} representa um controlador de malha de captura de fase (*phase-locked loop*) (PLL), que recebe o sinal a ter a fase capturada (i_g) e gera um sinal normalizado com a fase sincronizada ao sinal de entrada (e_g), obtendo-se a corrente da rede de referência i_g^* .

A corrente de referência gerada no bloco S_{yn} é comparada com a corrente da rede (i_g), o erro gerado é controlado no bloco R_{i_g} . Por se tratar de uma corrente senoidal o controlador PI convencional não garante erro nulo em regime permanente, assim é utilizado é um controlador

PI ressonante (PI modificado), apresentado em (JACOBINA et al., 2001), que garante que o erro seja nulo na frequência da fundamental. Desta forma, o controle da corrente i_g é obtido, resultando na tensão v_g^* na saída. A tensão de referência gerada é utilizada para a execução do PWM descrito anteriormente, que gera a sequência de chaveamento do conversor.

O bloco G_v recebe ϕ_1 e ϕ_2 , a amplitude de referência das tensões v_{l_1} e v_{l_2} (V_l^*) e a tensão v_g^* ou e_g . Esse bloco gera as tensões $v_{l_1}^*$ e $v_{l_2}^*$ de forma a minimizar a corrente nos braços compartilhados pelos lados retificador e inversor (h ou l_1). Quando o FP das cargas muda, α muda de forma a minimizar a corrente do braço compartilhado. Sendo que α deve sempre obedecer os limites de operação de cada topologia, descritos na Tabela 3.1.

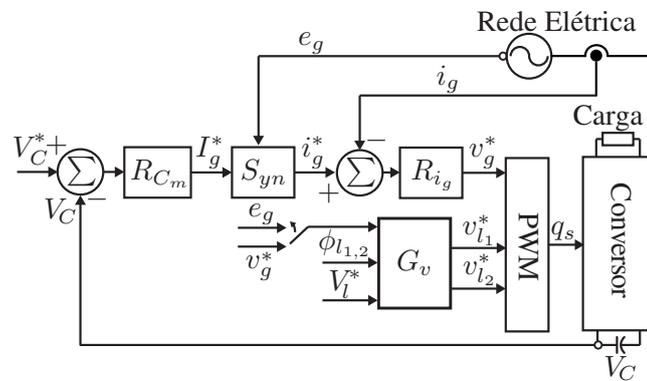


Figura 3.14: Diagrama de blocos do sistema de controle.

3.4.1 Modelo de Controle

Nessa seção, apresentam-se o modelo dos controladores utilizados para o controle da corrente e da tensão do barramento CC.

Controle de Corrente

O controle da corrente é feito a partir de um controlador ressonante (PI modificado). Esse controlador é utilizado por se tratar de uma variável senoidal, e pode ser modelado pelas seguinte equações

$$\frac{dx_a}{dt} = x_b + 2ki_g e_{i_g} \quad (3.54)$$

$$\frac{dx_b}{dt} = -\omega_g^2 x_a \quad (3.55)$$

$$v_g^* = x_a + kp_{i_g} e_{i_g} \quad (3.56)$$

em que x_a e x_b são variáveis de estado do controlador, kp_{ig} e ki_{ig} são os ganhos proporcional e integral, respectivamente, v_g^* é a saída do controlador, $e_{ig} = i_g - i_g^*$ é o erro da corrente e ω_g é a frequência angular da corrente de referência. A relação entre a corrente i_g e tensão v_g é dada pela Equação (3.1), considerando que a tensão e_g é uma perturbação, aplica-se a transformada de Laplace e o seguinte modelo de primeira ordem relacionando a entrada e saída do sistema pode ser obtido:

$$I_g(s) = \frac{1/R_g}{sT_g + 1} V_g(s) \quad (3.57)$$

em que

$$T_g(s) = -\frac{L_g}{R_g}. \quad (3.58)$$

Considerando um controlador PI convencional, pode-se obter a malha fechada do sistema, como a seguir:

$$TF_{i_g} = -\frac{\frac{ki_{ig}}{R_g} \left(\frac{kp_{ig}}{ki_{ig}} s + 1 \right)}{s^2 + \left(1 + \frac{kp_{ig}}{R_g} \right) s + \frac{ki_{ig}}{R_g T_g}}. \quad (3.59)$$

Os ganhos são calculados a partir de

$$kp_{ig} = R_g(2\xi\omega_{oi}T_g - 1) \quad (3.60)$$

$$ki_{ig} = L_g\omega_{oi}^2 \quad (3.61)$$

em que ξ é o fator de amortecimento do sistema e ω_{oi} é a frequência angular de ressonância da malha de controle de corrente.

Controle da tensão do barramento

O controle da tensão do barramento é realizada a partir da relação da corrente da rede e da tensão do barramento CC.

$$\frac{v_g i_g}{V_c} = C \frac{d}{dt} v_c + i_L \quad (3.62)$$

Para um sistema balanceado e considerando o valor médio:

$$\frac{V_g I_g}{V_c} = C \frac{d}{dt} v_c + I_L. \quad (3.63)$$

Considerando I_L uma perturbação, aplicando a transformada de Laplace na Equação 3.63, o seguinte modelo de primeira ordem relacionando a entrada e saída do sistema pode ser obtido:

$$G_v(s) = -\frac{V_g}{sCV_c}. \quad (3.64)$$

Considerando um controlador PI, pode-se obter a função de transferência em malha fechada do sistema, como a seguir:

$$TF_v = -\frac{ki_v\left(\frac{kp_v}{ki_v}s + 1\right)}{s^2 + \left(\frac{kp_vV_g}{CV_c}\right)s + \frac{ki_vV_g}{CV_c}} \quad (3.65)$$

onde kp_v e ki_v são os ganhos proporcional e integral do controlador. Os ganhos são calculados a partir de

$$kp_v = 2\xi\omega_{ov}T_gC\frac{V_c}{V_g} \quad (3.66)$$

$$ki_v = \omega_{ov}^2C\frac{V_c}{V_g} \quad (3.67)$$

em que ω_{ov} é a frequência angular de ressonância da malha de controle da tensão do barramento CC.

3.5 Comparações entre as topologias convencionais e propostas

Nessa seção, apresenta-se uma análise comparativa entre as topologias C-5L, C-3L, P-4L e P-3L em termos de distorções harmônicas das tensões de entrada e saída, e perdas nos dispositivos semicondutores. As simulações foram feitas no Matlab em malha aberta, considerando as seguintes características: i) as cargas eram balanceadas; ii) a tensão no barramento foi obtida por uma fonte ideal; iii) a tensão de alimentação da rede era ideal. Os parâmetros utilizados são descritos na Tabela 3.2.

3.5.1 Distorções harmônicas

Na Figura 3.15, ilustram-se as curvas simuladas das tensões v_g , v_{l1} e v_{l2} geradas pelos conversores convencionais e propostos. As topologias C-5L, P-4L e P-3L sintetizam a tensão

Tabela 3.2: Parâmetros utilizados para comparação dos conversores convencionais (C-5L e C-3L) e propostos (P-4L e P-3L) em termos de distorções harmônicas das tensões e de perdas nos semicondutores .

Parâmetros		Valor
Tensão da rede	$E_{g(\text{rms})}$	110 V
Tensão de referência da carga	$V_{l(\text{rms})}^*$	110 V
Tensão do barramento CC	V_C	327 V
Frequência da rede e carga	f_g/f_l	60/60 Hz
Frequência de chaveamento	f_s	5 kHz
Fator de potência da carga	$\cos \phi_{l_1} / \cos \phi_{l_2}$	0,95 atrasado
Potência do sistema	P_l	1000 W
Impedância da rede	Z_g	$0,02Z_b^*$
Fator de potência da rede	$\cos \varphi$	1

* Z_b é a impedância de base.

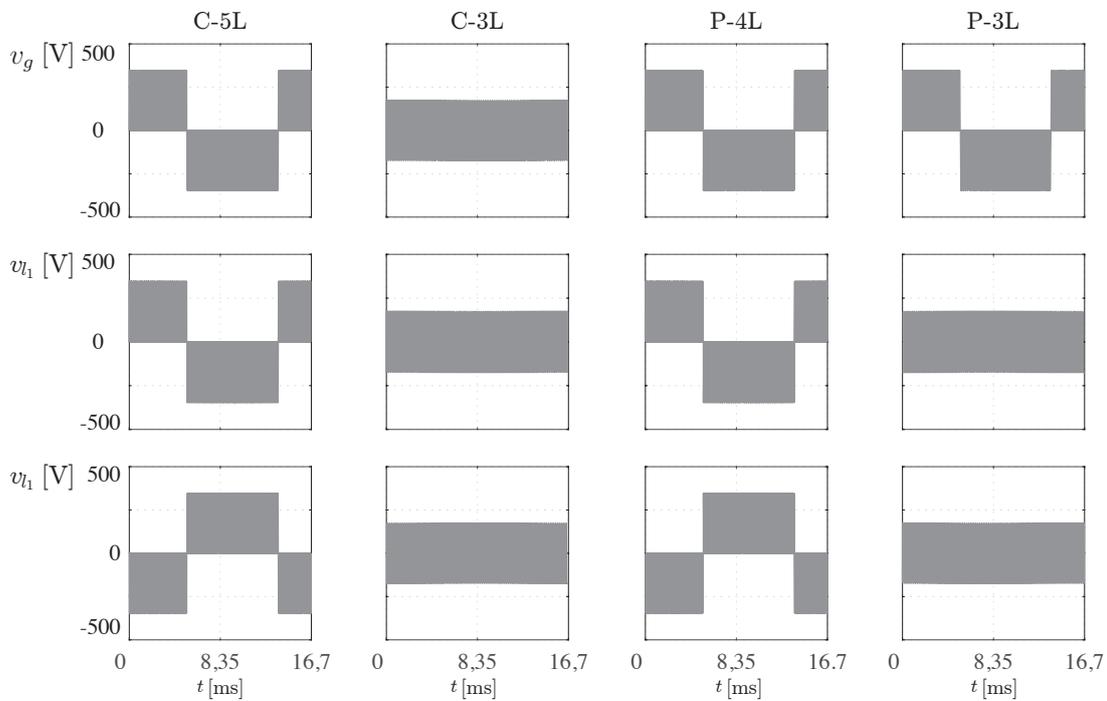


Figura 3.15: Formas de onda simuladas das tensões v_g , v_{l_1} e v_{l_2} geradas pelos conversores convencionais (C-5L e C-3L) e propostos (P-4L e P-3L) em regime permanente.

v_g com três níveis, enquanto C-3L apenas com dois níveis. As tensões v_{l_1} e v_{l_2} para C-5L e P-4L têm três níveis, enquanto a C-3L e P-3L têm apenas dois níveis. Como pode ser visto, a tensão v_{l_2} é sempre defasado em 180° da tensão v_{l_1} . As distorções harmônicas das tensões v_g , v_{l_1} e v_{l_2} são calculadas utilizando a WTHD das tensões geradas da mesma forma que no Capítulo 2.

Na Tabela 3.3, são apresentados os resultados de WTHD das tensões v_g , v_{l_1} e v_{l_2} obtidos

Tabela 3.3: Distorção harmônica das tensões v_g , v_{l_1} e v_{l_2} dos conversores convencionais (C-5L e C-3L) e propostos (P-4L e P-3L) para diferentes valores de FP.

Conversor	FP	WTHD v_g (%)	WTHD v_{l_1} (%)	WTHD v_{l_2} (%)
C-5L ($\mu_x = 0,5$)	0,95	0,66	1,00	1,00
	0,6	0,66	1,00	1,00
C-5L ($\mu_x = 0$ ou 1)	0,95	1,31	1,13	1,13
	0,6	1,31	1,13	1,13
C-3L	0,95	1,04	1,13	1,13
	0,6	1,05	1,13	1,13
P-4L($\mu_x = 0,5$)	0,95	0,75	1,00	1,00
	0,6	0,75	1,00	1,00
P-4L ($\mu_x = 0$ ou 1)	0,95	1,06	1,10	1,10
	0,6	1,06	1,10	1,10
P-3L	0,95	0,96	1,13	1,13
	0,6	1,00	1,13	1,13

para cada conversor. Os conversores que apresentam maior número de níveis de tensões têm os melhores resultados em termos de distorções harmônicas nas tensões. Como pode ser observado $\mu_x = 0,5$ minimiza as WTHD das tensões do lado da rede e carga. Quando $\mu_x = 0$ ou 1 é utilizado, a topologia P-4L tem melhor resultado que a C-5L.

Para o conversor P-3L, foi utilizado diferentes valores α para os diferentes valores de FP visando reduzir a corrente do braço compartilhado. Desta forma, quando o FP foi reduzido houve um aumento na WTHD da tensão v_g . Para os outras conversores, independente do FP, as WTHD permaneceram iguais.

Na Figura 3.16, ilustra-se o efeito de α nas distorções harmônicas das tensões v_g , v_{l_1} e v_{l_2} para os conversores P-4L, utilizando $\mu_x = 0,5$ e $\mu_x = 0$, e P-3L. Observa-se que no caso do conversor P-4L para ambos valores de μ_x , quando $\alpha = 90^\circ$, as tensões v_{l_1} e v_{l_2} possuem mesma WTHD e também apresentam menor WTHD para todas as tensões. Entretanto, para o conversor P-3L, a partir do ângulo $\alpha = 180^\circ$ as tensões v_{l_1} e v_{l_2} possuem mesma WTHD e, em $\alpha = 220^\circ$, a tensão v_g possui menor WTHD.

3.5.2 Perdas nos dispositivos semicondutores

O modelo de perdas nos semicondutores utilizado é o mesmo que o citado no Capítulo 2. Na Tabela 3.4, estão sumarizados os valores médios de perdas nos semicondutores por condução, chaveamento e totais (P_{cd} , P_{sw} e P_{to} , respectivamente) dos conversores investi-

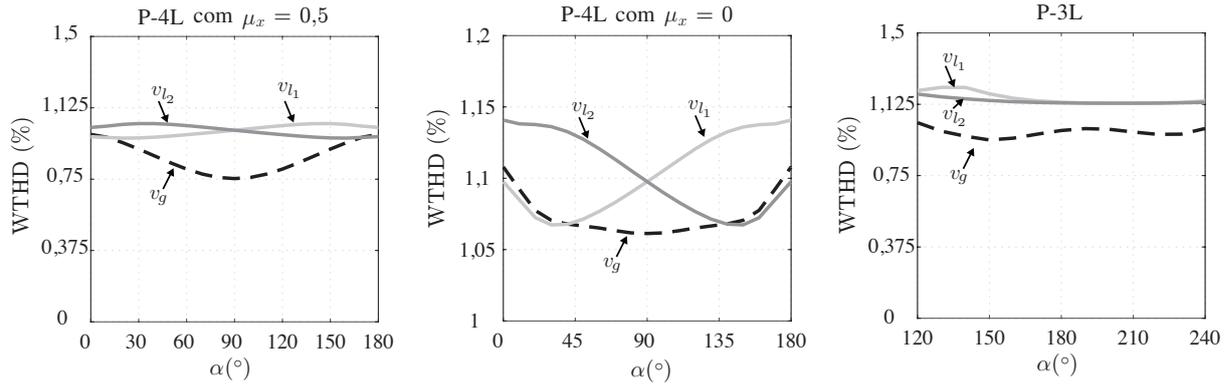


Figura 3.16: Distorção harmônica das tensões v_g , v_{l_1} e v_{l_2} em função do ângulo α

Tabela 3.4: Perdas nos semicondutores dos conversores convencionais (C-5L e C-3L) e propostos (P-4L e P-3L) para diferentes valores de FP considerando cargas balanceadas.

Conversor	FP	P_{cd} (W)	P_{sw} (W)	P_{to} (W)
C-5L ($\mu_x = 0,5$)	0,95	32,09	71,05	103,14
	0,6	39,00	79,52	118,61
C-5L ($\mu_x = 0$ ou 1)	0,95	32,09	61,70	93,79
	0,6	39,09	69,28	108,37
C-3L	0,95	20,99	45,27	66,26
	0,6	27,99	53,73	81,72
P-4L ($\mu_x = 0,5$)	0,95	32,09	65,27	97,35
	0,6	39,09	73,74	112,83
P-4L ($\mu_x = 0$ ou 1)	0,95	32,09	61,03	93,12
	0,6	39,09	68,52	107,61
P-3L	0,95	20,83	45,16	65,98
	0,6	22,54	47,07	69,61

gados. Os resultados foram obtidos nas mesmas condições nas quais foram calculadas as distorções harmônicas das tensões.

Analisando os resultados da Tabela 3.4, observa-se que quanto menor o FP das cargas, maiores são as perdas dos conversores. O conversor P-4L apresenta um braço a menos que o conversor C-5L, assim as perdas totais são reduzidas mesmo com diferentes FP. Quando $\mu_x = 0$ ou 1 é utilizado, as perdas totais das duas topologias reduzem, e a topologia C-5L tem resultado próximo a P-4L.

Analisando os conversores C-3L e P-3L, na topologia convencional somente a corrente i_{l_1} circula pelo braço “ l_1 ”, enquanto na topologia proposta as correntes i_{l_1} e i_g circulam pelo braço “ l_1 ”. Logo, como as duas correntes se somam ($i_{l_1} + i_g$), esperava-se que as perdas por

conduções fossem maiores na topologia P-3L. Porém, α foi escolhido de forma a minimizar a corrente do braço compartilhado. Dessa forma, as perdas da topologia proposta foram reduzidas e os resultados obtidos em termos de perdas ficou similar a da topologias C-3L para o FP = 0,95. Já para o FP = 0,6 as perdas da topologia P-3L em relação a C-3L foram mais significativas.

3.6 Resultados de simulação e experimentais

Os dois conversores apresentados nas Figuras 3.3 e 3.4 foram simulados no *software* Matlab e validados experimentalmente. Nesta seção, apresentam-se resultados simulados e experimentais dos conversores P-4L e P-3L em regime permanente para dois cenários diferentes utilizando as estratégias PWM apresentadas na seção 3.3. Em seguida, apresentam-se resultados experimentais dos conversores P-4L e P-3L sob transitório de carga, para validar a técnica de controle da tensão do barramento CC. Por fim, apresentam-se resultados experimentais dos conversores P-4L e P-3L sob uma sobretensão e afundamento de tensão na tensão e_g .

Os parâmetros utilizados estão descritos na Tabela 3.5. A carga não linear adotada foi uma ponte de diodos com resistência de 60 Ω , indutância de 7 mH e capacitância de 80 μF . A plataforma experimental utilizada para validação experimental foi desenvolvida empregando dispositivos de potência da SEMIKRON, sendo que as chaves são IGBTs com drives dedicados (SKHI23). Essa plataforma é controlada por um DSP TMS320F28335, que é responsável por gerar o gatilho para as chaves e controlar o conversor a partir das variáveis obtidas pelos sensores de tensão e corrente.

Tabela 3.5: Parâmetros utilizados para a simulação e para validação experimental dos conversores P-4L e P-3L.

Parâmetros		Valores
Tensão da rede	$E_{g(\text{rms})}$	110 V
Tensão de referência da carga	$V_{l(\text{rms})}$	110 V
Tensão do barramento CC	V_C	327 V
Capacitância do barramento CC	C	2200 μF
Frequência da rede e carga	f_g/f_l	60/60 Hz
Frequência de chaveamento	f_s	10 kHz
Resistência da carga	r_l	40 Ω
Indutância da carga	l_l	14 mH

3.6.1 Resultados de simulação

Na Figura 3.17, são apresentados os resultados da simulação das topologias propostas nos dois casos. Como esperado, as tensões v_g apresentam três níveis de tensão para ambas topologias. A topologia P-4L apresenta as tensões v_{l_1} e v_{l_2} com três níveis de tensão, enquanto a P-3L com apenas dois. A tensão da rede é sincronizada com a corrente da rede, com isso o fator de potencia unitário é garantido. A tensão do barramento CC fica adequadamente balanceado, mesmo no caso com carga não linear.

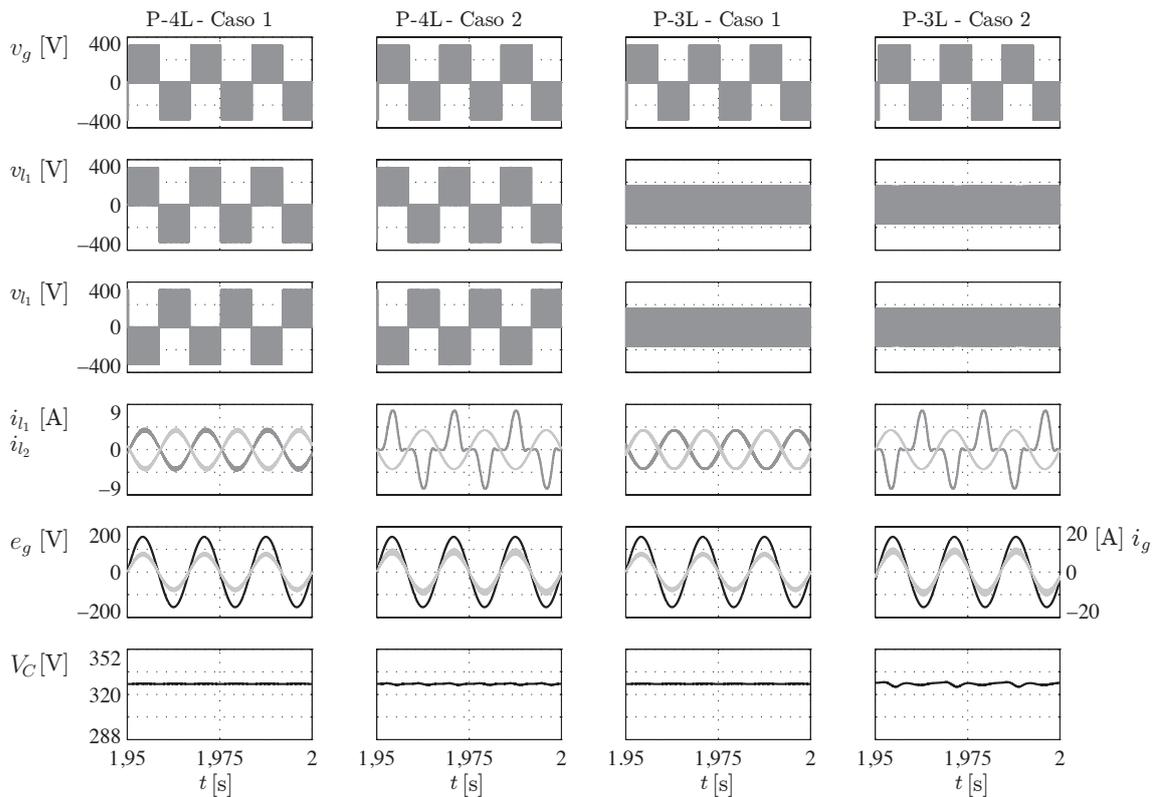


Figura 3.17: Resultados de simulação (P-4L na esquerda e P-3L na direita).

3.6.2 Resultados de experimentais

A princípio, apresentam-se os resultados experimentais obtidos da operação dos conversores P-4L e P-3L em regime permanente sob duas circunstâncias: duas cargas RL balanceadas, e cargas desbalanceadas - em que, uma carga RL e outra carga não linear. Em seguida, o desempenho operacional do conversor é avaliado sob três circunstâncias: transitório de carga, afundamento de tensão e sobretensão.

Regime permanente

Nas Figuras 3.18 e 3.19, ilustram-se respectivamente as curvas experimentais do conversor P-4L e do conversor P-3L em regime permanente. Para o conversor P-4L, as tensões geradas v_g , v_{l_1} e v_{l_2} apresentam três níveis, e as tensões v_{l_1} e v_{l_2} são defasadas em 180° , como ilustrado na Figura 3.18(a). Para o conversor P-3L, a tensão gerada v_g apresenta três níveis, porém v_{l_1} e v_{l_2} apresentam dois níveis, como ilustrado nas Figuras 3.19(a). Nas Figuras 3.18(b) e 3.19(b), ilustram-se as curvas da tensão e_g e as correntes i_g , i_{l_1} e i_{l_2} em condição balanceada. Observa-se que a corrente i_g apresenta forma de onda senoidal e está em sincronia, devido à ação da estratégia de controle.

Nas Figuras 3.18(c) e 3.19(c), ilustram-se as formas de onda das correntes dos conversores para as condições de desbalanço, em que uma carga é RL e a outra não linear. Para o conversor P-4L, observa-se que desbalanço entre as correntes das cargas tem influência na corrente do braço compartilhado (i_h), no entanto, observa-se que i_g permanece senoidal.

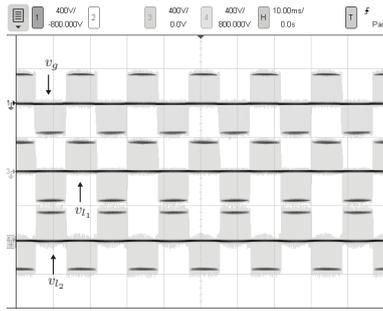
Transitório de carga

Os resultados experimentais sob transitório de carga são apresentados nas Figuras 3.20 e 3.21 para ambas conversores propostos. O transitório de carga foi realizado aplicando um degrau na carga RL reduzindo 50% da potência processada, enquanto a carga não linear permaneceu constante. Nas Figuras, ilustram-se as curvas da tensão V_C e das correntes i_{l_1} e i_{l_2} . Observa-se que a tensão V_C se manteve regulada em aproximadamente 327 V.

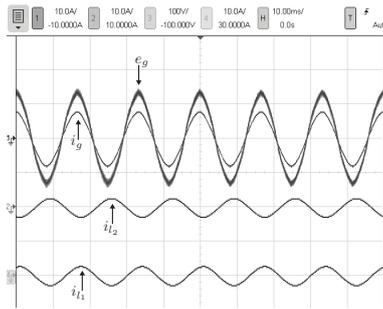
Sobretensão e afundamento de tensão

Nas Figuras 3.22 e 3.22, ilustram-se as curvas experimentais da tensão e_g , tensão V_C e das correntes i_{l_1} e i_{l_2} sob a condição de sobretensão. A sobretensão de 38 V (25% de $110\sqrt{2}$ V) foi aplicada na tensão da rede para avaliar o controle da tensão de saída. Nota-se que o sistema obteve rápida resposta dinâmica e estabilidade da tensão do barramento CC. A partir das formas de onda das correntes, que são constantes, é possível saber que a tensão se manteve.

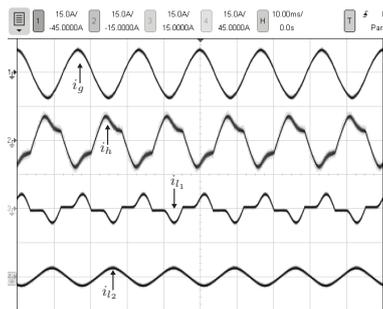
Nas Figuras 3.24 e 3.24, ilustram-se as curvas experimentais da tensão e_g , tensão V_C e das correntes i_{l_1} e i_{l_2} sob a condição de afundamento de tensão. O afundamento de 38 V (25% de



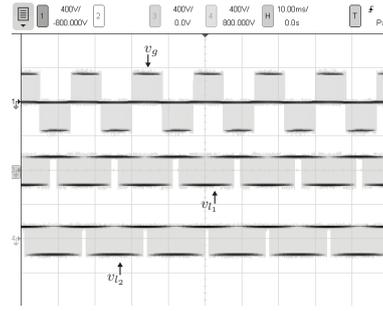
(a)



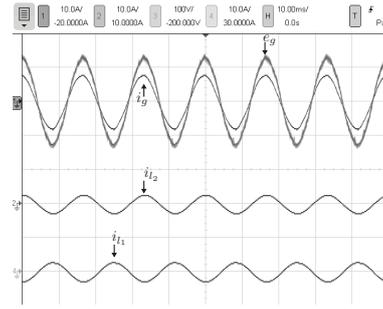
(b)



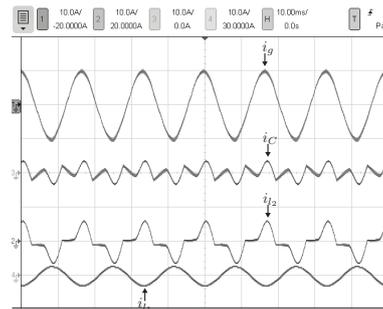
(c)



(a)



(b)



(c)

Figura 3.18: Formas de onda experimentais em regime permanente do conversor P-4L (a) v_g , v_{l1} e v_{l2} , (b) e_g , i_g , i_{l1} e i_{l2} para cargas balanceadas, (c) i_g , i_h , i_{l1} e i_{l2} para cargas desbalanceadas.

Figura 3.19: Formas de onda experimentais em regime permanente do conversor P-3L (a) v_g , v_{l1} e v_{l2} , (b) e_g , i_g , i_{l1} e i_{l2} para cargas balanceadas, (c) i_g , i_C , i_{l1} e i_{l2} para cargas desbalanceadas.

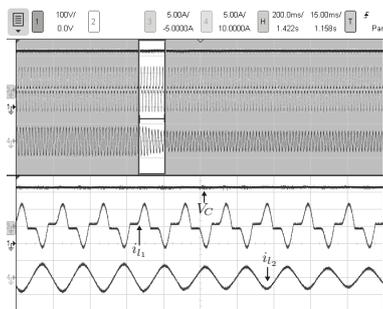


Figura 3.20: Formas de onda experimentais sob uma transição na carga RL do conversor P-4L.

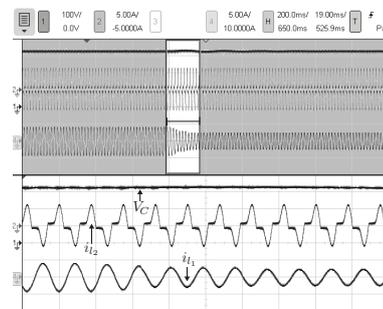


Figura 3.21: Formas de onda experimentais sob uma transição na carga RL do conversor P-3L.

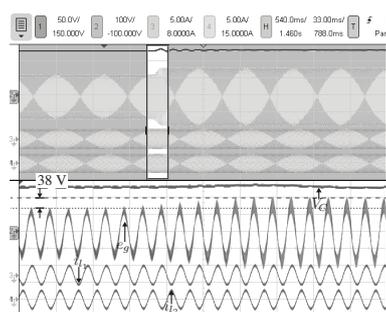


Figura 3.22: Formas de onda experimentais sob uma sobretensão em e_g do conversor P-4L.

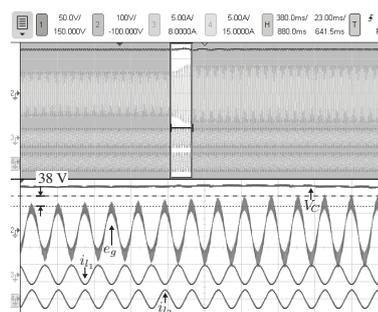


Figura 3.23: Formas de onda experimentais sob uma sobretensão em e_g do conversor P-3L.

$110\sqrt{2}$ V) foi aplicada na tensão da rede para avaliar a operação dos conversores. Observa-se que o sistema obteve rápida resposta dinâmica e estabilidade da tensão do barramento CC.

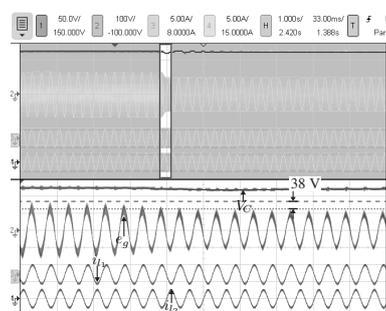


Figura 3.24: Formas de onda experimentais sob um afundamento em e_g do conversor P-4L.

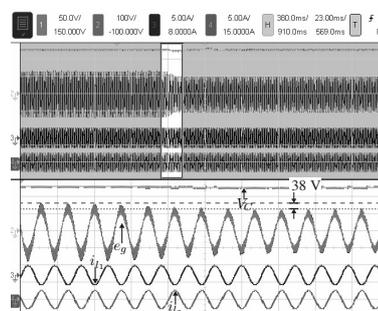


Figura 3.25: Formas de onda experimentais sob um afundamento em e_g do conversor P-3L.

4

Conclusão

Esta dissertação apresentou dois conversores CA/CC/CA monofásico para monofásico a três fios e quatro conversores CC/CA monofásico a três fios baseados em braços NPC. No Capítulo 2, propôs-se um conversor CC/CA monofásico a três fios de dois braços NPC, e três de três braços NPC - em que, dois conversores eram versões híbridas utilizando braços 2L. Os conversores propostos são capazes de operar com cargas desbalanceadas e não lineares, e mesmo assim fornecer tensões de saída com amplitude e frequência constantes.

No Capítulo 3, propôs-se dois conversor CA/CC/CA monofásico para monofásico a três fios capazes de operar com cargas desbalanceadas e não lineares, e mesmo assim fornecer tensões de saída com amplitude e frequência constantes, corrente de rede senoidal e FP unitário.

Conversores CC/CA Monofásico a Três Fios Baseados em Braços NPC

Os conversores propostos foram avaliados quanto à regulação de tensão de saída e da tensão dos capacitores do barramento CC. A eficácia da técnica de balanceamento foi comprovada pelos resultados de simulação e experimentais, mesmo operando com cargas desbalanceadas e não-linear gerou os níveis de tensão esperados.

A avaliação das distorções harmônicas de tensão e perdas nos dispositivos semicondu-

tores foi realizada a partir da comparação dos conversores propostos com um conversor convencional, ambos simulados em cenários iguais, sendo que as cargas estavam balanceadas. Como resultado, verificou-se que os conversores propostos P-333 e P-322 apresentam menor distorção harmônica nas tensões que o conversor convencional. Além disso, os três conversores propostos reduziram as perdas totais nos semicondutores operando com mesma frequência de chaveamento. Os conversores P-33, P-333 e P-322 operando com mesma distorção harmônica de tensão que o conversor P-233 teve uma redução ainda maior nas perdas totais nos semicondutores, devido a redução da frequência de chaveamento.

Na validação experimental, resultados de simulação e experimentais comprovaram a eficácia dos conversores propostos.

Conversores CA/CC/CA monofásicos a três fios

Os conversores propostos foram avaliados quanto à regulação de tensão de saída e do barramento CC, assim como a correção do FP da rede e corrente senoidal. A eficácia da técnica de modulação adotada e estratégias de controle foi comprovada pelos resultados de simulação e experimentais, mesmo quando os conversores propostos operaram com cargas desbalanceadas e não linear, os níveis de tensão esperados foram gerados.

A avaliação das distorções harmônicas de tensão e perdas nos dispositivos semicondutores foi realizada a partir da comparação dos conversores propostos com conversores convencionais, ambos simulados em cenários iguais, sendo que as cargas estavam balanceadas. Comparando os conversores C-5L e P-4L, na configuração proposta há uma redução no número de chaves de potência, o que potencialmente pode reduzir o preço do conversor. Em termos de distorções harmônicas das tensões e perdas nos dispositivos semicondutores, ambos conversores apresentam resultados similares, havendo uma redução para o conversor proposto quando $\mu_x = 0,5$ é considerado.

Comparando os conversores C-3L e P-3L, o conversor proposto tem melhores resultados em termos de distorções harmônicas e resultados similares de perdas nos dispositivos semicondutores, quando utilizado a técnica de minimização da corrente no braço compartilhado. Além disso, quando cargas iguais estiverem sendo utilizadas a corrente circulando no barramento não possui a componente harmônica fundamental. Comparando os dois conver-

sores propostos, o P-3L possui menos chaves, porém a corrente que circula no barramento CC, quando as cargas estiverem desbalanceadas, possui um componente harmônica com a frequência da fundamental, o que é indesejável uma vez que pode acarretar no desbalanço da tensão fazendo com que o capacitor tenha que ser maior e pode ter sua vida útil reduzida.

Na validação experimental, resultados de simulação e experimentais comprovaram a eficácia dos conversores propostos. Os conversores operaram com cargas desbalanceadas e não lineares, e as tensões na carga se mantiveram com amplitude e frequência constantes. Além disso, a corrente da rede se manteve senoidal e o FP próximo ao unitário. Com isso, ficou comprovado que as topologias P-4L e P-3L são opções viáveis para aplicações de conversão e compensação de energia para sistemas monofásicos a três fios.

4.1 Trabalhos futuros

Alguns pontos que não foram foco deste trabalho seguem como sugestões para trabalhos futuros:

1. Avaliar a viabilidade da utilização de topologias híbridas, braços multiníveis e braços 2L, para os conversores CA/CC/CA propostos no Capítulo 3.
2. Estudar a possibilidade de implementação das topologias do Capítulo 3 com isolamento galvânica.
3. Estudar novas topologias de conversores multiníveis aplicadas à sistemas monofásicos a três fios.

Referências Bibliográficas

- ALSMADI, Y.; UTKIN, V.; XU, L. e WANG, A., Sliding mode control of three-phase, boost-type and three-Wire, single-phase AC/DC power converters, In: *2014 13th International Workshop on Variable Structure Systems (VSS)*, 2014., pp. 1–6.
- ANDOH, I.; MORIYAMA, A. e TAKAHASHI, I., Development of a high-efficiency flywheel UPS using a 3-arm inverter/converter, *Electrical Engineering in Japan*, v. 120, n. 1, p. 77–84, 1997.
- BABA, Y.; OKAMOTO, M.; HIRAKI, E. e TANAKA, T., A half-bridge inverter based current balancer with the reduced dc capacitors in single-phase three-wire distribution feeders, In: *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2011., pp. 4233–4239.
- CHIANG, S. J. e LIAW, C. M., Single-phase three-wire transformerless inverter, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, v. 141, n. 4, p. 197–205, 1994.
- DIAS, J. A. A.; DOS SANTOS, E. C.; JACOBINA, C. B. e DA SILVA, E. R. C., Application of single-phase to three-phase converter motor drive systems with IGBT dual module losses reduction, In: *2009 Brazilian Power Electronics Conference*, 2009., pp. 1155–1162.
- ENJETI, P. N. e RAHMAN, A., A new single-phase to three-phase converter with active input current shaping for low cost AC motor drives, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 29, n. 4, p. 806–813, 1993.
- FUJITA, T. e IIDA, S., An AC-DC Converter with Power Compensator Functions for Single-Phase Three-Wire Distribution System, In: *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, 2006., pp. 2624–2629.
- GEHRKE, B. S.; JACOBINA, C. B.; DE FREITAS, N. B. e D. P. D. QUEIROZ, A., Single-phase to two-phase power converter, In: *2018 IEEE Applied Power Electronics*

- Conference and Exposition (APEC)*, 2018a., pp. 3535–3541.
- GEHRKE, B. S.; JACOBINA, C. B.; SOUSA, R. P. R.; DA SILVA, I. R. F. M. P.; DE FREITAS, N. B. e CORREA, M. B. R., Single-Phase Three-Wire Power Converters Based on Two-Level and Three-Level Legs, In: *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2018b., pp. 546–553.
- JACOBINA, C.; CORREA, M.; OLIVEIRO, T.; LIMA, A. e CABRAL DA SILVA, E., Current control of unbalanced electrical systems, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 48, n. 3, p. 517–525, 2001.
- JACOBINA, C.; BELTRAO DE ROSSITER CORREA, M.; LIMA, A. e DA SILVA, E., AC motor drive systems with a reduced-switch-count converter, *Industry Applications, IEEE Transactions on*, v. 39, n. 5, p. 1333–1342, 2003.
- JACOBINA, C. B.; CORREA, M. B. R.; SILVA, E. R. C. D. e LIMA, A. M. N., Induction motor drive system for low power applications, In: *IAS '97. Conference Record of the 1997 IEEE Industry Applications Conference Thirty-Second IAS Annual Meeting*, vol. 1, 1997., pp. 605–612 vol.1.
- JACOBINA, C. B.; JUNIOR, E. C. S. e CORREA, M. B. R., Control of the Single-Phase to Three-Phase Four-leg Converter for Constant Frequency Output Voltage, In: *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, 2005., pp. 52–58.
- JACOBINA, C. B.; OLIVEIRA, T. M. e DA SILVA, E. R. C., Control of the single-phase three-leg AC/AC converter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 53, n. 2, p. 467–476, 2006.
- KUO, Y.-C.; LIANG, T.-J. e CHEN, J.-F., A high-efficiency single-phase three-wire photovoltaic energy conversion system, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 50, n. 1, p. 116–122, 2003.
- LIAW, C. e CHIANG, S., Design and implementation of a single-phase three-wire transformerless battery energy storage system, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, v. 41, n. 5, p. 540–549, 1994.
- LUNG, C.; KAKIGANO, H.; MIURA, Y. e ISE, T., Implementation of sigma-delta modulation controller for single-phase three-wire inverter in stand-alone operation applied

- for hybrid generation system for residential houses, In: *2013 IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, 2013., pp. 680–685.
- MARINUS, N. S. M. L.; DOS SANTOS, E. C.; JACOBINA, C. B.; ROCHA, N. e DE FREITAS, N. B., A Bridgeless Controlled Rectifier for Single Split-Phase Systems, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. PP, n. 99, p. 1–1, 2017.
- NISHIKAWA, K.; IKEDA, F.; YAMADA, H.; TANAKA, T. e OKAMOTO, M., Reducing Capacity of Smart Charger for Electric Vehicles in Single-Phase Three-Wire Distribution Feeders with Constant DC-Capacitor Voltage-Control-Based Reactive Power Control Strategy, In: *2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2018., pp. 2576–2581.
- PARK, H.-W.; PARK, S.-J.; PARK, J.-G. e KIM, C.-U., A novel high-performance voltage regulator for single-phase AC sources, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 48, n. 3, p. 554–562, 2001.
- C. DA SILVA, E. R.; C. DOS SANTOS, E. e B. JACOBINA, C., 2011. Nonsinusoidal Carrier-Based PWM and Space Vector Modulation.
- TANAKA, H.; TANAKA, T.; WAKIMOTO, T.; HIRAKI, E. e OKAMOTO, M., Reduced-Capacity Smart Charger for Electric Vehicles on Single-Phase Three-Wire Distribution Feeders With Reactive Power Control, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 51, n. 1, p. 315–324, 2015a.
- TANAKA, H.; IKEDA, F.; TANAKA, T.; YAMADA, H. e OKAMOTO, M., Novel Reactive Power Control Strategy Based on Constant DC-Capacitor Voltage Control for Reducing the Capacity of Smart Charger for Electric Vehicles on Single-Phase Three-Wire Distribution Feeders, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 4, n. 2, p. 481–488, 2016.
- TANAKA, T.; FUKUI, H. e HIRAKI, E., A New Current Balancer for Single-Phase Three-Wire Secondary Distribution Feeders Using the Correlation Coefficients, In: *2007 Power Conversion Conference - Nagoya*, 2007., pp. 91–96.
- TANAKA, T.; SEKIYA, T.; TANAKA, H.; OKAMOTO, M. e HIRAKI, E., Smart Charger for Electric Vehicles With Power-Quality Compensator on Single-Phase Three-Wire Distribution Feeders, *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 49, n. 6, p. 2628–2635,

2013.

- TANAKA, T.; IKEDA, F.; TANAKA, H.; YAMADA, H. e OKAMOTO, M., Novel simple harmonics compensation method for smart charger with constant DC-capacitor voltage control for electric vehicles on single-phase three-wire distribution feeders, In: *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2015b., pp. 5411–5416.
- UEMATSU, T.; IKEDA, T.; HIRAO, N.; TOTSUKA, S.; NINOMIYA, T. e KAWAMOTO, H., A study of the high performance single-phase UPS, In: *PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No.98CH36196)*, vol. 2, 1998., pp. 1872–1878 vol.2.
- WU, T.; KUO, C.; LIN, L. e HSIEH, H., Load impedance estimation and iterative-learning control for a single-phase three-wire inverter, In: *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2013., pp. 3434–3439.