



UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

RODRIGO PEREIRA DE LACERDA

Conversor Multinível Baseado na Interconexão em Cascata de Conversores de Três Braços

Campina Grande, Paraíba

Fevereiro de 2017

RODRIGO PEREIRA DE LACERDA

Conversor Multinível Baseado na Interconexão em Cascata de Conversores de Três Braços

*Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
à Coordenação do Curso de Graduação em
Engenharia Elétrica da Universidade Federal
de Campina Grande como parte dos requisi-
tos necessários para a obtenção do grau de
Bacharel em Engenharia Elétrica.*

Área de Concentração: Eletrônica de Potência

Orientador: Prof. Dr. Cursino Brandão Jacobina

Campina Grande, Paraíba

Fevereiro de 2017

RODRIGO PEREIRA DE LACERDA

Conversor Multinível Baseado na Interconexão em Cascata de Conversores de Três Braços

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Coordenação do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovado em ____ / ____ / ____

Professor Avaliador

Universidade Federal de Campina Grande
Avaliador

Prof. Dr. Cursino Brandão Jacobina

Universidade Federal de Campina Grande
Orientador

Campina Grande, Paraíba

Fevereiro de 2017

*Dedico este trabalho a minha mãe,
a mulher mais importante da minha vida.*

Agradecimentos

A Jeová Deus, primeiramente, por me conceder a força e a sabedoria que foram fundamentais para realização desta atividade, assim como pelas oportunidades que me foram postas na vida.

Aos meus pais, Roberto e Maria, a minhas irmãs, Ranielly e Noêmia, e a minha avó, Livina, pelo apoio incondicional para que eu sempre pudesse continuar estudando e jamais desistisse dos meus sonhos.

Aos meus amigos de graduação, José Fábio, Filipe Vieira, Ruan Gomes, Carlos Juacyr, e outros pelo companheirismo, incentivo e todo apoio durante os anos da graduação.

Aos meus grandes amigos Júnior Souza e Matheus Pedrosa, pelos momentos de descontração e por sempre me escutarem e me apoiarem em todas as horas.

Ao Professor Edgard Luiz, pelo apoio, conselhos e sugestões que também foram essenciais para a realização deste trabalho.

Ao Professor Doutor Cursino Brandão Jacobina, pelo privilégio de tê-lo como orientador, e pela paciência e disposição em oferecer a devida orientação aos estudos realizados.

A todos aqueles que contribuíram de forma direta ou indiretamente para a concretização desta atividade.

*"Seja você quem for, seja qual for a posição social que você tenha na vida, a mais alta ou a mais baixa, tenha sempre como meta muita força, muita determinação e sempre faça tudo com muito amor e com muita fé em Deus, que um dia você chega lá.
De alguma maneira você chega lá."
(Ayrton Senna)*

Resumo

Neste trabalho, são estudadas e comparadas topologias de conversores multiníveis. A topologia apresentada aqui é uma generalização e sua estrutura é formada pela interconexão de conversores de três braços em cascata. Essa topologia possui algumas vantagens em relação as topologias convencionais para conversores trifásicos, como àquelas formadas pela interconexão de ponte-H em cascata, pois permite reduzir os níveis de corrente e tensão nas chaves, o THD das correntes, o WTHD das tensões e as perdas nos semicondutores. Outras vantagens incluem a facilidade da interconexão dos módulos que compõem a estrutura do conversor, a fácil manutenção, boa tolerância a falhas e a sua aplicabilidade em sistemas de alta tensão e alta corrente. É apresentado um modelo dinâmico do sistema e duas estratégias PWM (*Level-Shifted* e *Interleaved*) são usadas para controlar as chaves do conversor a fim de gerar a tensão de referência desejada. Comparações entre a topologia proposta e a topologia convencional formada por ponte-H em cascata são realizadas em termos da distorção harmônica e perdas de potência nos semicondutores. Resultados obtidos por meio de simulações no *software* MATLAB[®] são mostrados.

Palavras-chave: Conversores Multiníveis. Conversores de Três Braços em Cascata. *Level-Shifted* PWM. *Interleaved* PWM. Distorção Harmônica. Perdas nos Semicondutores.

Abstract

In this work, topologies of multilevel converters are studied and compared. The topology presented here is a generalization and its structure is formed by the interconnection of cascade three-leg converters. This topology has some advantages over conventional topologies for three-phase converters, such as those formed by the cascade H-bridge, as it permits to reduce levels of currents and voltages on switches, the THD currents, the WTHD voltages and losses on semiconductor switches. Other advantages include the ease of interconnection of the modules that make up the structure of the converter, easy maintenance, good fault tolerance and application in high voltage and current systems. Dynamic model of the system is presented and two PWM strategy (Level-Shifted PWM and Interleaved PWM) are used to control the switches in order to generate the reference voltage desired. Comparisons in terms of harmonic distortion and semiconductor power losses, between proposed and conventional cascade H-bridge have been carried out. Simulation results obtained by MATLAB[®] are shown.

Keywords: Multilevel Converters. Cascaded Three-Leg Converters. *Level-Shifted* PWM. *Interleaved* PWM. Harmonic Distortion. Semiconductor losses.

Lista de ilustrações

Figura 1.1 – Principais aplicações dos conversores estáticos	15
Figura 1.2 – Topologias convencionais de conversores multiníveis.(a)NPC (b)FC (c)CHB	17
Figura 1.3 – Conversor de três braços	17
Figura 1.4 – Topologia generalizada para o conversor trifásico em cascata	18
Figura 1.5 – Conversores interconectados. (a) Três conversores de três braços em cascata (3L-Y), $N_{max}=1$. (b) Nove conversores de três braços em cascata (C3L), $N_{max}=2$. (c) Vinte e um conversores de três braços em cascata, $N_{max}=3$	19
Figura 2.1 – Circuito equivalente para a topologia formada por nove conversores de três braços em cascata	23
Figura 2.2 – Circuito equivalente simplificado para o sistema balanceado	27
Figura 3.1 – Representação das portadoras triangulares para o caso em que $v_{Ck_{11}}^* =$ $v_{Ck_{21}}^*$	32
Figura 3.2 – Representação das portadoras triangulares para o caso em que $v_{Ck_{11}}^* =$ $3v_{Ck_{21}}^*$	34
Figura 4.1 – Avaliação das perdas nos semicondutores dos conversores com $v_{Ck_{11}} =$ $v_{Ck_{21}}$ (a) Para a mesma potência processada. (b) Para valores diferentes de potência processada.	39
Figura 4.2 – Avaliação das perdas nos semicondutores dos conversores com $v_{Ck_{11}} =$ $3v_{Ck_{21}}$	40
Figura 4.3 – Avaliação das perdas nos IGBTs em cada módulo da topologia C3L	41
Figura 4.4 – Característica de Tolerância a Falhas	43
Figura 4.5 – Tensão na saída u_{gk} da topologia 3L-Y com LSPWM	44
Figura 4.6 – Tensão na saída u_{gk} da topologia 3L-Y com LSPWM e <i>Interleaved</i>	44
Figura 4.7 – Tensão na saída u_{gk} da topologia 3L-Y com LSPWM e completo <i>Interleaved</i>	45
Figura 4.8 – Tensão na saída u_{gk} da topologia C3L com LSPWM para $v_{Ck_{11}} = v_{Ck_{21}}$	45
Figura 4.9 – Tensão na saída u_{gk} da topologia C3L com LSPWM e <i>Interleaved</i> para $v_{Ck_{11}} = v_{Ck_{21}}$	46
Figura 4.10–Tensão na saída u_{gk} da topologia C3L com LSPWM para $v_{Ck_{11}} = 3v_{Ck_{21}}$	46
Figura 4.11–Correntes da rede i_{gk} e correntes de circulação da topologia C3L com LSPWM para $v_{Ck_{11}} = v_{Ck_{21}}$	47
Figura 4.12–Correntes da rede i_{gk} e correntes de circulação da topologia C3L com LSPWM e <i>Interleaved</i> para $v_{Ck_{11}} = v_{Ck_{21}}$	48
Figura 4.13–Correntes da rede i_{gk} e correntes de circulação da topologia C3L com LSPWM para $v_{Ck_{11}} = 3v_{Ck_{21}}$	49

Lista de tabelas

Tabela 2.1 – Potência processada em cada um dos conversores de três braços	30
Tabela 3.1 – Níveis de tensão e estado das chaves para $v_{Ck_{11}}^* = v_{Ck_{21}}^*$	33
Tabela 3.2 – Níveis de tensão e estado das chaves para $v_{Ck_{11}}^* = 3v_{Ck_{21}}^*$	34
Tabela 3.3 – Fase da portadora aplicada para definir cada tensão de polo	35
Tabela 4.1 – Medições de THD e WTHD	37
Tabela 4.2 – Frequência de chaveamento (kHz) dos IGBTs	42

Lista de abreviaturas e siglas

CA	Corrente Alternada (<i>Alternating current</i>)
CC	Corrente Contínua
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada (<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo Metal - Óxido - Semicondutor (<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>)
PWM	Modulação por Largura de Pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
THD	Distorção Harmônica Total (<i>Total Harmonic Distortion</i>)
WTHD	Distorção Harmônica Total (<i>Weighted Total Harmonic Distortion</i>)
LSPWM	Modulação por Largura de Pulso com Deslocamento de Níveis (<i>Level-Shifted PWM</i>)
NPC	Ponto de Neutro Grampeado (<i>Neutral-Point Clamped</i>)
FC	Capacitor Flutuante (<i>Flying Capacitor</i>)
CHB	Ponte-H em Cascata (<i>Cascaded H-bridge</i>)
ITC	Conversores Trifásicos Interconectados (<i>Interconnected Three-Phase Converter</i>)
3L-Y	Três Conversores de Três Braços Conectados em Y (<i>Three Three-Leg Converter</i>)
3HB-Y	Três Ponte-H Conectados em Y (<i>Three H-Bridge Converter</i>)
C3L	Estrutura com Nove Conversores de Três Braços Conectados em Cascata (<i>Cascaded Nine Three-Leg Converter</i>)

Lista de símbolos

N	número de camadas.
M	conversor por fase em determinada camada.
s_{kjNM}	representa o estado do transistor IGBT superior dos braços dos conversores sendo $k = 1, 2, 3$ e $j = a, b, c$.
e_{gk}	tensão instantânea da rede elétrica.
E_g	magnitude da tensão da rede elétrica.
ω_g	frequência da rede elétrica.
i_{gk}	corrente da rede elétrica.
L_g	indutância dos indutores da fonte.
L_g	indutância dos indutores dos conversores internos.
v_{gk}	tensão na saída dos conversores.
u_{gk}	tensão na saída dos conversores no caso balanceado.
u_{gk}	tensão na saída dos conversores no caso balanceado.
u'_{gk}	signal de tensão modulante usado nas técnicas de modulação PWM.
v_{CT}	tensão total do barramento CC.
u_{okNM}	tensão de circulação.
i_{okNM}	corrente de circulação.
v_{CT}	tensão total do barramento CC.
*	trata-se de uma variável de referência.
$v_{nbcm\max}^*$	limite superior da variável de tensão auxiliar de referência u_{gk}^* .
$v_{nbcm\min}^*$	limite inferior da variável de tensão auxiliar de referência u_{gk}^* .
v_{nbc}^*	variável de tensão auxiliar do PWM.
μ^*	parâmetro da modulação PWM utilizada pelo conversor.
V_m	amplitude da tensão de fase desejada.

$v_{Ck_{NM}}$	tensão do barramento CC de cada conversor individualmente.
C	número de conversores.
$v_{kj_{NM}0k_{NM}}$	tensões de polo.
$THD_{(\%)}$	distorção harmônica total.
$WTHD_{(\%)}$	distorção harmônica total ponderada.
γ_1	componente fundamental da tensão.
γ_n	amplitude do componente harmônico de ordem n da corrente.
p	número do harmônico considerado.
P_{cd}	perdas por condução.
P_{ch}	perdas por chaveamento.
P_t	perdas totais.
f_{ch}	frequência de amostragem.

Sumário

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	Revisão Bibliográfica	19
1.2	Objetivos e Motivação	21
1.3	Organização do Trabalho	21
2	MODELO DO SISTEMA	23
2.1	Sistema Balanceado	26
2.2	Características do Barramento CC	27
2.3	Distribuição de Potência nos Conversores	29
3	ESTRATÉGIAS PWM	31
3.1	<i>Level-Shifted</i> PWM	32
3.2	LSPWM combinado com <i>Interleaved</i> PWM	35
4	RESULTADOS E DISCUSSÕES	36
4.1	Análise de THD e WTHD	36
4.2	Análise das Perdas nos IGBTs	38
4.3	Análise das Correntes e Tolerância a Falhas	42
4.4	Figuras das Simulações	43
5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	50
	REFERÊNCIAS	52

1 Introdução

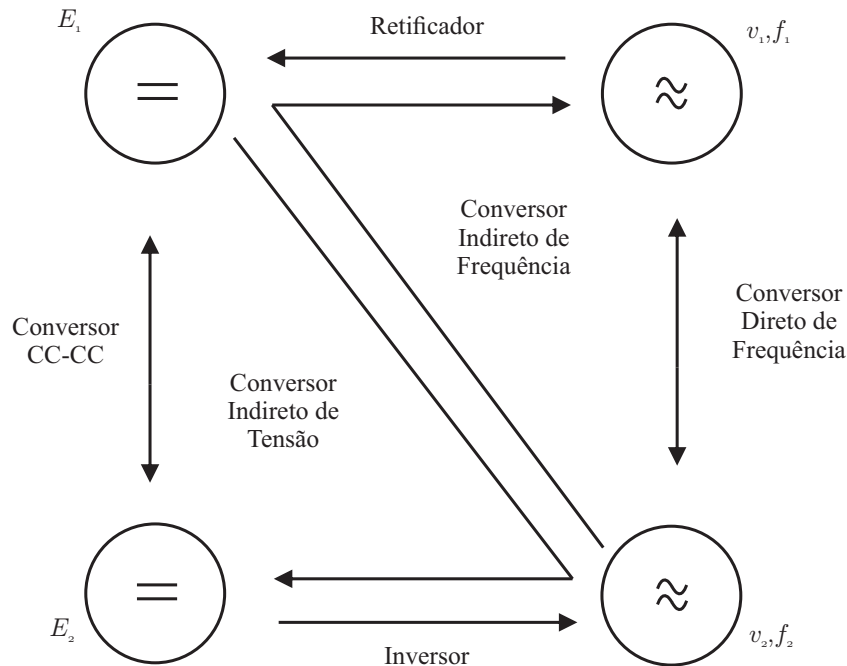
Os avanços nas áreas da Microeletrônica e da Eletrônica de Potência contribuíram para o desenvolvimento de diversos equipamentos eletrônicos mais compactos e de baixo consumo que aperfeiçoaram tanto atividades pessoais quanto atividades do sistema de produção nas indústrias. Esses avanços têm contribuído principalmente para a crescente popularização dos conversores estáticos que, atualmente, têm sido aplicados a uma grande variedade de sistemas, como na integração das fontes alternativas de energias com a rede elétrica, no acionamento de máquinas e nos sistemas de transmissão e distribuição de energia elétrica; e, também, em baixa potência, como por exemplo, nas fontes chaveadas de computadores.

Os conversores estáticos transferem energia de uma fonte de energia para uma carga utilizando para isso circuitos de eletrônica de potência baseados em componentes semicondutores que operam como chaves (IGBTs, MOSFETs, etc) e diodos de potência. Estes dispositivos são uma alternativa viável para o processamento de energia por apresentarem baixas perdas no chaveamento, alta confiabilidade e menor custo em comparação com outros dispositivos usados com o mesmo objetivo. Os sistemas de conversão estática são utilizados para garantir as exigências de controle e o uso eficiente da energia elétrica, principalmente em aplicações industriais [1], propiciando menores perdas no processo de conversão de energia e uma melhor qualidade da mesma. A conversão realizada pelos conversores estáticos pode ser do tipo, CC-CC, CC-CA, CA-CC, CA-CC-CA, conforme ilustrado na Figura 1.1.

Os componentes semicondutores, utilizados na construção dos conversores estáticos, possuem limitação quanto à corrente conduzida e a tensão máxima bloqueada. Portanto, é necessário que esses componentes sejam associados em série e/ou paralelo em aplicações de alta potência e/ou alta tensão. As topologias multiníveis surgiram a partir da associação destes dispositivos [2]. Este procedimento consiste principalmente em repartir a tensão ou corrente total de um conversor entre um número determinado de conversores menores.

Por meio dessas associações é possível também obter níveis intermediários de tensão ou de corrente que viabilizam a síntese de uma forma de onda alternada em degraus suaves (multiníveis), com baixa distorção harmônica [3]. Para determinar o estado das chaves semicondutoras dos conversores são utilizadas técnicas de modulação de largura de pulso (*PWM*, sigla em inglês), que tem como vantagens a redução de custos, aumento do número de níveis de tensão e diminuição da taxa de distorção harmônica. Assim, os conversores multiníveis apresentam-se como uma opção interessante especialmente no que diz respeito a geração de formas de onda de alta qualidade (com vários níveis).

Figura 1.1 – Principais aplicações dos conversores estáticos



Comparados com os conversores estáticos de dois níveis, os conversores multiníveis apresentam diversas vantagens além da melhoria na qualidade das tensões na saída, tais como baixa interferência eletromagnética, redução da derivada da tensão em cada comutação, redução na tensão de modo comum, alta eficiência, entre outros. Logo, esses conversores têm sido amplamente aplicados em diferentes tipos de plantas industriais, como na indústria de petróleo e gás, química e outras, na geração e transmissão de energia, e em equipamentos que visam melhorar a qualidade da energia.

Porém, para que o conversor multinível gere vários níveis é necessário aumentar o número de semicondutores resultando no aumento na complexidade do conversor e no algoritmo de controle. Para solucionar esse problema têm sido realizadas pesquisas que buscam topologias de conversores multiníveis com um número reduzido de dispositivos semicondutores. A redução no número desses dispositivos reduz o custo do projeto, simplifica a estratégia de modulação e sua implementação via *hardware*, além de reduzir as perdas totais de condução e chaveamento sem modificar o resultado desejado da forma de onda e dos níveis de potência na saída.

No contexto dos conversores multiníveis, três tipos de conversores multiníveis são considerados convencionais, o conversor com grampeamento de neutro (NPC – do inglês *Neutral-Point Clamped*) [4], o conversor com capacitores flutuantes (FC – do inglês *Flying Capacitor*) e o conversor ponte H em cascata (CHB – do inglês *cascaded H-bridge converter*) [5], [6].

O NPC (ver Figura 1.2(a)) de três níveis é formado por quatro chaves ativas e dois

diodos para grampeamento ligados ao ponto do neutro. Os três níveis $v_c/2$, 0 e $-v_c/2$ são obtidos a partir da combinação do estado das chaves. O nível zero é obtido quando os diodos estão conduzindo. Esse conversor permite que a transferência de potência do conversor seja maior caso sejam utilizados chaves e diodos com mesmo material semiconductor, pois cada dispositivo de potência bloqueia apenas metade da tensão total do barramento [7].

O FC (ver Figura 1.2(b)) surgiu como uma alternativa ao conversor NPC, utilizando um capacitor ligado entre os semicondutores, ao invés de diodos, mas que exercem a mesma função: estabelecem a tensão contínua entre interruptores de um braço, esta tensão equivale a um degrau da tensão de saída v_{AN} . A introdução de um número adicional de capacitores, faz com que sejam introduzidos também níveis redundantes de tensão, ou seja, é possível obter o mesmo nível de tensão usando diferentes combinações do estado das chaves [8] e, devido a isso, esse conversor apresenta uma maior flexibilidade na síntese dos níveis de tensão. Nesse caso, o nível zero é obtido por meio da conexão da carga ao terminal positivo ou negativo do capacitor flutuante, fazendo com que a tensão do capacitor flutuante seja subtraída da tensão do barramento, gerando o nível nulo de tensão [7].

O CHB (ver Figura 1.2(c)) é formado por, no mínimo, dois conversores monofásicos em cascata denominados ponte H, alimentados por fontes de tensão CC independentes. Cada ponte H gera três níveis de tensão $v_c/2$, 0 e $-v_c/2$ e é formada por dois braços tipo fonte de tensão de dois níveis, onde a tensão de linha é a saída do conversor. A tensão total de saída desse conversor é a soma dos diferentes níveis de tensão de cada um dos conversores monofásicos. Por exemplo, o conversor mostrado na Figura 1.2(c) composto por dois inversores monofásicos em Ponte H conectados em série, é um conversor de 5 níveis ($v_c, v_c/2, 0, -v_c/2, v_c$). Essa topologia dispensa o uso de diodos ou capacitores flutuantes, não sendo necessário o balanceamento das tensões nos capacitores e exigindo o uso de um menor número de semicondutores e são aplicados em diversos segmentos da indústria para a compensação de energia reativa, interface com fontes renováveis e aplicações com baterias e tração elétrica.

A partir das topologias convencionais aqui apresentadas, outras topologias de conversores multiníveis são construídas a partir da interconexão de módulos (ver Figura 1.3), semelhantes a estrutura CHB. Eles são formados por conversores de três braços e são interconectados em estrela (Y) ou delta (Δ). Estas configurações apresentam um maior número de níveis em comparação com as estruturas convencionais gerando formas de onda de excelente qualidade.

Figura 1.2 – Topologias convencionais de conversores multiníveis.(a)NPC (b)FC (c)CHB

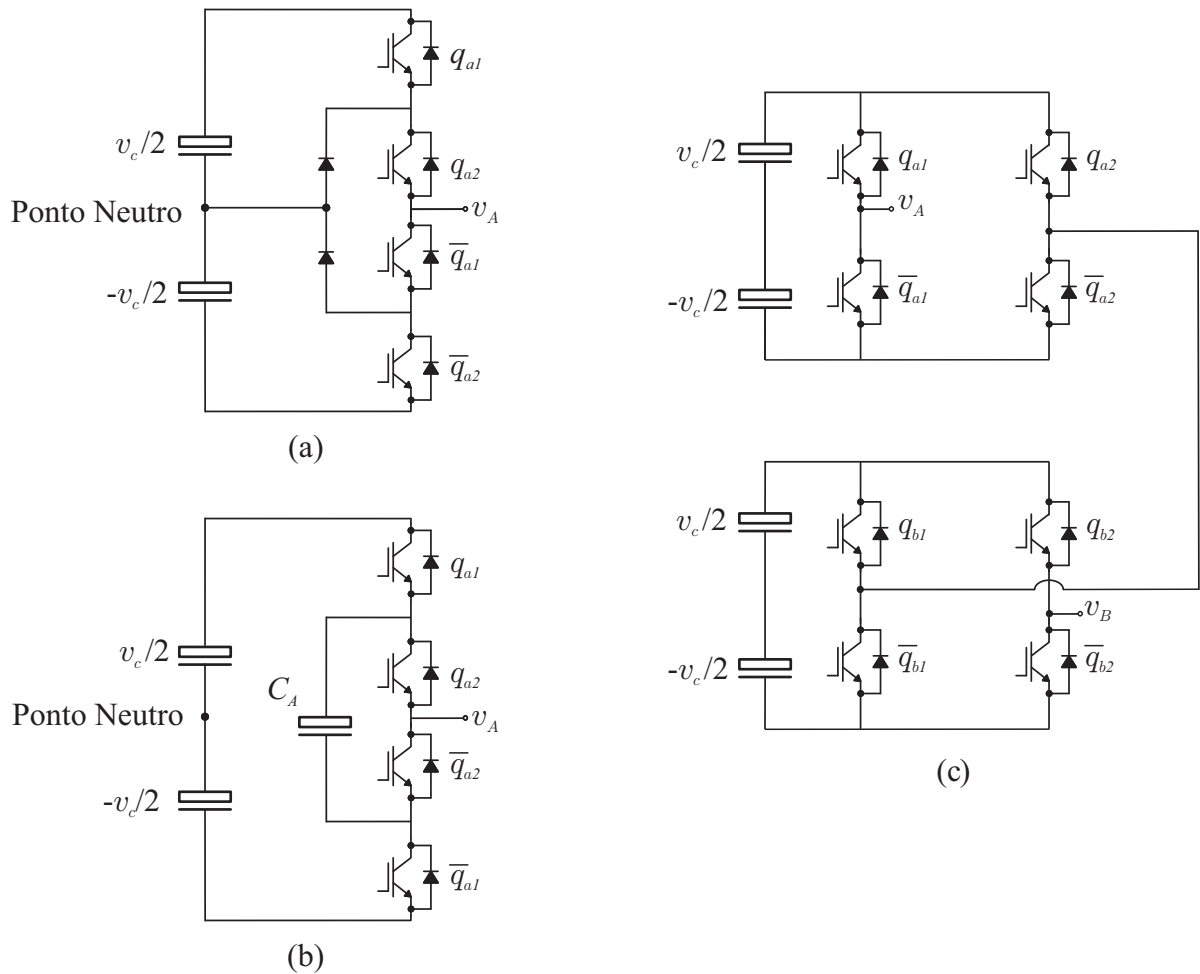
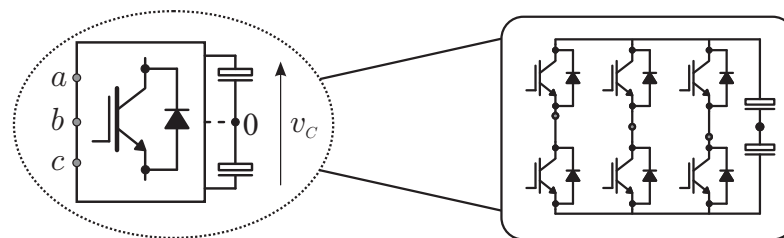


Figura 1.3 – Conversor de três braços



Inspirado nos conversores já mencionados, esse trabalho apresenta um estudo da topologia de conversores multiníveis baseado na interconexão de conversores padrão de três braços. Essa mesma topologia é proposta em [9] e discutida em [10]. Em relação aos trabalhos anteriores, esse trabalho apresenta em mais detalhes as características da topologia proposta, como a catalogação de todos os possíveis estados das chaves que podem ser usados para gerar os níveis de tensão desejados, e uma análise mais aprofundada dos resultados obtidos por meio de simulação do modelo, que incluem, análise do WTHD das

tensões geradas pelo conversor, análise das perdas para diferentes potências processadas pelo conversor e das perdas em cada módulo da estrutura proposta, além disso, explicita mais claramente as principais vantagens de se optar pela topologia face a topologias similares, inclusive do ponto de vista de tolerância a falhas.

Na topologia proposta, os conversores de três braços são conectados em cascata, desta forma são criadas múltiplas camadas, cada uma delas composta por múltiplos conversores com características semelhantes (mesma potência). A topologia generalizada para o conversor trifásico em cascata é mostrada na Figura 1.4. Três topologias derivadas da topologia generalizada são mostradas na Figura 1.5. Estas são compostas por uma ($N_{max}=1$), duas ($N_{max}=2$) e três ($N_{max}=3$) camadas com conversores de três braços conforme apresentado nas Figura 1.4(a), 1.4(b) e 1.4(c), respectivamente. Essas estruturas serão tratadas com mais detalhes nas próximas seções deste trabalho.

Figura 1.4 – Topologia generalizada para o conversor trifásico em cascata

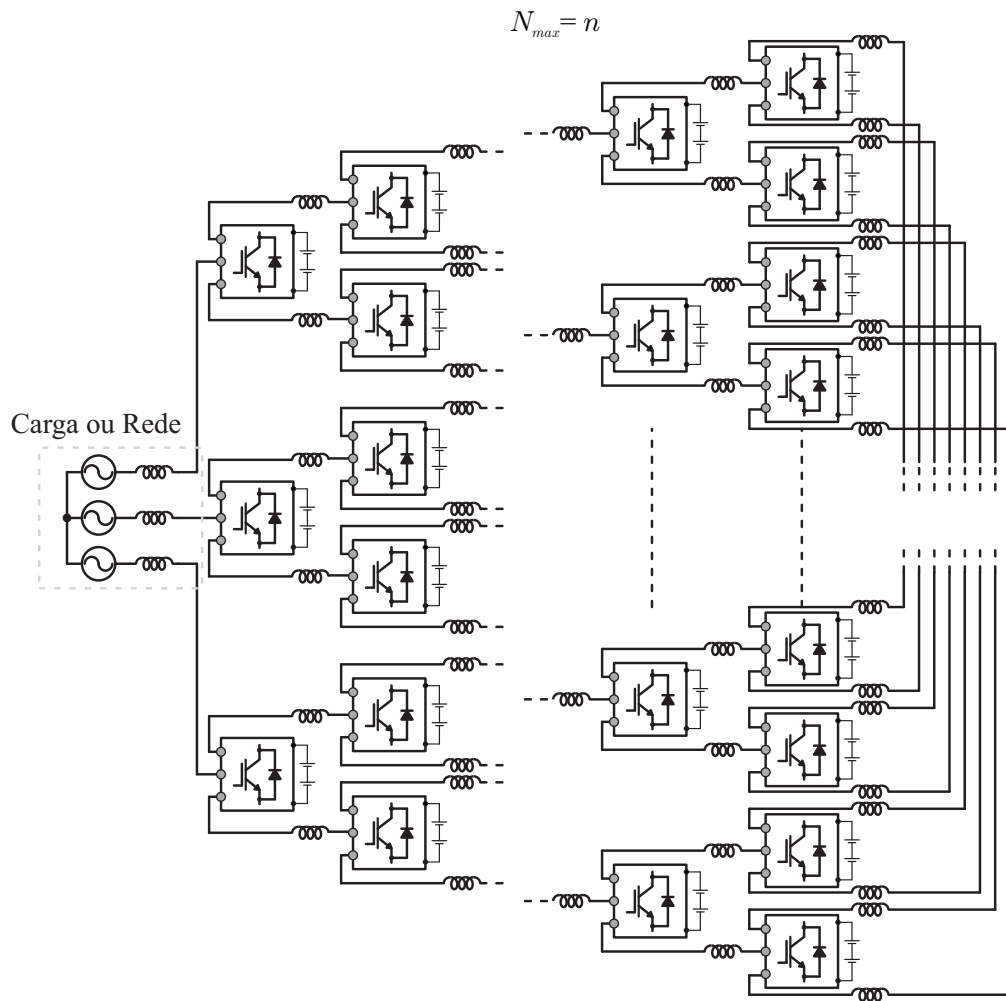
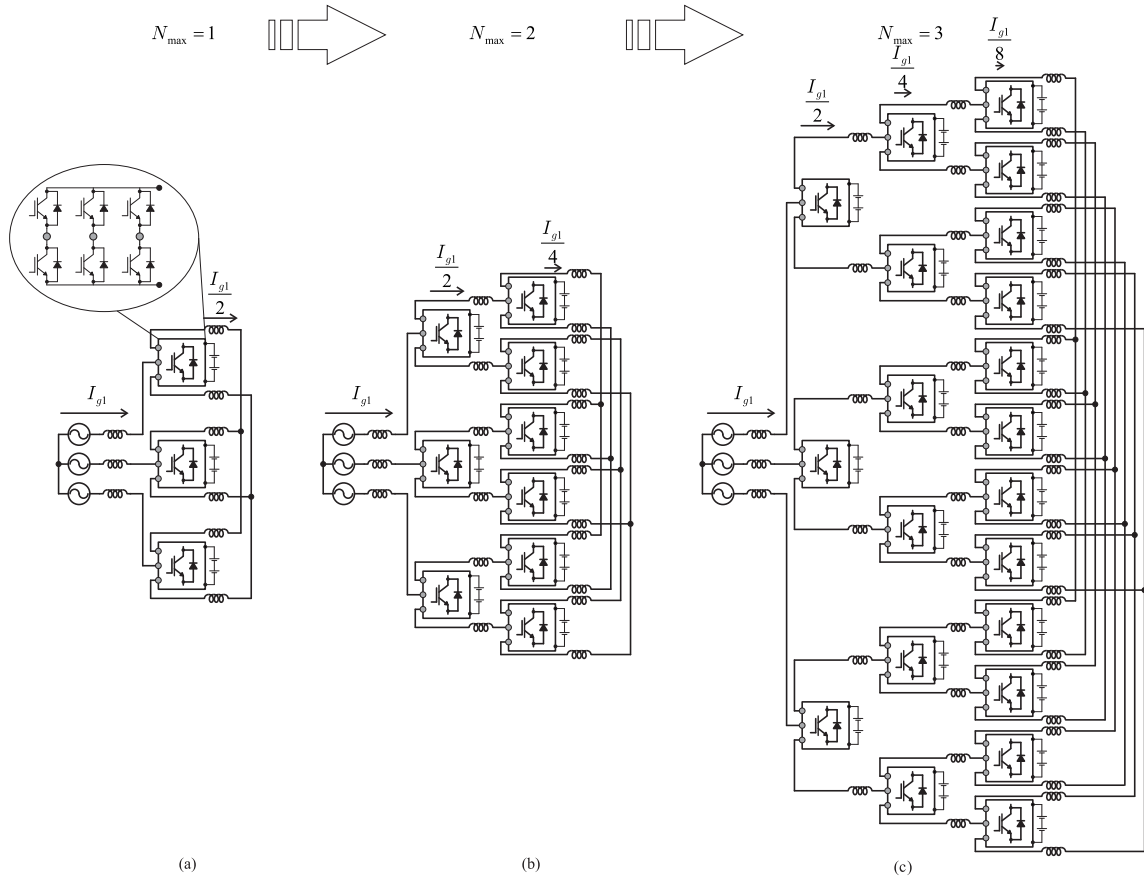


Figura 1.5 – Conversores interconectados. (a) Três conversores de três braços em cascata (3L-Y), $N_{max}=1$. (b) Nove conversores de três braços em cascata (C3L), $N_{max}=2$. (c) Vinte e um conversores de três braços em cascata, $N_{max}=3$.



1.1 Revisão Bibliográfica

Os conversores multiníveis apresentam-se como uma boa solução para a demanda de dispositivos com uma maior capacidade de processamento de energia (maior potência), pois podem operar com baixas frequências de chaveamento e nível de potência reduzido, permitindo na sua saída uma tensão com um conteúdo harmônico reduzido em relação aos conversores de dois níveis, exigindo um filtro menor na sua saída e obtendo uma melhor resposta do sistema [11]. Por esse motivo, esse tema tem chamado a atenção de muitos pesquisadores e engenheiros.

A partir de 1981, os conversores multiníveis passaram a receber mais atenção, pois neste ano foi abordado por *Nabae et al* uma nova topologia de conversor, utilizando três níveis, com diodo ligado ao ponto de neutro [4]. Esta estrutura é chamada de conversor com grampeamento de neutro (NPC – do inglês *Neutral-Point Clamped*). Sua tensão de saída apresenta uma quantidade reduzida de harmônicos quando comparada com o conversor de dois níveis. Apesar disso, esta topologia requer um grande número de diodos

de grampeamento para aumentar o número de níveis do conversor, e pode apresentar problemas relacionados a alta tensão sobre os diodos bloqueados e o desbalanceamento das tensões nos capacitores. Esta configuração é largamente utilizada em aplicações como UPS [12] e em topologias de filtros ativos de potência [13]. Desde então, diversas configurações de conversores multiníveis usando braços do tipo NPC foram estudadas na literatura.

Em 1992 foi proposta uma topologia alternativa aquela que utiliza diodos com grampeamento de neutro [14]. Nesta topologia, o grampeamento das tensões nas chaves é realizado empregando capacitores que substituem os diodos. Essa topologia dispensa o uso de filtros e permite o controle do fluxo de potência ativa e reativa por meio de redundâncias nas tensões aplicadas [2], sendo essas as principais vantagens da sua aplicação. Por outro lado, apresenta dificuldades quanto ao balanceamento das tensões nos capacitores, além de apresentar um grande número de capacitores, o que aumenta os custos do conversor. Essa topologia geralmente é aplicada em sistemas de tração elétrica [15].

Outra alternativa de topologias multiníveis pode ser a associação de conversores multiníveis em cascata utilizando conversores ponte H monofásicos [5]. A principal vantagem é destas topologias é a possibilidade de aumentar o número de níveis sem aumentar a complexidade do circuito de potência.

Podem também ser feitas associações de conversores em cascata, com a presença de braços de dois ou três níveis. O principal objetivo deste tipo de ligação é reduzir o nível de tensão em cada chave, já que a tensão total é dividida entre os conversores. Algumas topologias desse tipo têm sido propostas na literatura [16], [17], [18].

Em [19] é proposto uma topologia de FAP paralelo baseado na interconexão em Δ conversores de três braços, denominada ITC (*Interconnected Three-phase Converter*). Nesse artigo, a topologia ITC é comparada com as topologias de FAP paralelo que utilizam apenas um conversor trifásico de dois níveis, com as que utilizam o conversor NPC gerando tensões de polo com três níveis e com as que utilizam o conversor MMC gerando tensões de polo com cinco níveis. Os resultados apresentados em [19] atestam que a topologia ITC apresenta algumas vantagens principalmente em relação a topologia usando apenas um conversor trifásico de dois níveis. Comparando essas duas topologias, nota-se que a interconexão dos conversores trifásicos promove a redução das tensões e da potência processadas pelas chaves do conversor, além de melhorar o THD das correntes da rede. Em adição, as perdas totais nos semicondutores, considerando os conversores interconectados, são menores. A topologia ITC pode ser considerada também uma opção interessante, mesmo quando comparada a topologia NPC e MMC apesar de possuírem valores similares para as perdas totais nos semicondutores. Isso se dá porque a topologia ITC utiliza na sua estrutura conversores trifásicos de três braços que são amplamente aplicados na indústria, podendo apresentar menores custos e fácil instalação.

Em [19] é apresentado também uma topologia de FAP, mas, neste caso, baseado na interconexão em Y de conversores de três braços. Alguns dos aspectos relevantes relacionados as topologias de conversores de três braços interconectados são apresentados e podem ser aplicados as topologias que serão consideradas nesse artigo, por exemplo: tolerância a falhas, intercalação (*interleaved*) entre os braços com conexões internas, aumento no número dos níveis de tensão e redução da corrente nos braços internos quando comparado com outras topologias interconectadas, por exemplo, ponte-H em cascata. Adicionalmente, a distorção harmônica das correntes da rede e da carga é reduzida. Vale ressaltar também que, podem ser utilizados indutores de acoplamento magnético nas pernas internas do conversor proposto em [20], permitindo reduzir o tamanho e o peso dos indutores, bem como eliminar as correntes circulantes [21], [22] .

1.2 Objetivos e Motivação

Este trabalho tem como objetivo estudar topologias de conversores multiníveis baseados na interconexão em cascata de conversores trifásicos de três braços, que são constituídos por combinações de braços de dois níveis e fazer uma comparação dessas topologias com as topologias convencionais de conversores multiníveis.

Será dada particular atenção a modelagem do sistema, análise da tensão no barramento e das correntes do conversor, definição das estratégias PWM utilizadas, análise de distorção harmônica e perdas nos semicondutores e desenvolvimento de programas de simulação do sistema.

A motivação para o desenvolvimento da pesquisa no tema é a busca de alternativas, no que diz respeito as configurações ou topologias de conversores multiníveis, que são uma opção interessante em termos de confiabilidade, eficiência e alta qualidade nas formas de onda geradas. Esse tema tem recebido crescente atenção nos últimos anos porque as exigências do mercado de energia elétrica impõem a necessidade de equipamentos que cumpram determinados padrões de qualidade e que operem com tensões e correntes elevadas e potências da ordem de MW em aplicações de média e alta tensão. Para atingir esses níveis de tensão e potência desejados, os conversores multiníveis apresentam-se como uma boa alternativa.

1.3 Organização do Trabalho

Neste capítulo, foram discutidos os objetivos, motivações e justificativas para o desenvolvimento dessa pesquisa, assim como também uma breve explanação sobre as principais características e tipos de conversores multiníveis. As vantagens apresentadas por esse tipo de conversor foi uma motivação para estudos de novas topologias de conversores

multiníveis, como a topologia proposta nesse trabalho.

O Capítulo 2 apresenta o modelo para configuração proposta, tratando de suas principais características, do modelo para o sistema balanceado, das características do barramento CC e da distribuição de potência nos conversores.

No Capítulo 3 encontra-se a definição das técnicas de modulação PWM *Level-Shifted* e *Level-Shifted* com *Interleaved* que foram utilizadas nas simulações do modelo proposto.

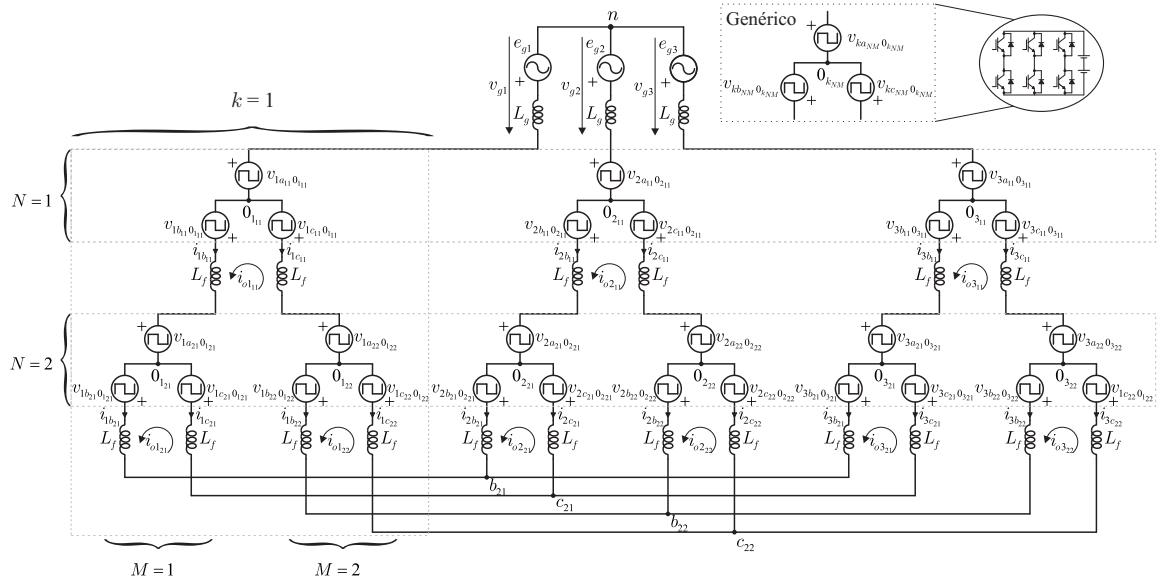
O Capítulo 4 contém os resultados obtidos por meio de simulações da topologia proposta e de outras topologias que foram usadas na realização das análises e comparações, que incluem análise de THD e de perdas nos semicondutores.

Por fim, o Capítulo 5 apresenta as considerações finais que podem ser feitas a partir dos estudos realizados e resultados obtidos.

2 Modelo do Sistema

Neste capítulo é apresentado o modelo da configuração estudada. Para obtenção do modelo do sistema para a topologia generalizada mostrada na Figura 1.4, o caso intermediário apresentado na Figura 1.5(b) é analisado. O sistema estudado aqui é composto pela associação de nove conversores de três braços em cascata com indutores. Cada um dos conversores possui uma fonte de tensão individual e ideal. O circuito equivalente para essa topologia é mostrado na Figura 2.1.

Figura 2.1 – Circuito equivalente para a topologia formada por nove conversores de três braços em cascata



A Figura 2.1 apresenta importantes variáveis usadas ao longo deste trabalho, como N (camadas), M (conversor por fase em determinada camada) e L_f (indutância do conversor interno).

Considere que $s_{ka_{NM}}$, $s_{kb_{NM}}$ e $s_{kc_{NM}}$ representam o estado das chaves dos conversores, que pode ser 1, quando a chave está ligada ou 0, quando a chave está desligada. Então, as tensões de polo podem ser calculadas por

$$v_{ka_{NM}0_{k_{NM}}} = (2s_{ka_{NM}} - 1) \frac{v_{Ck_{NM}}}{2} \quad (2.1)$$

$$v_{kb_{NM}0_{k_{NM}}} = (2s_{kb_{NM}} - 1) \frac{v_{Ck_{NM}}}{2} \quad (2.2)$$

$$v_{k_{NM}0_{k_{NM}}} = (2s_{k_{NM}} - 1) \frac{v_{Ck_{NM}}}{2} \quad (2.3)$$

Em que $v_{Ck_{NM}}$ são as tensões dos barramentos, $k = 1, 2, 3$, $N = 1, 2$, e $M = 1, 2$.

A partir do circuito equivalente para o conversor, as seguintes equações são obtidas:

$$v_{gk} = v_{kb21} + z_f i_{kb11} + z_f i_{kb21} \quad (2.4)$$

$$v_{gk} = v_{kc21} + z_f i_{kb11} + z_f i_{kc21} \quad (2.5)$$

$$v_{gk} = v_{kb22} + z_f i_{kc11} + z_f i_{kb22} \quad (2.6)$$

$$v_{gk} = v_{kc22} + z_f i_{kc11} + z_f i_{kc22} \quad (2.7)$$

Em que $k = 1, 2$ ou 3 , v_{gk} são as tensões de saída dadas por $v_{gk} = e_{gk} - z_f i_{gk}$, $z_f = r_f + pl_f$, $p = \frac{d}{dt}$ e,

$$v_{kb21} = v_{ka11}0_{k11} - v_{kb11}0_{k11} + v_{ka21}0_{k21} - v_{kb21}0_{k21} + v_{nb21} \quad (2.8)$$

$$v_{kc21} = v_{ka11}0_{k11} - v_{kb11}0_{k11} + v_{ka21}0_{k21} - v_{kc21}0_{k21} + v_{nc21} \quad (2.9)$$

$$v_{kb22} = v_{ka11}0_{k11} - v_{kc11}0_{k11} + v_{ka22}0_{k22} - v_{kb22}0_{k22} + v_{nb22} \quad (2.10)$$

$$v_{kc22} = v_{ka11}0_{k11} - v_{kc11}0_{k11} + v_{ka22}0_{k22} - v_{kc22}0_{k22} + v_{nc22} \quad (2.11)$$

Como $\sum_{k=1}^3 v_{gk} = 0$, a partir de (2.4) a (2.7) segue que:

$$v_{nb21} = \sum_{k=1}^3 \frac{v_{kb11}0_{k11} - v_{ka11}0_{k11} + v_{kb21}0_{k21} - v_{ka21}0_{k21}}{3} \quad (2.12)$$

$$v_{nc21} = \sum_{k=1}^3 \frac{v_{kb11}0_{k11} - v_{ka11}0_{k11} + v_{kc21}0_{k21} - v_{ka21}0_{k21}}{3} \quad (2.13)$$

$$v_{nb22} = \sum_{k=1}^3 \frac{v_{kc11}0_{k11} - v_{ka11}0_{k11} + v_{kb22}0_{k22} - v_{ka22}0_{k22}}{3} \quad (2.14)$$

$$v_{nc22} = \sum_{k=1}^3 \frac{v_{kc11}0_{k11} - v_{ka11}0_{k11} + v_{kc22}0_{k22} - v_{ka22}0_{k22}}{3} \quad (2.15)$$

A partir da soma de (2.4)-(2.7), o modelo final pode ser escrito como:

$$v_{gk} = u_{gk} + \frac{3}{4}z_f i_k \quad (2.16)$$

Em que,

$$u_{gk} = \frac{v_{kb21} - v_{kc21} + v_{kb22} + v_{kc22}}{4} \quad (2.17)$$

Considerando L_g ($z_g = r_g + pl_g$) o indutor associado a rede elétrica, tem-se:

$$e_{gk} = (z_g + \frac{3}{4}z_f)i_{gk} + u_{gk} \quad (2.18)$$

Considerando as correntes internas, tem-se:

$$\sum_{k=1}^3 i_{kb11} = \sum_{k=1}^3 i_{kc11} = 0 \quad (2.19)$$

$$\sum_{k=1}^3 i_{kb21} = \sum_{k=1}^3 i_{kc21} = 0 \quad (2.20)$$

$$\sum_{k=1}^3 i_{kb22} = \sum_{k=1}^3 i_{kc22} = 0 \quad (2.21)$$

Introduzindo as correntes de circulação que podem surgir devido a alguma assimetria do sistema, as correntes internas podem ser expressas como segue:

$$i_{kb11} = \frac{i_{ka11}}{2} + i_{ok11} \quad (2.22)$$

$$i_{kc11} = \frac{i_{ka11}}{2} - i_{ok11} \quad (2.23)$$

$$i_{kb21} = \frac{i_{ka21}}{2} + i_{ok21} \quad (2.24)$$

$$i_{kc21} = \frac{i_{ka21}}{2} - i_{ok21} \quad (2.25)$$

$$i_{kb22} = \frac{i_{ka22}}{2} + i_{ok22} \quad (2.26)$$

$$i_{kc22} = \frac{i_{ka22}}{2} - i_{ok22} \quad (2.27)$$

Analisando o circuito apresentado na Figura 2.1, pode-se escrever as tensões de circulação conforme as equações a seguir:

$$u_{ok_{11}} = 3z_f i_{ok_{11}} \quad (2.28)$$

$$u_{ok_{21}} = 2z_f i_{ok_{21}} \quad (2.29)$$

$$u_{ok_{22}} = 2z_f i_{ok_{22}} \quad (2.30)$$

Essas tensões ainda podem ser expressas em função das tensões de polo:

$$\begin{aligned} u_{ok_{11}} = & v_{kb_{11}0_{k_{11}}} - v_{kc_{11}0_{k_{11}}} - v_{ka_{21}0_{k_{21}}} + v_{ka_{22}0_{k_{22}}} + \\ & + \frac{v_{kb_{21}0_{k_{21}}} + v_{kc_{21}0_{k_{21}}} - v_{kb_{22}0_{k_{22}}} - v_{kc_{22}0_{k_{22}}}}{2} + \\ & + \frac{v_{b_{22}n} + v_{c_{22}n} - v_{b_{21}n} - v_{c_{21}n}}{2} \end{aligned} \quad (2.31)$$

$$u_{ok_{21}} = v_{kb_{21}0_{k_{21}}} - v_{kc_{21}0_{k_{21}}} + v_{c_{21}n} - v_{b_{21}n} \quad (2.32)$$

$$u_{ok_{22}} = v_{kb_{22}0_{k_{22}}} - v_{kc_{22}0_{k_{22}}} + v_{c_{22}n} - v_{b_{22}n} \quad (2.33)$$

2.1 Sistema Balanceado

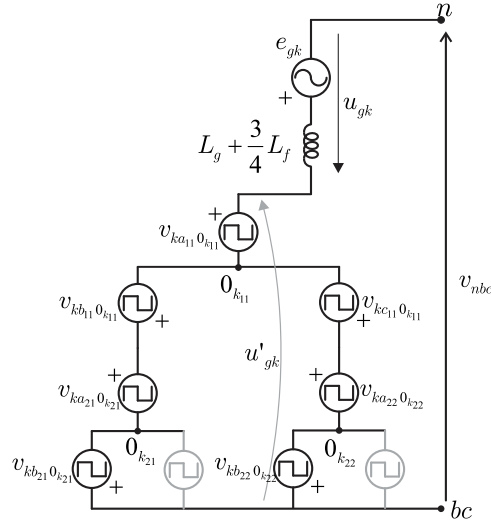
Assumindo que o sistema é balanceado, as tensões de circulação serão nulas e assim também as correntes de circulação. Nesse caso, o circuito equivalente por fase pode ser simplificado conforme mostrado na Figura 2.2. O modelo para este caso é dado por:

$$e_{gk} = \left(z_g + \frac{3}{4}z_f\right)i_{gk} + u_{gk} \quad (2.34)$$

Onde,

$$u_{gk} = u'_{gk} - v_{nbc} \quad (2.35)$$

Figura 2.2 – Circuito equivalente simplificado para o sistema balanceado



Com,

$$\begin{aligned} u'_{gk} &= v_{ka_{11}0_{k11}} - v_{kb_{11}0_{k11}} + v_{ka_{21}0_{k21}} - v_{kb_{21}0_{k21}} \\ &= v_{ka_{11}0_{k11}} - v_{kc_{11}0_{k11}} + v_{ka_{22}0_{k22}} - v_{kb_{22}0_{k22}} \end{aligned} \quad (2.36)$$

$$\begin{aligned} v_{nbc} &= \sum_{k=1}^3 \frac{(v_{ka_{11}0_{k11}} - v_{kb_{11}0_{k11}} + v_{ka_{21}0_{k21}} - v_{kb_{21}0_{k21}})}{3} \\ &= \sum_{k=1}^3 \frac{(v_{ka_{11}0_{k11}} - v_{kc_{11}0_{k11}} + v_{ka_{22}0_{k22}} - v_{kb_{22}0_{k22}})}{3} \end{aligned} \quad (2.37)$$

Pois,

$$-v_{kc_{11}0_{k11}} + v_{ka_{22}0_{k22}} - v_{kb_{22}0_{k22}} = -v_{kb_{11}0_{k11}} + v_{ka_{21}0_{k21}} - v_{kb_{21}0_{k21}} \quad (2.38)$$

$$v_{kc_{21}0_{k21}} = v_{kb_{21}0_{k21}} \quad (2.39)$$

$$v_{kc_{22}0_{k22}} = v_{kb_{22}0_{k22}} \quad (2.40)$$

2.2 Características do Barramento CC

Para determinar a tensão mínima do barramento CC requerida pelos conversores de três braços em cascata conforme Figura 1.5(a) leva-se em consideração que a máxima

tensão gerada pelo conversor pode ser calculada observando-se que:

$$v_{gk} - v_{g\bar{k}} = v_{kj_{NM}0_{k_{NM}}} - v_{k\bar{j}_{NM}0_{k_{NM}}} + v_{\bar{k}j_{NM}0_{k_{NM}}} - v_{\bar{k}\bar{j}_{NM}0_{k_{NM}}} \quad (2.41)$$

Com $k = 1, 2, 3, j = a, b, c, k \neq \bar{k}$ e $j \neq \bar{j}$.

Como cada v_{gk} faz parte de um sistema trifásico, ou seja,

$$v_{gk} = V_s \cos(\omega_g t - (k-1)(2\pi/3)) \quad (2.42)$$

As amplitudes de $v_{gk} - v_{g\bar{k}}$ são iguais a $\sqrt{3}V_m$. Sendo,

$$\max(v_{kj_{NM}0_{k_{NM}}} - v_{k\bar{j}_{NM}0_{k_{NM}}} + v_{\bar{k}j_{NM}0_{k_{NM}}} - v_{\bar{k}\bar{j}_{NM}0_{k_{NM}}}) = 2v_{CT} \quad (2.43)$$

$$\min(v_{kj_{NM}0_{k_{NM}}} - v_{k\bar{j}_{NM}0_{k_{NM}}} + v_{\bar{k}j_{NM}0_{k_{NM}}} - v_{\bar{k}\bar{j}_{NM}0_{k_{NM}}}) = -2v_{CT} \quad (2.44)$$

Pode-se afirmar que a tensão mínima do barramento CC corresponde a:

$$v_{CT} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_m \quad (2.45)$$

Onde V_m é o módulo das tensões de fase geradas pelo conversor e, considerando o modelo generalizado, v_{CT} é a soma das tensões dos barramentos com mesmo k ($v_{Ck_{NM}}$), isto é,

1. Para $N_{max} = 2$: A tensão total é obtida por:

$$v_{CT} = v_{Ck_{11}} + v_{Ck_{21}} \quad (2.46)$$

Em que $v_{C1_{11}} = v_{C2_{11}} = v_{C3_{11}}$ e $v_{Ck_{21}} = v_{Ck_{22}}$. A tensão v_{CT} pode ser distribuída igualmente entre os barramentos, isto é,

$$v_{Ck_{11}} = v_{Ck_{21}} = \frac{v_{CT}}{2} \quad (2.47)$$

A tensão também pode ser distribuída de forma desigual. Nesse caso, permite-se aumentar o número de níveis da tensão na saída do conversor, e assim, a sintetização de uma forma de onda com mais qualidade. Nesse sentido, a melhor relação encontrada foi:

$$v_{Ck_{11}} = 3v_{Ck_{21}} \quad (2.48)$$

Ou,

$$3v_{Ck_{11}} = v_{Ck_{21}} \quad (2.49)$$

2. Para $N_{max} = n$: A tensão total é obtida por:

$$v_{CT} = \sum_{N=1}^n (v_{Ck_{NM}}) \quad (2.50)$$

Em que $v_{C1_{NM}} = v_{C2_{NM}} = v_{C3_{NM}}$ e $v_{Ck_{NM}} = v_{Ck_{N(M+1)}}$, condições que são sempre satisfeitas. Nesse caso podemos usar as mesmas relações, isto é,

$$v_{Ck_{NM}} = v_{Ck_{(N+1)M}} = \frac{v_{CT}}{N_{max}} \quad (2.51)$$

Ou,

$$v_{Ck_{NM}} = 3v_{Ck_{(N+1)M}} \quad (2.52)$$

O número de conversores (C) usados em uma topologia genérica depende do número máximo de camadas (N_{max}) usados na estrutura, e, pode ser expresso por:

$$C = \sum_{N=1}^{N_{max}} (3 \times 2^{N-1}) \quad (2.53)$$

Considerando o sistema balanceado, as correntes internas para o caso generalizado são obtidos por meio da seguinte expressão:

$$i_{kb_{MN}} = i_{kc_{MN}} = \frac{i_{gk}}{2N} \quad (2.54)$$

Assim, nota-se que os valores das correntes internas tornam-se cada vez menores à medida que aumenta-se o número de camadas (N), como mostra a Figura 1.5. Isso pode ser considerado uma vantagem dessa topologia (principalmente em aplicações de alta corrente) quando comparada com topologias que utilizam ponte-H em cascata, nas quais a corrente nominal é a mesma para todas as chaves.

2.3 Distribuição de Potência nos Conversores

A potência processada em cada conversor pode ser definida como:

$$P_{NM} = i_{ka_{NM}}v_{ka_{NM}0_{k_{NM}}} - i_{kb_{NM}}v_{kb_{NM}0_{k_{NM}}} - i_{kc_{NM}}v_{kc_{NM}0_{k_{NM}}} \quad (2.55)$$

Devido aos diferentes valores de corrente nos conversores da topologia apresentada na Figura 2.1, cada grupo de conversores de três braços processam potências diferentes mesmo que todos os conversores tenham a mesma tensão. Então, os conversores que estão na camada $N = 1$ processam potências diferentes quando comparados com os conversores na camada $N = 2$. E, como já mencionado anteriormente, o valor da tensão do barramento CC pode ser a mesma para todos os conversores ou pode assumir valores diferentes. Nesse último caso, têm-se duas opções $v_{Ck_{11}} = 3v_{Ck_{21}}$ ou $3v_{Ck_{11}} = v_{Ck_{21}}$. A partir dessas considerações, as potências processadas por cada um dos conversores é apresentada na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Potência processada em cada um dos conversores de três braços

Camadas	Power		
	$v_{Ck_{11}} = v_{Ck_{21}}$	$v_{Ck_{11}} = 3v_{Ck_{21}}$	$3v_{Ck_{11}} = v_{Ck_{21}}$
$N = 1$	50%	88%	12%
$N = 2$	25%	6%	44%

Para o caso em que as tensões dos barramentos CC possuem os mesmos valores, existem muitas possibilidades de combinações que definem o estado de chaves permitindo diferentes distribuições de potência entre os conversores. Assim, a distribuição apresentada na Tabela 2.1 é obtida para uma combinação específica do estado das chaves. No entanto, para as outras relações de tensão entre os barramentos CC, a distribuição de potência não muda.

Essas características da distribuição de potência da topologia apresentam-se como uma vantagem que será discutida mais adiante no Capítulo 4.

3 Estratégias PWM

Neste capítulo são descritas as estratégias PWM utilizadas para realizar o chaveamento dos conversores. O comando PWM consiste em converter um sinal de referência em um trem de pulsos com ciclos de trabalho variável para acionar as chaves do conversor, cujo sinal de saída possuirá valor médio igual ao sinal de referência. São apresentados dois métodos de modulação: *Level-Shifted* PWM(LSPWM) e LSPWM combinado com a técnica de modulação *PWM Interleaved*. Note também que a partir deste ponto do trabalho, o símbolo (*) significa que a variável é de referência.

No caso em que o sistema é balanceado (ver Figura 2.2), apenas as tensões u_{gk}^* são fornecidas pelo controle das correntes i_{gk} . Essas tensões podem ser expressas por:

$$u_{gk}^* = u_{gk12}^* - v_{nbc}^* = u_{gk22}^* - v_{nbc}^* \quad (3.1)$$

Onde,

$$u_{gk12}^* = v_{ka110k11}^* - v_{kb110k11}^* + v_{ka210k21}^* - v_{kb210k21}^* \quad (3.2)$$

$$u_{gk22}^* = v_{ka110k11}^* - v_{kc110k11}^* + v_{ka220k22}^* - v_{kb220k22}^* \quad (3.3)$$

$$v_{nbc}^* = \sum_{k=1}^3 \frac{(v_{ka110k11}^* - v_{kb110k11}^* + v_{ka210k21}^* - v_{kb210k21}^*)}{3} \quad (3.4)$$

Note que os valores de referência (valores médios) são escolhidos $u_{gk12}^* = u_{gk22}^* = u_{gk}^*$ de modo que as correntes de circulação sejam iguais a zero. Outras condições devem ser estabelecidas para garantir o controle das correntes de circulação, que são $v_{kc210k21}^* = v_{kb210k21}^*$ e $v_{kc220k22}^* = v_{kb220k22}^*$. Essas condições são verdadeiras para os casos em que as impedâncias internas são balanceadas.

As tensões auxiliares v_{nbc}^* podem ser escolhidas respeitando seus limites máximos e mínimos, garantindo que o sinal PWM não sature. Esses limites devem ser calculados levando-se em consideração o valor máximo (v_{CT}^*) e o valor mínimo ($-v_{CT}^*$) das tensões de referência u_{gk}^* . Logo, os valores máximos e mínimos para v_{nbc}^* podem ser escritos da seguinte forma:

$$v_{nbcmax}^* = v_{CT}^* - \max(\vartheta) \quad (3.5)$$

$$v_{nbcm\min}^* = -v_{CT}^* - \min(\vartheta) \quad (3.6)$$

Em que $k = 1, 2, 3$ e $\vartheta = \{u_{g1}^*, u_{g2}^*, u_{g3}^*\}$.

A variação de v_{nbc}^* pode ser normalizada introduzindo-se o parâmetro de distribuição μ^* ($0 < \mu^* < 1$). Logo, v_{nbc}^* pode ser determinada usando:

$$v_{nbc}^* = \mu^* v_{nbc\max}^* + (1 - \mu^*) v_{nbc\min}^* \quad (3.7)$$

Calculado o valor de v_{nbc}^* podem ser determinados os valores de u_{gk}^* considerando que os valores de referência das tensões a serem geradas pelo conversor u_{gk}^* são conhecidos. O estado das chaves é definido pela comparação do sinal de referência u_{gk}^* com portadoras de alta frequência. As seções seguintes explicarão em mais detalhes as técnicas de modulação utilizadas.

3.1 Level-Shifted PWM

Na estratégia *Level-Shifted* PWM (LSPWM) o estado das chaves $s_{ka_{NM}}$, $s_{kb_{NM}}$ e $s_{kc_{NM}}$ são obtidos comparando-se as tensões de referência calculadas a partir de (2.36) com portadoras triangulares de alta frequência com a mesma fase e diferentes níveis. O chaveamento ocorre de tal forma que apenas os dois níveis mais próximos do sinal de referência são utilizados durante cada período T das portadoras triangulares.

Nesse trabalho, são analisados duas possibilidades para as tensões dos barramentos CC. Na primeira, considera-se $v_{Ck11}^* = v_{Ck21}^*$. Nessa condição, todos os possíveis níveis de tensão que podem ser usados para gerar u_{gk}^* e as portadoras que devem ser usadas de acordo com o intervalo em que u_{gk}^* está localizado, são mostrados na Figura 3.1. A Tabela 3.1 apresenta os estados das chaves e os níveis correspondentes. As linhas em destaque informam os estados das chaves usados nas simulações.

Figura 3.1 – Representação das portadoras triangulares para o caso em que $v_{Ck11}^* = v_{Ck21}^*$

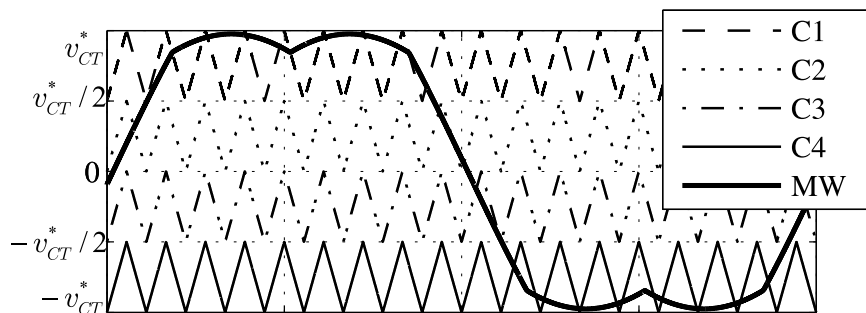


Tabela 3.1 – Níveis de tensão e estado das chaves para $v_{Ck_{11}}^* = v_{Ck_{21}}^*$

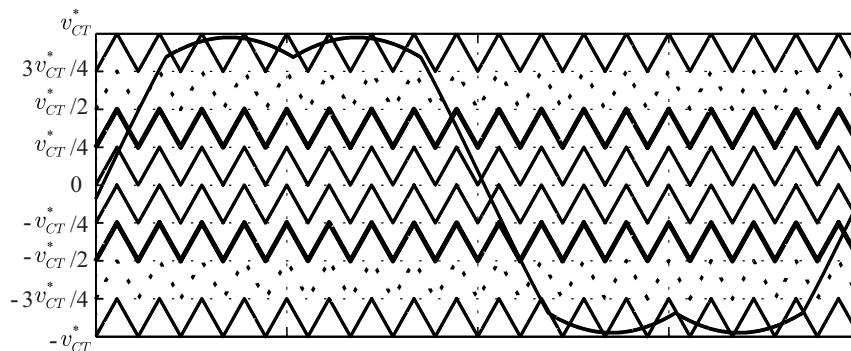
Níveis	$s_{ka_{11}}$	$s_{kb_{11}}$	$s_{ka_{21}}$	$s_{kb_{21}}, s_{kc_{21}}$	$s_{kc_{11}}$	$s_{ka_{22}}$	$s_{kb_{22}}, s_{kc_{22}}$
$-v_{CT}^*$	0	1	0	1	1	0	1
$-v_{CT}^*/2$	0	0	0	1	0	0	1
	0	0	0	1	1	0	0
	0	0	0	1	1	1	1
	0	1	0	0	0	0	1
	0	1	0	0	1	0	0
	0	1	0	0	1	1	1
	0	1	1	1	0	0	1
	0	1	1	1	1	0	0
	0	1	1	1	1	1	1
0	1	1	0	1	1	0	1
	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	1	1
	0	0	0	0	1	1	0
	0	0	1	1	0	0	0
	0	0	1	1	0	1	1
	0	0	1	1	1	1	0
	0	1	1	0	0	0	0
	0	1	1	0	0	1	1
	0	1	1	0	1	1	0
	1	0	0	1	0	0	1
	1	0	0	1	1	0	0
	1	0	0	1	1	1	1
	1	1	0	0	0	0	1
	1	1	0	0	1	0	0
	1	1	0	0	1	1	1
	1	1	1	1	0	0	1
1	1	1	1	1	0	0	
1	1	1	1	1	1	1	
$v_{CT}^*/2$	0	0	1	0	0	1	0
	1	0	0	0	0	0	0
	1	0	0	0	0	1	1
	1	0	0	0	1	1	0
	1	0	1	1	0	0	0
	1	0	1	1	0	1	1
	1	0	1	1	1	1	0
	1	1	1	0	0	0	0
	1	1	1	0	0	1	1
v_{CT}^*	1	1	1	0	1	1	0
	1	0	1	0	0	1	0

Tabela 3.2 – Níveis de tensão e estado das chaves para $v_{Ck_{11}}^* = 3v_{Ck_{21}}^*$

Níveis	$s_{ka_{11}}$	$s_{kb_{11}}$	$s_{ka_{21}}$	$s_{kb_{21}}, s_{kc_{21}}$	$s_{kc_{11}}$	$s_{ka_{22}}$	$s_{kb_{22}}, s_{kc_{22}}$
$-v_{CT}^*$	0	1	0	1	1	0	1
$-3v_{CT}^*/4$	0	1	0	0	1	0	0
	0	1	0	0	1	1	1
	0	1	1	1	1	0	0
	0	1	1	1	1	1	1
$-v_{CT}^*/2$	0	1	1	0	1	1	0
$-v_{CT}^*/4$	1	1	0	1	1	0	1
	0	0	0	1	0	0	1
0	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	0	0	0	1	1
	0	0	1	1	0	0	0
	0	0	1	1	0	1	1
	1	1	0	0	1	0	0
	1	1	0	0	1	1	1
	1	1	1	1	1	0	0
	1	1	1	1	1	1	1
$v_{CT}^*/4$	0	0	1	0	0	1	0
	1	1	1	0	1	1	0
$v_{CT}^*/2$	1	0	0	1	0	0	1
$3v_{CT}^*/4$	1	0	0	0	0	0	0
	1	0	0	0	0	1	1
	1	0	1	1	0	0	0
	1	0	1	1	0	1	1
v_{CT}^*	1	0	1	0	0	1	0

Na segunda, escolheu-se $v_{Ck_{11}}^* = 3v_{Ck_{21}}^*$. Nessa condição, todos os possíveis níveis de tensão que podem ser usados para gerar u'_{gk} e as portadoras usadas são mostrados na Figura 3.2. A Tabela 3.2 apresenta os estados das chaves e os níveis correspondentes para esse caso.

Figura 3.2 – Representação das portadoras triangulares para o caso em que $v_{Ck_{11}}^* = 3v_{Ck_{21}}^*$



As linhas em destaque nas Tabelas 3.1 e 3.2 informam os estados das chaves usados

nas simulações.

3.2 LSPWM combinado com *Interleaved* PWM

Quando vários conversores são associados em série ou em paralelo, é vantajoso operar todos os conversores numa mesma frequência com uma mudança de fase entre os sinais PWM. Essa técnica é conhecida como *Interleaved* PWM e tem sido amplamente utilizada em diversas topologias de conversores na área da Eletrônica de Potência.

Alguns benefícios alcançados com a aplicação dessa técnica, conforme apresentado em [23] podem ser: a redução da ondulação na corrente de entrada e na corrente de saída do conversor (reduzindo assim também os requisitos de filtragem na entrada e saída do mesmo), o cancelamento de harmônicos e a sintetização de formas de onda com um maior número de níveis na saída do conversor.

Neste trabalho, a técnica *Interleaved* PWM é aplicada deslocando de π rad as portadoras usadas para definir as tensões de polo dos braços paralelos e deslocando de $2\pi/3$ rad aquelas usadas nos braços em diferentes fases, conforme a Tabela 3.3.

Tabela 3.3 – Fase da portadora aplicada para definir cada tensão de polo

Fase das Portadoras	Tensões de Polo
0	$v_{1a_{11}0_{11}}, v_{1b_{11}0_{11}}, v_{1a_{21}0_{12}}, v_{1b_{21}0_{12}}, v_{1c_{21}0_{12}}$
π	$v_{1c_{11}0_{11}}, v_{1a_{22}0_{12}}, v_{1b_{22}0_{12}}, v_{1c_{22}0_{12}}$
$-2\pi/3$	$v_{2a_{11}0_{21}}, v_{2b_{11}0_{21}}, v_{2a_{21}0_{22}}, v_{2b_{21}0_{22}}, v_{2c_{21}0_{22}}$
$-2\pi/3 + \pi$	$v_{2c_{11}0_{21}}, v_{2a_{22}0_{22}}, v_{2b_{22}0_{22}}, v_{2c_{22}0_{22}}$
$2\pi/3$	$v_{3a_{11}0_{31}}, v_{3b_{11}0_{31}}, v_{3a_{21}0_{32}}, v_{3b_{21}0_{32}}, v_{3c_{21}0_{32}}$
$2\pi/3 + \pi$	$v_{3c_{11}0_{31}}, v_{3a_{22}0_{32}}, v_{3b_{22}0_{32}}, v_{3c_{22}0_{32}}$

No Capítulo 4 são destacados as vantagens da aplicação dessa técnica na topologia apresentada neste trabalho.

4 Resultados e Discussões

As figuras de mérito escolhidas para avaliar a topologia proposta nesse trabalho consistem na determinação da Distorção Harmônica Total, ou THD (*Total Harmonic Distortion*) dos sinais de corrente, da Distorção Harmônica Total Ponderada, ou WTHD (*Weighted Total Harmonic Distortion*) dos sinais das tensões chaveadas e na medição das perdas nos IGBTs (perdas por condução e perdas por chaveamento). Além disso, neste capítulo é discutida a análise das formas de onda da corrente e a característica de tolerância a falhas da topologia.

As comparações foram realizadas entre a topologia formada por conversores de três braços conectados em Y (3L-Y) e a topologia composta por três ponte-H conectadas em Y (3HB-Y), ambas com $N_{max} = 1$, e entre a topologia composta por nove conversores de três braços conectados em cascata (C3L) e seis ponte-H conectados em cascata (CHB), ambas com $N_{max} = 2$. Nesse último caso, são analisadas duas possibilidades para a distribuição das tensões nos barramentos CC, isto é, $v_{Ck_{11}} = v_{Ck_{21}}$ e $v_{Ck_{11}} = 3v_{Ck_{21}}$.

O estudo foi realizado considerando $z_c = z_g + 3z_f/4$, para igualar as impedâncias que definem o filtro de corrente nas topologias convencionais (z_c) com as da topologia proposta ($z_g + 3z_f/4$). Nas simulações são usados $l_c = 1mH$, $r_c = 0.1\Omega$, em que $z_c = r_c + pl_c$. Considerou-se o índice de modulação igual a 1, a tensão da rede $E_{g_{RMS}} = 220V$, a tensão de barramento total dos conversores $v_{Ct} = 270V$, a frequência de amostragem igual a $f_{ch} = 10kHz$ e a potência total processada pelo conversor igual a $P = 6kW$.

4.1 Análise de THD e WTHD

A Distorção Harmônica Total (THD) informa a quantidade de componentes harmônicos presentes em uma forma de onda. Quanto maior for o seu valor, mais harmônicos estarão presentes e mais distante do formato sinusoidal estará o formato da onda analisada. Portanto, é um parâmetro muito empregado para avaliação de conversores multiníveis. Sua equação é dada pela equação (4.1).

$$THD(p)\% = \frac{100}{I_1} \sqrt{\sum_{n=2}^p (I_n)^2} \quad (4.1)$$

Em que I_1 é a amplitude da componente fundamental da corrente, I_n é a amplitude da componente harmônica de ordem n e p é o número do harmônico considerado.

O cálculo da Distorção Harmônica Total Ponderada (WTHD) inclui a amplitude de cada harmônica e a ordem da harmônica, onde as harmônicas de ordem mais elevada

tem menor impacto no resultado dos cálculos. Essa figura de mérito é importante nos conversores multiníveis, pois apresenta uma correlação com a distorção harmônica de corrente, e a dificuldade de realizar uma filtragem de primeira ordem de um determinado sinal [24]. Sua expressão é dada pela equação (4.2).

$$WTHD(p)\% = \frac{100}{\gamma_1} \sqrt{\sum_{u=2}^{N_u} \left(\frac{\gamma_u}{u}\right)^2} \quad (4.2)$$

Em que γ_1 é a amplitude da componente fundamental da tensão, γ_u é a amplitude da componente harmônica de ordem u e N_u é o número do harmônico considerado.

A partir de (2.34) nota-se que as correntes i_{gk} dependem das tensões do conversor u_{gk} . Logo, para reduzir a distorção de alta frequência da corrente é necessário aumentar o número de níveis da tensão ou melhorar a distribuição dos pulsos de tensão. As figuras apresentadas na seção 4.4 mostram a tensão de saída do conversor (u_{gk}) em valores por unidade (p.u.). O valor de base utilizado foi a tensão total do barramento CC. A tabela 4.1 trazem as medições de THD para as topologias comparadas.

Tabela 4.1 – Medições de THD e WTHD

Barramento CC	v_{CT}		$v_{Ck_{11}} = v_{Ck_{21}}$		$v_{Ck_{11}} = 3v_{Ck_{21}}$	
Camadas	$N_{max} = 1$		$N_{max} = 2$		$N_{max} = 2$	
Topologias	3HB-Y	3L-Y	CHB	C3L	CHB	C3L
Nº Barramentos	3	3	6	9	6	9
Nº Braços	6	9	12	27	12	27
Nº Níveis	9	17	17	31	31	31
THD(%)	6,81	2,27	3,09	1,32	1,66	1,66
WTHD(%)	0,09	0,03	0,04	0,02	0,02	0,02

As Figuras 4.5, 4.6 e 4.7 mostram a tensão de saída do conversor para a topologia 3L-Y em que $N_{max} = 1$. Na Figura 4.5 mostra a tensão de saída para a aplicação da técnica LSPWM com as portadoras em fase. Esse resultado é equivalente a topologia 3HB-Y. A Figura 4.6 apresenta a tensão de saída para a aplicação da técnica LSPWM combinada com a técnica *Interleaved* em que as portadoras são deslocadas de π entre os braços paralelos de cada conversor. Porém, o melhor resultado é obtido para a aplicação da técnica LSPWM com a técnica *Interleaved* deslocando também de $2\pi/3$ as portadoras utilizadas em cada fase, conforme mostra a Figura 4.7. Nesse caso, o WTHD da tensão é 0,03% e o THD da corrente i_{gk} é 2.27%, conforme a Tabela 4.1, o que significa uma redução significativa desses parâmetros quando comparado com a topologia 3HB-Y, cujo WTHD é 0,09% e o THD é 6.81%. Nesse caso, apresenta também resultados melhores até mesmo que os da topologia CHB.

Para a topologia C3L em que $N_{max} = 2$ o número de níveis da tensão de saída aumenta significativamente quando comparado com as topologia com $N_{max} = 1$, conforme

as Figuras 4.8, 4.9 e 4.10. A topologia C3L é similar a topologia CHB quando é usada apenas a técnica LSPWM, com $v_{Ck_{11}} = v_{Ck_{21}}$, conforme a Figura 4.8. Quando é combinada a técnica LSPWM com a técnica *Interleaved* para essa mesma relação entre as tensões dos barramentos CC é obtido um melhor resultado para a tensão de saída u_{gk} com um maior número de níveis, permitindo resultados equivalentes aos da topologia que utiliza apenas a técnica LSPWM com $v_{Ck_{11}} = 3v_{Ck_{21}}$, conforme as Figuras 4.9 e 4.10. Devido ao aumento do número de níveis, nesses dois casos, a distorção harmônica das correntes e a distorção harmônica ponderada das tensões é significativamente menor em relação as outras topologias, conforme a Tabela 4.1.

4.2 Análise das Perdas nos IGBTs

O segundo critério de comparação é a análise de perdas nos semicondutores. O modelo utilizado para calcular as perdas nos IGBTs foi apresentado em [25] e inclui: 1) Perdas por condução dos IGBTs e diodos; 2) perdas ao ligar o IGBT; 3) perdas ao desligar o IGBT e 4) perdas por comutação do diodo. Essas perdas são divididas em perdas por condução (P_{cd}), por chaveamento (P_{ch}) e totais ($P_t = P_{cd} + P_{ch}$).

A Figura 4.1 mostra a avaliação das perdas nos semicondutores para as topologias CHB e C3L considerando a mesma tensão de barramento em todos os conversores ($v_{Ck_{11}} = v_{Ck_{21}}$). Note que as perdas são apresentadas em porcentagem das perdas da topologia CHB (177W). Na Figura 4.1(a) as perdas são obtidas considerando que a potência processada pelo conversor é 6W. Nota-se que para o mesmo valor de frequência de amostragem ($f_{ch} = 10kHz$) as perdas nas topologias CHB e C3L são praticamente iguais, no entanto a topologia proposta C3L apresenta melhores valores no que diz respeito a distorção harmônica de corrente, que nesse caso é consideravelmente menor que a topologia CHB. As perdas totais da topologia C3L podem ser ainda menores, já que é possível diminuir a frequência de amostragem até que o THD da corrente desse conversor torne-se igual ao THD da corrente da topologia CHB. Para essa condição, as perdas de chaveamento da topologia C3L diminuem consideravelmente e as perdas totais apresentam uma redução de 14% em relação a topologia CHB. Já na Figura 4.1(b) é avaliado as perdas nos semicondutores para diferentes valores de potência processada (6kW, 12kW, e 18kW), mantendo a tensão da rede constante ($E_{g_{RMS}} = 220V$) e variando os valores da corrente. Essa avaliação mostra que a topologia C3L apresenta mais vantagens para aplicações que exigem alta corrente.

Figura 4.1 – Avaliação das perdas nos semicondutores dos conversores com $v_{Ck_{11}} = v_{Ck_{21}}$
 (a) Para a mesma potência processada. (b) Para valores diferentes de potência processada.

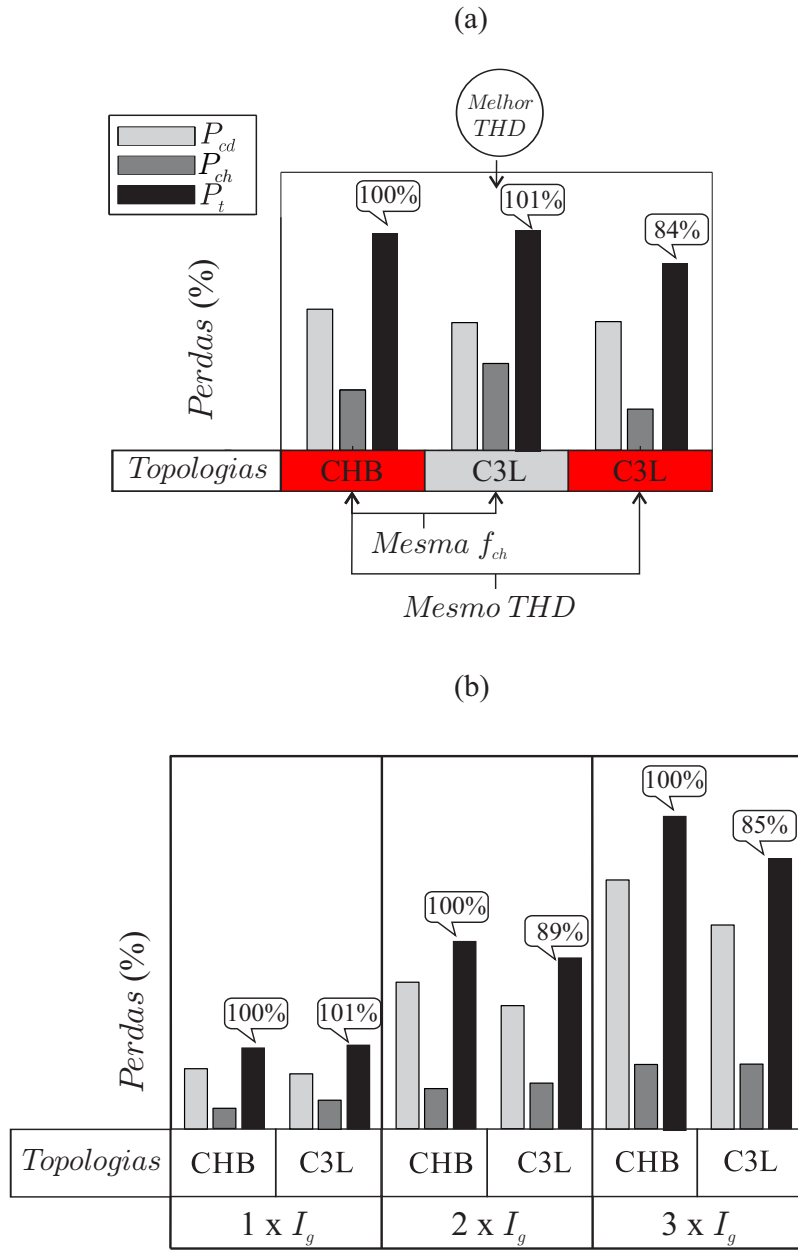
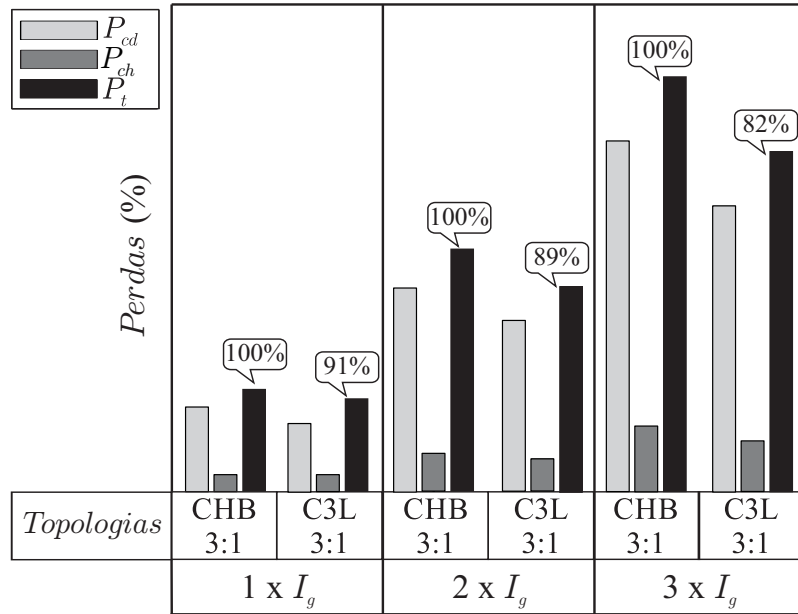


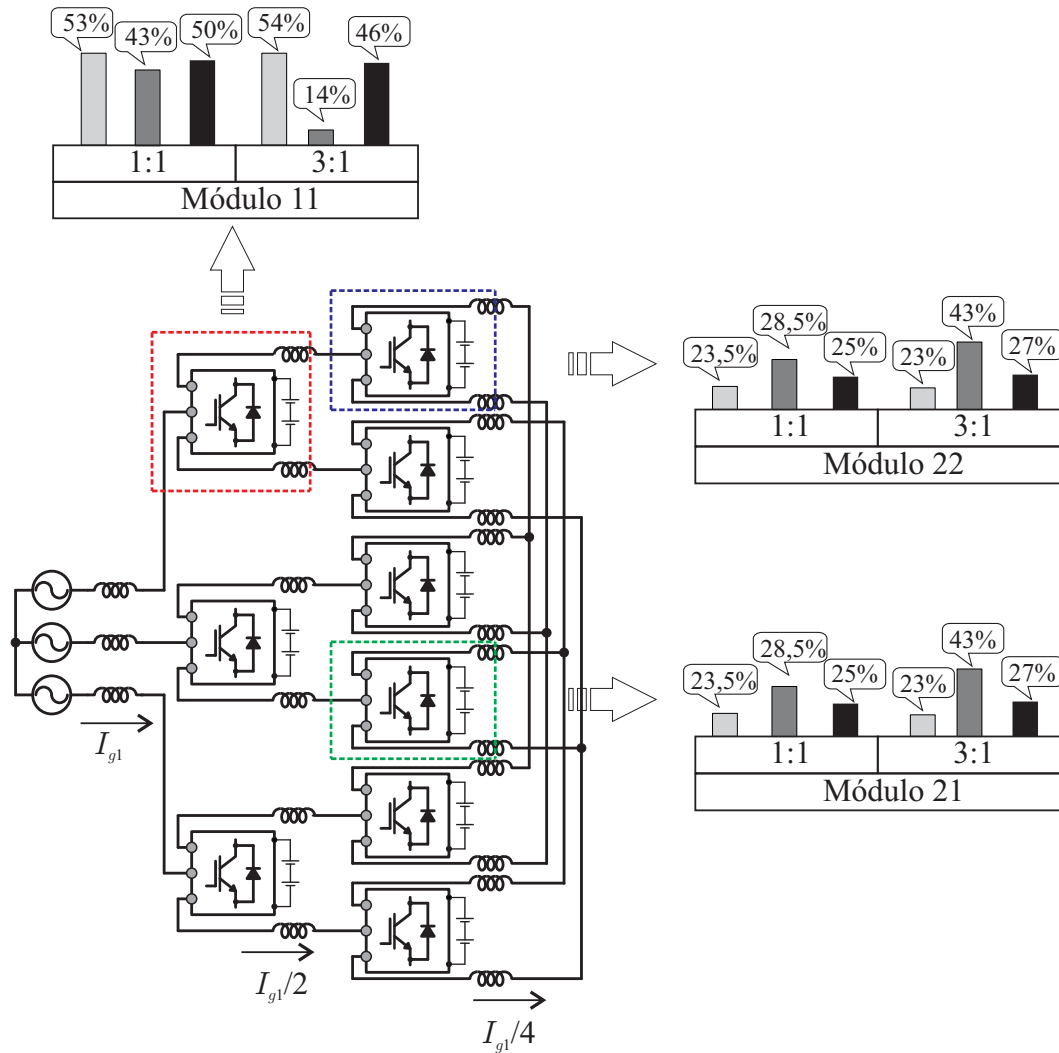
Figura 4.2 – Avaliação das perdas nos semicondutores dos conversores com $v_{Ck_{11}} = 3v_{Ck_{21}}$ 

A Figura 4.2 apresenta a avaliação das perdas nos semicondutores para as topologias CHB e C3L considerando agora $v_{Ck_{11}} = 3v_{Ck_{21}}$. As perdas são mostradas em porcentagem das perdas da topologia CHB (157W) e são considerados diferentes valores de potência processada nas topologias (6kW, 12kW, e 18kW) mantendo a tensão da rede constante ($E_{g_{RMS}} = 220V$) e variando os valores da corrente, como no caso anterior. A partir dessa avaliação também pode-se concluir que a topologia C3L apresenta mais vantagens para aplicações que exigem alta corrente em relação a topologia CHB.

Em todos os casos nota-se que as perdas por condução na topologia C3L mostrou-se menor que as perdas por condução na topologia CHB, isso se dá porque conforme a equação (2.54) o nível das correntes internas que circulam nas chaves quando as mesmas estão fechadas é menor em comparação com a topologia CHB que possui a mesma corrente nominal em todas as chaves. Nota-se essa redução das perdas principalmente em aplicações que exigem alta corrente. No que diz respeito as perdas por chaveamento, em alguns casos, essas apresentaram valores maiores na topologia C3L porque essa topologia possui maior número de chaves de potência controladas do que a topologia CHB. Como a redução nas perdas por condução são muito mais significativas do que o aumento nas perdas por chaveamento percebe-se que a topologia C3L, em termos de perdas totais, é mais eficiente do que a topologia CHB.

Pode-se ainda analisar o comportamento das perdas em cada módulo da topologia C3L em função da corrente e da frequência de chaveamento dos IGBTs da topologia. Essas características são apresentadas na Figura 4.3. Os valores são apresentados em porcentagem das perdas totais por condução, perdas totais por chaveamento e perdas

Figura 4.3 – Avaliação das perdas nos IGBTs em cada módulo da topologia C3L



totais do conversor. Para o caso em que $v_{Ck_{11}} = v_{Ck_{21}}$ esses valores são 118W, 60W e 178W, respectivamente, e para o caso em que $v_{Ck_{11}} = 3v_{Ck_{21}}$ esses valores correspondem a 118W, 25W e 143W, respectivamente. A Tabela 4.2 apresenta os valores da frequência de chaveamento dos IGBTs para as diferentes relações de tensões dos barramentos CC.

Nota-se que as perdas por condução no Módulo 11 são maiores em relação aos outros módulos e chegam a representar 54% das perdas totais por condução do conversor. Isso se dá porque as correntes nesse módulo são maiores em comparação com as correntes que circulam nos Módulos 21 e 22. Agora no que diz respeito às perdas por chaveamento, essas são maiores nos Módulos 21 e 22 (chegam a 86% das perdas totais por chaveamento) porque, como apresentado na Tabela 4.2, as frequências de chaveamento dos IGBTs nesses módulos são mais altas em relação ao Módulo 11.

Tabela 4.2 – Frequência de chaveamento (kHz) dos IGBTs

Topologia C3L	$f_{s_{ka11}}$	$f_{s_{kb11}}$	$f_{s_{kc11}}$	$f_{s_{ka21}}$	$f_{s_{kb21}}$	$f_{s_{kc21}}$	$f_{s_{ka22}}$	$f_{s_{kb22}}$	$f_{s_{kc22}}$
$v_{Ck11} = v_{Ck21}$	0,05	5,05	5,05	0,05	5,05	5,05	0,05	5,05	5,05
$v_{Ck11} = 3v_{Ck21}$	0,45	0,45	0,45	5,40	5,50	5,50	5,40	5,50	5,50

Além disso, outra consideração que podemos fazer em relação as perdas na topologia C3L é quando a tensão total do barramento (v_{CT}) é distribuída igualmente entre os barramentos CC e quando ela é distribuída de modo desigual. É possível observar que para o caso em que $v_{Ck11} = 3v_{Ck21}$ as perdas totais na topologia C3L são bem menores (cerca de 21%) em relação ao caso em que $v_{Ck11} = v_{Ck21}$. A explicação para isso é que quando $v_{Ck11} = 3v_{Ck21}$ os IGBTs do Módulo 11 ($v_{Ck11} = 3v_{CT}/4$), que possui maior tensão no barramento CC, têm frequência de chaveamento menor do que aqueles pertencentes aos Módulos 21 e 22 ($v_{Ck21} = v_{Ck22} = v_{CT}/4$). Enquanto que na outra situação a tensão de barramento é $v_{Ck11} = v_{Ck21} = v_{CT}/2$ em todos os módulos, nos quais a maioria dos IGBTs chaveiam em alta frequência, sendo essa a razão das altas perdas por chaveamento nesse caso.

Em geral, a partir das considerações feitas na Seção 2.3 sobre a distribuição de potência na topologia C3L e análises feitas aqui, percebe-se que a topologia trabalha com diferentes correntes nos IGBTs e diferentes frequências de chaveamento, logo, pode ser projetada com diferentes tipos de chaves [26], chaves de alta tensão e corrente (baixa frequência) nos conversores em $N = 1$ e chaves de baixa tensão e corrente (alta frequência) nos conversores em $N = 2$. Isso é válido, em especial, no caso em que $v_{Ck11} = 3v_{Ck21}$.

4.3 Análise das Correntes e Tolerância a Falhas

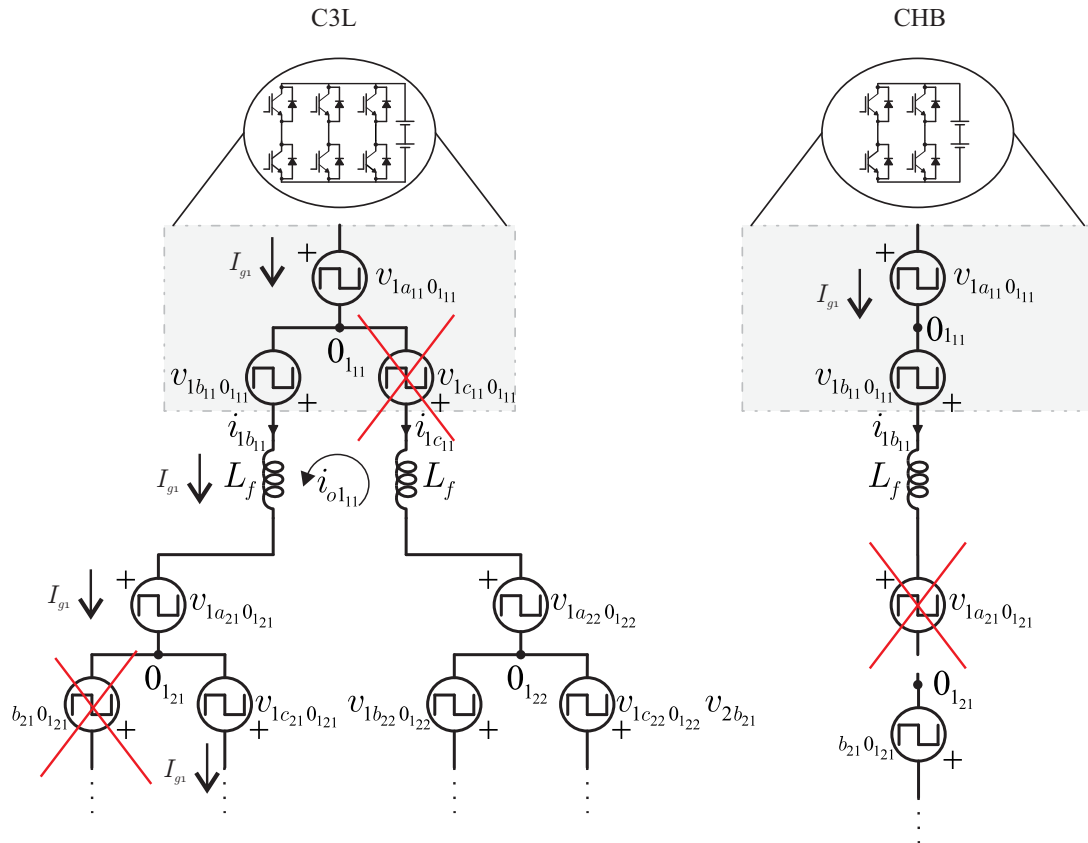
As Figuras 4.11, 4.12 e 4.13 mostram as correntes da rede, de circulação e internas em valores por unidade (p.u.), em que a corrente de base é igual a 9A.

Pode-se notar a redução nos níveis de corrente quando compara-se as formas de onda para i_{g1} , i_{1b11} e i_{1b21} , confirmando que os conversores mais internos possuem menores valores de correntes. Na Figura 4.12 observa-se o efeito da aplicação da técnica *Interleaved* PWM, que contribui para o aumento do *ripple* das correntes internas e de circulação, porém o *ripple* da corrente da rede diminui.

Como já discutido, os diferentes níveis de corrente nos módulos da topologia C3L permite o uso de chaves com diferentes valores de corrente nominal. No entanto, caso se deseje aproveitar a característica de tolerância a falhas dessa topologia, deve-se usar chaves com a mesma corrente nominal (i_{gk}). Pode-se citar essa característica como uma vantagem em relação a topologia CHB. A Figura 4.4 ilustra isso. No caso da topologia C3L percebe-se que, mesmo duas chaves semicondutoras falhando, o completo funcionamento

do conversor não será comprometido pois existirá caminho para a corrente i_{g1} circular. Enquanto que, no caso da topologia CHB isso não é possível, pois se uma das chaves falhar, o conversor falha por completo. A única situação que leva a falha completa na topologia C3L é quando a chave do braço principal ($s_{1a_{11}}$) no Módulo 11 falha.

Figura 4.4 – Característica de Tolerância a Falhas



4.4 Figuras das Simulações

As figuras referenciadas nas duas seções anteriores deste capítulo são apresentadas nas páginas seguintes desta seção.

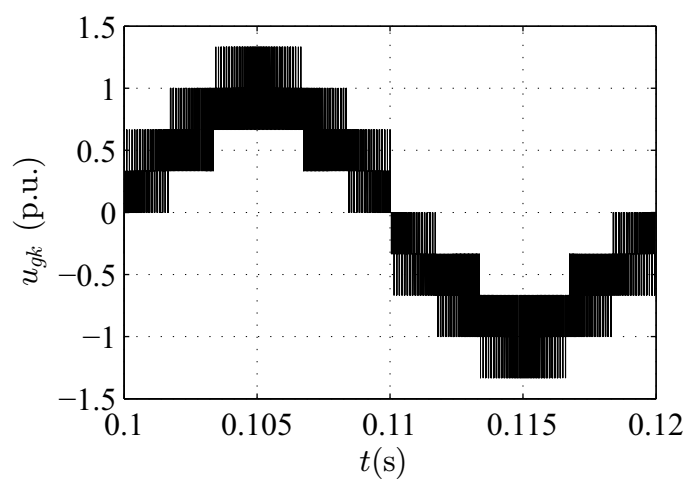
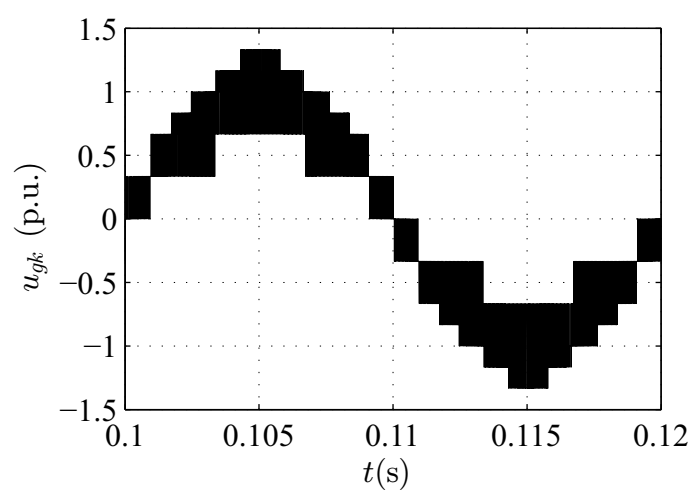
Figura 4.5 – Tensão na saída u_{gk} da topologia 3L-Y com LSPWMFigura 4.6 – Tensão na saída u_{gk} da topologia 3L-Y com LSPWM e *Interleaved*

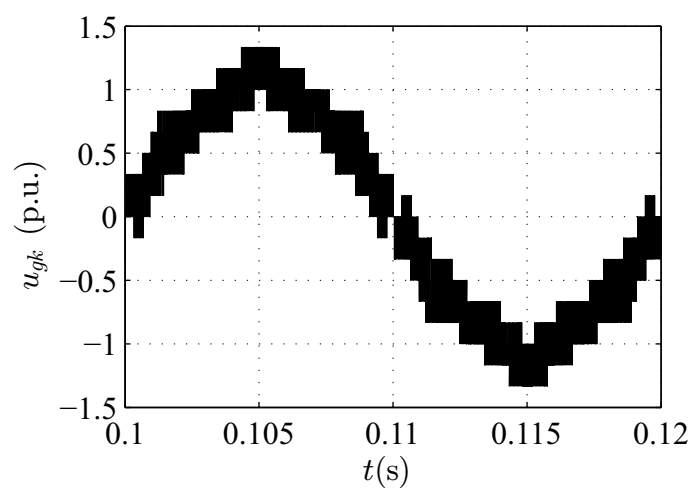
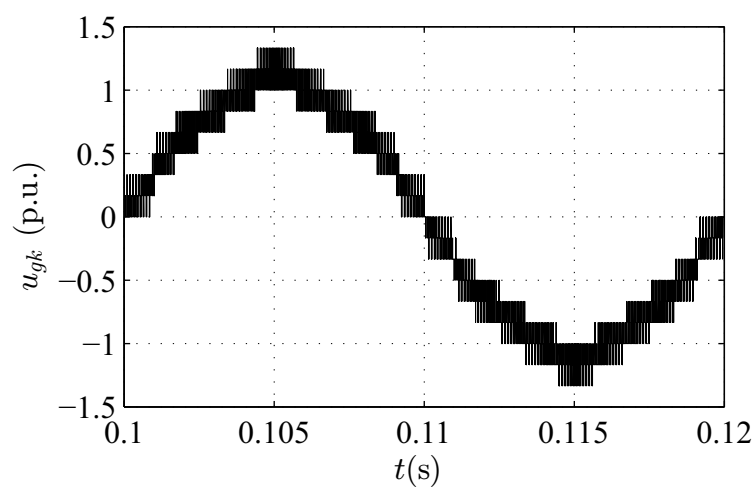
Figura 4.7 – Tensão na saída u_{gk} da topologia 3L-Y com LSPWM e completo *Interleaved*Figura 4.8 – Tensão na saída u_{gk} da topologia C3L com LSPWM para $v_{Ck11} = v_{Ck21}$ 

Figura 4.9 – Tensão na saída u_{gk} da topologia C3L com LSPWM e *Interleaved* para $v_{Ck_{11}} = v_{Ck_{21}}$

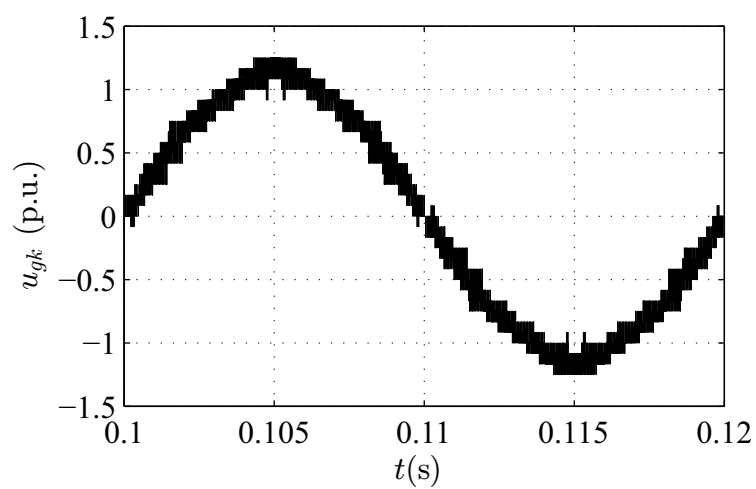


Figura 4.10 – Tensão na saída u_{gk} da topologia C3L com LSPWM para $v_{Ck_{11}} = 3v_{Ck_{21}}$

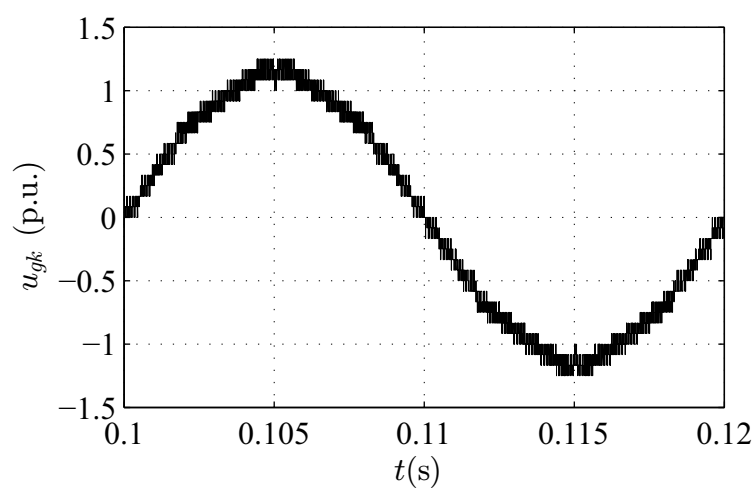


Figura 4.11 – Correntes da rede i_{gk} e correntes de circulação da topologia C3L com LSPWM para $v_{Ck_{11}} = v_{Ck_{21}}$

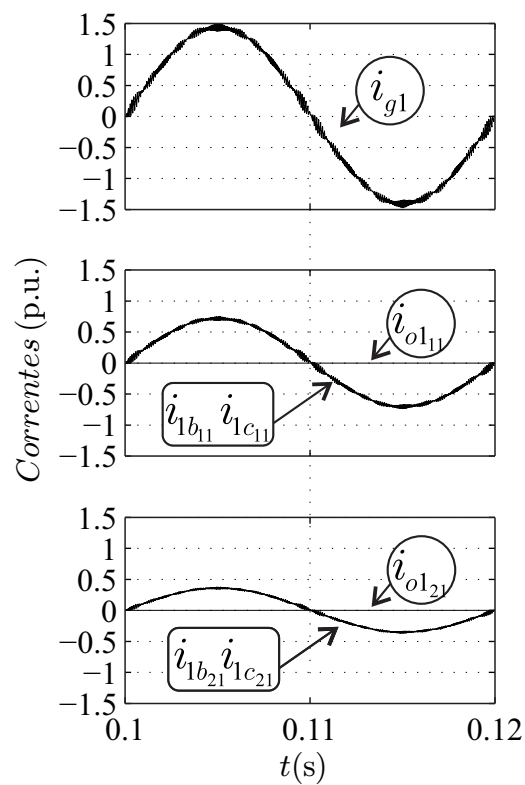


Figura 4.12 – Correntes da rede i_{gk} e correntes de circulação da topologia C3L com LSPWM e *Interleaved* para $v_{Ck_{11}} = v_{Ck_{21}}$

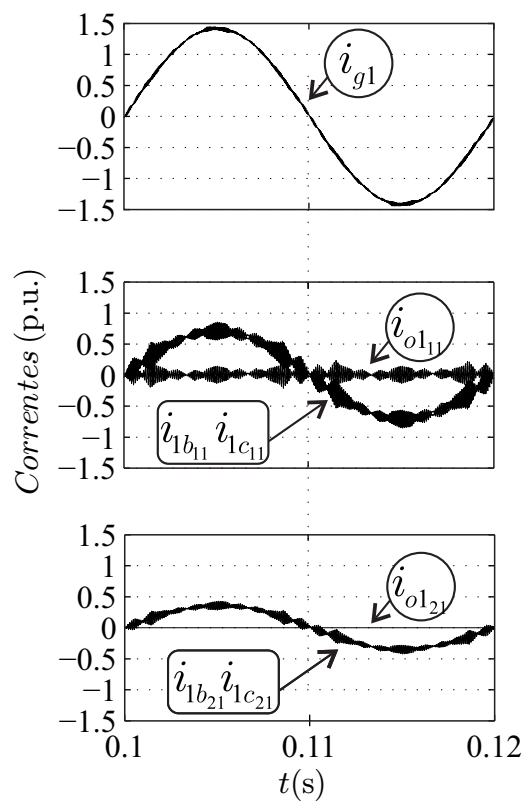
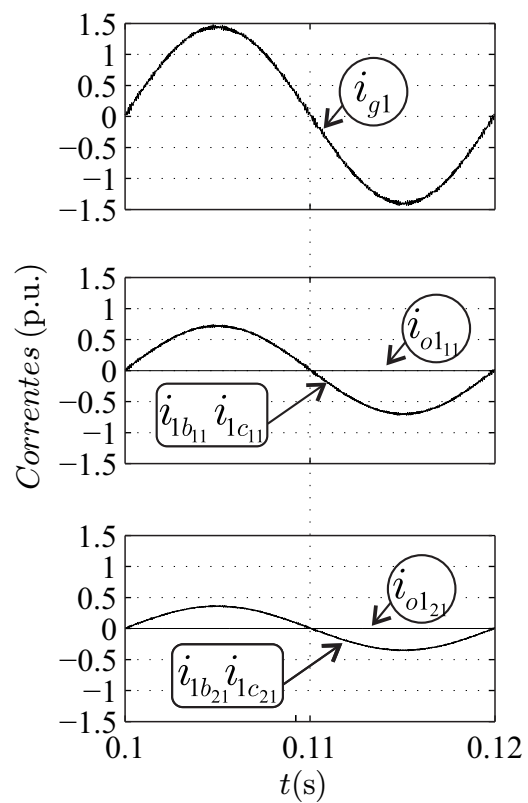


Figura 4.13 – Correntes da rede i_{gk} e correntes de circulação da topologia C3L com LSPWM para $v_{Ck_{11}} = 3v_{Ck_{21}}$



5 Considerações Finais

O objetivo geral desse trabalho foi estudar o projeto de um conversor multinível formado pela associação em cascata de conversores de três braços e realizar simulações do seu modelo dinâmico. Essa estrutura é similar àquelas formadas pela associação de ponte-H em cascata (CHB), porém são formados por módulos básicos diferentes, isto é, conversores com três braços. Essa característica permite uma melhor tolerância a falhas, a aplicação da técnica PWM *interleaved* entre os braços com conexões internas, o aumento no número dos níveis de tensão e redução da corrente nos braços internos quando comparado com a topologia CHB, principalmente em aplicações que exigem altas correntes.

O modelo do sistema generalizado foi apresentado no Capítulo 2 considerando $N_{max} = 2$, permitindo o desenvolvimento de topologias similares com valores diferentes para N_{max} . Nesse capítulo também foi apresentado o modelo para o sistema balanceado.

No Capítulo 3 foram propostas duas técnicas de modulação PWM: 1) *Level-Shifted* PWM e 2) *Level-Shifted* PWM com *Interleaved*.

No Capítulo 4 foram analisados os resultados obtidos por meio de simulações realizadas no *software* MATLAB[®] para a topologias com as seguintes configurações: 1) estrutura com conversores de três braços conectados em Y (3L-Y) 2) estrutura composta por três ponte-H conectadas em Y (3HB-Y) 3) estrutura formada por nove conversores de três braços conectados em cascata (C3L) e 4) estrutura com seis ponte-H conectados em cascata (CHB). Nesse dois últimos casos, foram analisadas duas possibilidades para a distribuição das tensões nos barramentos CC, isto é, $v_{Ck_{11}} = v_{Ck_{21}}$ e $v_{Ck_{11}} = 3v_{Ck_{21}}$.

A primeira parte do Capítulo 4 apresenta a análise dessas topologias do ponto de vista da Distorção Harmônica Total (THD) das correntes dos conversores e da Distorção Harmônica Ponderada das tensões (WTHD). Essa análise mostra que as topologias 3L-Y e C3L apresentaram melhores resultados nesse respeito por permitirem um aumento no número de níveis da tensão e uma melhor distribuição dos pulsos de tensão face as topologias 3HB-Y e CHB, respectivamente.

Já a segunda parte do Capítulo 4 apresenta a análise das perdas nos semicondutores na topologia C3L, a topologia de maior interesse nessa pesquisa, face a topologia CHB. Os resultados obtidos mostraram que a topologia C3L é mais eficiente do que a topologia CHB.

Dessa forma, pode-se concluir que a topologia C3L discutida aqui proporciona a redução tanto do THD das correntes e WTHD das tensões, como também das perdas nos semicondutores quando comparada com a topologia CHB. Além de apresentar melhor

comportamento no que diz respeito a tolerância a falhas.

Apesar de não ter sido possível levar o trabalho a fase de experimentação, os objetivos dessa pesquisa foram cumpridos, pois foi possível desenvolver, analisar, comparar e realizar simulações para a topologia de conversor multinível discutida.

Referências

- [1] Montiê Alves Vitorino. *Otimização do Processamento da Energia em Sistemas de Bombeamento Fotovoltaico e Conversão Monofásica*. Tese(doutorado), Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, 2012. Citado na página 14.
- [2] Luiz Gustavo Oliveira GonÇalves. Projeto de um inversor multiníveis híbrido para média tensão industrial. Dissertação(mestrado), Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 14 e 20.
- [3] Henrique A. C. Braga; Ivo Barbi. Conversores estáticos multiníveis - uma revisão. In *Anais do SBA Controle e Automação*, Janeiro 2000. Citado na página 14.
- [4] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi. A new neutral-point-clamped pwm inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-17(5):518–523, Sept 1981. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 19.
- [5] Jih-Sheng Lai and Fang Zheng Peng. Multilevel converters-a new breed of power converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32(3):509–517, May 1996. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 20.
- [6] J. Rodriguez, Jih-Sheng Lai, and Fang Zheng Peng. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(4):724–738, Aug 2002. Citado na página 15.
- [7] Juliano Costa Leal da Silva. Estudo e implementação de topologias multiníveis com indutores acoplados e número reduzido de componentes. Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, Campina Grande, 2015. Citado na página 16.
- [8] Pedro Miguel Pereira Monteiro Rodrigues. Estrutura de um conversor multinível para aplicação em qualidade de energia eléctrica. Dissertação(mestrado), Universidade Técnica de Lisboa, Lisboa, 2011. Citado na página 16.
- [9] Edgard Luiz Lopes Fabrício. *Sistemas de compensação em derivação baseados em conversores paralelos e interconectados*. Tese(doutorado), Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, 2015. Citado na página 17.
- [10] Edgard L. L. Fabricio; Cursino B. Jacobina; Nady Rocha; Rodrigo P. de Lacerda and Mauricio B. R. Correa. Multilevel converter based on cascaded three-leg converters with reduced voltage and current. In *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2016. Citado na página 17.

-
- [11] J. K. Pedersen R. Teodorescu, F. Blaabjerg. Multilevel converters – a survey. In *Proceedings of the Eighth European Conference on Power Electronics and Applications*, 1999. Citado na página 19.
- [12] Vinícius Maciel Pinto. Um estudo comparativo de técnicas de chaveamento de conversores três níveis. Dissertação(mestrado), Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2005. Citado na página 20.
- [13] M. A. Dybko and S. V. Brovanov. Active power filter with battery energy storage based on npc inverters. In *2015 16th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices*, pages 415–421, June 2015. Citado na página 20.
- [14] T. A. Meynard and H. Foch. Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters. In *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE*, pages 397–403 vol.1, Jun 1992. Citado na página 20.
- [15] T. A. Meynard, H. Foch, P. Thomas, J. Courault, R. Jakob, and M. Nahrstaedt. Multicell converters: basic concepts and industry applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(5):955–964, Oct 2002. Citado na página 20.
- [16] J. Wen and K. Ma Smedley. Synthesis of multilevel converters based on single- and/or three-phase converter building blocks. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(3):1247–1256, May 2008. Citado na página 20.
- [17] J. Wen, L. Zhou, and K. Smedley. Reactive power compensation and harmonics elimination at medium-voltage using hexagram converter. In *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pages 136–144, Sept 2010. Citado na página 20.
- [18] C. Xia, F. Zhou, Z. Wang, and X. He. Equivalent switch circuit model and proportional resonant control for triple line-voltage cascaded voltage-source converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(5):2389–2401, May 2013. Citado na página 20.
- [19] C. B. Jacobina, E. L. L. Fabricio, A. V. G. Menezes, M. B. R. Correa, and G. A. A. Carlos. Shunt compensator based on three-phase interconnected converters. In *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pages 5222–5228, Sept 2013. Citado na página 20.
- [20] E. L. L. Fabricio, C. B. Jacobina, M. A. Vitorino, and M. B. de Rossiter Corrêa. Y-connected three-leg converters applied in three or four-wire shunt compensator. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 52(4):3245–3254, July 2016. Citado na página 21.

-
- [21] L. Asiminoaei, E. Aeloiza, P. N. Enjeti, and F. Blaabjerg. Shunt active-power-filter topology based on parallel interleaved inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(3):1175–1189, March 2008. Citado na página 21.
- [22] R. Lai, F. Wang, R. Burgos, Y. Pei, D. Boroyevich, B. Wang, T. A. Lipo, V. D. Immanuel, and K. J. Karimi. A systematic topology evaluation methodology for high-density three-phase pwm ac-ac converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(6):2665–2680, Nov 2008. Citado na página 21.
- [23] Jian Sun. *Pulse-Width Modulation*, pages 25–61. Springer London, London, 2012. Citado na página 35.
- [24] D. G. Holmes; T. A. Lipo. *Pulse width modulation for power converters - principles and practice*. 2003. Citado na página 37.
- [25] M. C. Cavalcanti, E. R. da Silva, D. Boroyevich, W. Dong, and C. B. Jacobina. A feasible loss model for igbt in soft-switching inverters. In *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*, volume 4, pages 1845–1850 vol.4, June 2003. Citado na página 38.
- [26] M. D. Manjrekar, P. Steimer, and T. A. Lipo. Hybrid multilevel power conversion system: a competitive solution for high power applications. In *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No.99CH36370)*, volume 3, pages 1520–1527 vol.3, 1999. Citado na página 42.