



UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Técnica PWM Baseada em Portadora para Balanceamento da Tensão no Capacitor em Conversores Monofásicos de Três Níveis com Diodo de Grampeamento

João Pessoa

2014



UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Proponente

Marcos Moura Bandeira

Orientador

Prof. Dr. Isaac Soares de Freitas

Técnica PWM Baseada em Portadora para Balanceamento da Tensão no Capacitor em Conversores Monofásicos de Três Níveis com Diodo de Grampeamento

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba, em cumprimento às exigências para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

João Pessoa

2014

FICHA CATALOGRÁFICA

Moura Bandeira, Marcos

Técnica PWM Baseada em Portadora para Balanceamento da Tensão no Capacitor em Conversores Monofásicos de Três Níveis com Diodo de Grampeamento.

81 páginas

Área de concentração: Otimização de Sistemas de Energia.

Orientador: Prof. Dr. Isaac Soares de Freitas.

Mestrado – Universidade Federal da Paraíba.

1. Modulação por largura de pulso; 2. Conversores monofásicos de três níveis; 3. Diodo de grampeamento

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA – UFPB
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS – CEAR
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA - PPGEE

A Comissão Examinadora, abaixo assinada, aprova a Dissertação

**Técnica PWM Baseada em Portadora para Balanceamento da Tensão
no Capacitor em Conversores Monofásicos de Três Níveis com Diodo
de Grampeamento**

Elaborado por

Marcos Moura Bandeira

Como requisito para a obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica

COMISSÃO EXAMINADORA

PROF. DR. ISAAC SOARES DE FREITAS (Presidente)

PROF. DR. DARLAN ALEXANDRIA FERNANDES

PROF. DR. ANTÔNIO SOARES DE OLIVEIRA JÚNIOR

João Pessoa/Pb, 13 de maio de 2014

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho a minha esposa, Maria Vilma Correia Moura, aos meus filhos Débora Raquel Correia Moura e Daniel Correia Moura, a minha mãe Maria da Guia Moura Bandeira, ao meu pai Bernardino Bandeira da Silva (*in memoriam*) e a todos os meus irmãos.

AGRADECIMENTOS

A Deus, meu Amigo verdadeiro, que independente de eu acreditar ou não, e de todas as dificuldades e circunstâncias enfrentadas nesta caminhada, sempre esteve comigo conduzindo-me em seus braços.

A minha esposa Vilma, aos meus filhos Débora e Daniel pelo apoio, incentivo, inspiração e pela compreensão durante tanto tempo ausente.

Ao meu orientador professor Dr. Isaac Soares de Freitas pelas sugestões e opiniões, que em muito contribuíram para a realização deste trabalho, sinceramente muito obrigado, e ao professor Dr. Cícero da Rocha Souto pela acolhida no início dessa caminhada. Deus há de recompensá-los.

Aos meus amigos de curso, o meu reconhecimento por todo o apoio, críticas e sugestões que contribuíram para o enriquecimento deste trabalho, pelo incentivo e palavras de conforto nos momentos difíceis durante a nossa caminhada.

Também ficam os meus sinceros agradecimentos aos amigos de trabalho do IFPB – Instituto Federal da Paraíba Campus Cabedelo e aos do TJPB – Tribunal de Justiça da Paraíba pela compreensão e apoio durante esta jornada.

A todos os servidores da Universidade Federal da Paraíba, tanto da área técnica como da área administrativa, que com muita competência e paciência contribuíram para a realização deste sonho.

Quero agradecer a Universidade Federal da Paraíba, especificamente a PPGEE – Programa de Pós Graduação em Engenharia Elétrica, pela oportunidade de estar aqui pesquisando e podendo contribuir com o desenvolvimento da engenharia.

“Um pouco de ciência nos afasta de Deus. Muito, nos aproxima.”

Louis Pasteur

RESUMO

Este trabalho apresenta uma técnica de Modulação por Largura de Pulso (PWM) para conversores monofásicos de três níveis com diodo de grampeamento, que tem como objetivo o balanceamento da tensão no barramento de capacitores. A técnica consiste na injeção de um sinal de tensão de modo comum no sinal modulante senoidal, da modulação por largura de pulso convencional baseada em Portadora (*Carrier Based – Pulse Width Modulation*), o qual introduz uma componente de corrente CC no ponto neutro do barramento de capacitores, podendo essa tensão ser controlada, com o objetivo principal de balancear a tensão dos capacitores em relação ao ponto neutro. A técnica é apresentada em um conjunto de equações, com a finalidade de demonstrar como o sinal de tensão injetado introduz uma componente de corrente CC no ponto neutro. Para testar a estratégia proposta, a estrutura do conversor de três níveis com diodos de grampeamento foi simulada com o PSIM e montada, utilizando um processador digital de sinais para geração dos sinais de comando dos dispositivos semicondutores. Resultados de simulações e experimentais que demonstram a eficiência e a qualidade da estratégia PWM são apresentados.

Palavras chaves: Modulação por Largura de Pulso, conversores monofásicos de três níveis, diodo de grampeamento e barramento de capacitores.

ABSTRACT

This paper presents a technique of Pulse Width Modulation (PWM) converters for single-phase three-level with diode clipping, which aims at balancing the tension in the bus capacitors. The technique consists of injecting a signal common mode voltage of the sinusoidal modulating signal width modulation conventional pulse-based Carrier, which introduces an element of DC current in the neutral bus capacitors, this voltage can be controlled, with the main objective to balance the voltage of the capacitor relative to the neutral point. The technique is presented a set of equations, in order to demonstrate how the injected voltage signal introduces a component DC current at the neutral point. To test the proposed strategy, the structure of the three-level converter with diode clipping was simulated with PSIM and mounted using a digital signal processor for generating the control signals of semiconductor devices. Simulations and experimental results that demonstrate the efficiency and quality of the PWM strategy are presented.

Keywords: Pulse Width Modulation, single-phase three-level converters, clipping diode and capacitor bus.

Índice

Agradecimentos	vi
Resumo	viii
Abstract	ix
Índice	x
Lista de Figuras	xii
Lista de Tabelas	xiv
Lista de Abreviaturas	xv
Lista de Símbolos	xvi
Capítulo 1: Introdução Geral	01
1.1 Introdução.....	01
1.2 Motivação.....	02
1.3 Proposta de Trabalho.....	02
1.4 Objetivos.....	03
1.5 Organização do Trabalho.....	03
Capítulo 2: Conversores Estáticos Multiníveis	05
2.1 Introdução.....	05
2.2 Conversores de Tensão.....	07
2.3 Tipos de Conversores.....	09
2.3.1 Quanto ao número de estágios.....	10
2.3.2 Quanto ao uso do transformador.....	10
2.3.3 Quanto ao número de níveis da tensão de saída do conversor.....	11
2.4 Conversores Multiníveis.....	12
2.5 Classificação dos Conversores Multiníveis.....	15
2.5.1 Conversor Multinível com diodo de grampeamento.....	15
2.5.2 Conversor Multinível com Capacitor Flutuante.....	17
2.5.3 Conversor Multinível Ponte Completa em Cascata.....	19
2.6 Comparativo entre as Topologias estudadas.....	22
2.7 Aplicações dos Conversores Multiníveis.....	23
2.8 Revisão Bibliográfica.....	23
2.9 Conclusões.....	27
Capítulo 3: Estratégia de Modulação Proposta	28
3.1 Introdução.....	28
3.2 Conversor Monofásico de três Níveis com Diodo de Grampeamento.....	28

3.3 Estratégia PWM Proposta para o Conversor Monofásico Multinível.....	33
3.4 Corrente no Ponto Neutro.....	36
3.4.1 Caso Senoidal.....	40
3.4.2 Valor Instantâneo da Corrente \bar{i}_d em cada região.....	41
3.5 Método de balanceamento da tensão nos capacitores.....	45
3.6 Conclusões.....	48
Capítulo 4: Resultados das Simulações.....	49
4.1 Introdução.....	49
4.2 Simulações.....	49
4.3 Conclusões.....	54
Capítulo 5: Resultados Experimentais.....	55
5.1 Introdução.....	55
5.2 Resultados Experimentais.....	55
5.3 Conclusões.....	59
Capítulo 6: Conclusões e Trabalhos Futuros.....	60
6.1 Conclusões.....	60
6.2 Trabalhos Futuros.....	61
Referências Bibliográficas.....	62

Lista de Figuras

2.1	Conversor acionando um motor de indução.....	06
2.2	Conversor para acionamento direto e em travagem.....	07
2.3	Comutação do conversor monofásico.....	08
2.4	Conversor como inversor e retificador.....	09
2.5	Ramo do conversor.....	09
2.6	Conversor (a) de um estágio e (b) de dois estágios.....	10
2.7	Conversor com transformador (a) e (b) alta frequência e (c) baixa frequência.....	11
2.8	Tensão na saída do conversor (a) dois níveis e (b) três níveis.....	12
2.9	Braço de um conversor com (a) dois níveis, (b) três níveis e (c) n níveis.....	14
2.10	Braço do conversor multinível com diodo de grampeamento.....	16
2.11	Ramo de um conversor multinível com capacitor flutuante.....	17
2.12	Corrente do conversor nos quatro estados de chaveamentos.....	19
2.13	Ramo Monofásico de um Conversor em ponte completa em Cascata de 9 níveis.....	20
2.14	Tensão na Fase A (V_{an}) na saída do Conversor em Cascata de 9 níveis.....	21
3.1	Braço de um Conversor de três níveis com diodo de grampeamento.....	28
3.2	Conversor monofásico com carga e chave q_c	29
3.3	Diagrama PWM.....	30
3.4	Sinais da tensão de polo como uma função de v_1^* e μ	37
3.5	Componente CC da corrente no ponto neutro do conversor monofásico para o índice de modulação $m \geq 1/2$ e $m < 1/2$	44
3.6	Técnica PWM para balancear a tensão nos capacitores.....	47
3.7	Malha de controle.....	47

4.1	Conversor Monofásico.....	49
4.2	Tensões nos capacitores v_{c1} e v_{c2} no conversor monofásico como um retificador controlado por PWM, sem compensação.....	50
4.3	Linhas de contorno de $I_d/\sqrt{2}I_1 \cos(\phi)$	51
4.4	Tensões nos capacitores do barramento com a atuação da estratégia PWM.....	52
4.5	Comparação das tensões desejada e a medida no capacitor.....	52
4.6	Erro da tensão V_c	53
4.7	Comportamento de μ	53
4.8	Tensão de fase para o conversor de três níveis.....	54
5.1	Bancada utilizada para o experimento.....	56
5.2	Tensão nos capacitores com carga desbalanceada.....	56
5.3	Tensão nos capacitores com carga balanceada e atuação da técnica PWM	57
5.4	Atuação da técnica PWM.....	58
5.5	Tensão entre fases com barramento CC balanceado.....	58

Lista de Tabelas

2.1	Valores assumidos pela tensão, em função do estado das chaves para o inversor multinível com capacitor de grampeamento.....	18
2.2	Comparativo entre as topologias de conversores estudadas.....	22
3.1	Estados de S_x de acordo com os estados das chaves.....	30
3.2	Valores das tensões de polo.....	32
3.3	Correntes nos capacitores e de desbalanceamento em um braço de três níveis	36
3.4	Localização da tensão de fase de referência nas regiões da figura 3.4.....	43

Lista de Abreviaturas

<i>AFE</i>	Active Front End
<i>ASD</i>	Ajustable Speed Drive
<i>CA</i>	Corrente Alternada
<i>CB</i>	Carrier - Based
<i>CC</i>	Corrente Contínua
<i>CLP</i>	Controlador Lógico Programável
<i>CSI</i>	Current Source Inverters
<i>DCP</i>	Controle de Potência Direta
<i>DPC</i>	Controle de Potência Direta
<i>DSP</i>	Digital Signal Processor
<i>EMI</i>	Interferência Eletromagnética
<i>FACTS</i>	Flexible AC Transmission Systems
<i>FCC</i>	Flying Capacitor Converter
<i>HVDC</i>	High Voltage Direct Current
<i>IGBT</i>	Insulated Gate Bipolar Transistor
<i>NP</i>	Neutral Point
<i>NPC</i>	Diodo de Grampeamento
<i>PV</i>	Painel Fotovoltaico
<i>PWM</i>	Modulação por Largura de Pulso (Pulse Width Modulation)
<i>TDH</i>	Distorção Harmônica Total (Total Harmonic Distortion)
<i>UPS</i>	Uninterruptible Power Supply
<i>VSI</i>	Voltage Source Inverters

Lista de Símbolos

\bar{i}_d	Corrente média no ponto neutro
$v_{x0}^{* \prime}$	Tensão de Polo de Referência Modificada
\bar{w}_{x0}^*	Sinal Modulante de Referência
S_x	Estado do Braço do Conversor
T_c	Período de Chaveamento
d_x, \bar{d}_x	Diodos de Grampeamento
e_{cx}	Tensão do Capacitor Grampeado
e_g	Tensão de grid
k_i	Ganho Integral
k_p	Ganho Proporcional
q_{x1}, q_{x2}	Chaves Eletrônicas de Potência
v_h^*	Tensão Homopolar
v_c	Tensão do Barramento
v_{tr}^+, v_{tr}^-	Portadoras Triangulares
v_x	Tensão de fase
v_{x0}	Tensão de polo
v_{x0}^*	Tensão de polo de referência
τ_x	Largura de pulso
μ	Fator de distribuição
k	Número de Níveis da Tensão entre Fases
n	Número de Níveis da Tensão
P	Potência
p	Número de Níveis da Tensão por Fases
θ	Fase do sinal analisado
E	Tensão do barramento CC
L	Indutância
R	Resistência
T	Período
f	Frequência
m	Índice de modulação

Capítulo 01

1.1 Introdução

A energia elétrica é fundamental para proporcionar a realização de muitos processos que ocorrem nas nossas vidas, seja de forma direta ou indireta. A título de exemplo podemos citar setores como as indústrias, o transporte, o saneamento, o conforto, o lazer, o conhecimento, dentre muitos outros. Existe uma necessidade grande de melhorar a qualidade e aumentar a quantidade de energia ofertada para alimentar esses processos de maneira mais eficiente.

Para atender a crescente demanda por energia, ao aumento das exigências por uma energia de melhor qualidade e também obter um processamento mais eficiente dessa energia, tem surgido a necessidade de conversores estáticos de maior capacidade e semicondutores com maiores especificações de corrente e tensão. A limitação nas especificações destes semicondutores, assim como as perdas por comutação em conversores sem comutação suave, faz com que grande parte dos conversores de grande capacidade e alta tensão operem com frequências de comutação baixas, podendo chegar a poucos k hertz para conversores de algumas dezenas de k watts. A demanda cada vez maior por processamento de energia fez com que os conversores estáticos multiníveis fossem objeto das pesquisas ao longo dos últimos anos, com diversas aplicações nos processos industriais (Kouro *et al.*, 2010).

Para se conseguir conversores com potências maiores, é necessário aumentar ou a tensão, ou a corrente de operação dos mesmos, e isso é possível através da associação dos elementos em série ou paralelo, sendo esse tipo de solução limitada pelo problema do balanceamento dinâmico das tensões e correntes nos dispositivos. Problemas como esses, são solucionados através do uso dos conversores multiníveis, onde as chaves podem operar com baixas frequências de chaveamento e nível de potência reduzido, permitindo na sua saída a obtenção de uma tensão PWM multinível com um conteúdo harmônico reduzido em relação ao de dois níveis, proporcionando um filtro menor na sua saída e uma melhor resposta dinâmica do sistema (Teodorescu *et al.*, 1999), (Rodrigues *et al.*, 2002).

Os conversores de três níveis com diodo de grampeamento são largamente utilizados, principalmente em aplicações que requerem potência média ou alta (Portillo *et al.*, 2006) e (Alepuz *et al.*, 2006). Além disso, eles também são uma solução bastante interessante para a conversão de baixa potência (Welchko *et al.*, 2004), (Teichmann e Bernet, 2006) e (Schweizer *et al.*, 2013). A maior desvantagem associada ao conversor monofásico com diodo de grampeamento é o desbalanceamento da tensão no ponto neutro, que pode ser causada por transitórios ou mesmo durante operações normais devido às imperfeições no sistema.

1.2 Motivação

Com o crescente uso de equipamentos considerados como cargas não-lineares e a ampliação dos níveis de tensão, corrente e frequência das chaves semicondutoras, existe maior interesse em soluções baseadas em eletrônica de potência para melhorar a qualidade da energia elétrica disponível para os consumidores.

Os conversores multiníveis começaram a receber maior atenção em 1980 com Nabae *et al.*, o qual introduziu o conversor de três níveis com diodo de grampeamento – NPC, que possui algumas vantagens quando comparado ao conversor de dois níveis.

Embora sejam bastante utilizados para a geração de médias e altas potências AC, os conversores multiníveis apresentam um sério problema que é o desbalanceamento da tensão no barramento dos capacitores. Devido a sua grande importância na conversão de tensão e corrente, este trabalho foi motivado para tentar solucionar o problema de desbalanceamento da tensão nos capacitores, através de uma técnica de modulação por largura de pulso baseada em portadora.

1.3 Proposta de Trabalho

Este trabalho se propõe a desenvolver uma técnica que usa Modulação por Largura de Pulso (PWM) com a finalidade de balancear a tensão no barramento de capacitores em relação ao ponto neutro, para conversores monofásicos com diodo de grampeamento. A técnica consiste na injeção de um sinal de tensão de modo comum no

sinal modulante senoidal da modulação PWM convencional baseada em portadora. Com isso, ocorre a introdução de uma componente de corrente CC no ponto neutro do barramento de capacitores, podendo a mesma ser controlada, com o objetivo de balancear a tensão nos capacitores do barramento. Esse método é de fácil implementação.

1.4 Objetivos

Os objetivos que se desejam alcançar neste trabalho são:

1. Abordar as topologias multiníveis e mostrar algumas de suas aplicações;
2. Descrever a estratégia de chaveamento baseada em conversores de três níveis;
3. Detalhar a estratégia de chaveamento baseada na Modulação por Largura de Pulso (PWM);
4. Mostrar o princípio de funcionamento e a eficiência do método utilizado;
5. Apresentar os resultados da simulação e os resultados práticos.

1.5 Organização do Trabalho

No capítulo 01 é apresentado uma introdução sobre o conversor e a sua importância no nosso dia a dia, também a nossa motivação para a realização deste trabalho, a nossa proposta de trabalho, bem como os objetivos.

No capítulo 02 é apresentado uma introdução sobre a conversão CC para AC, bem como sua aplicação especificamente no uso de conversores multiníveis, também são abordados os tipos de conversores com algumas aplicações, e por último é feita uma breve revisão bibliográfica.

No capítulo 03 serão abordados os conversores monofásicos de três níveis com diodo de grampeamento e o funcionamento da estratégia PWM proposta neste trabalho

para solucionar o problema do desbalanceamento da tensão no barramento de capacitores do conversor.

No capítulo 04 serão tratados todos os resultados teóricos e simulados, através de gráficos e tabelas, com o objetivo de verificar o funcionamento e comprovar a eficácia do método aqui proposto para solucionar o problema dos conversores.

No capítulo 05 serão apresentados todos os resultados experimentais.

No capítulo 06 serão apresentadas as conclusões do estudo realizado nesse trabalho, e também a proposta para um trabalho futuro.

Capítulo 02

CONVERSORES ESTÁTICOS MULTINÍVEIS

2.1 Introdução

Os conversores estáticos são circuitos elétricos chaveados compostos por dispositivos semicondutores e dispositivos passivos lineares: Indutores, resistores, capacitores e transformadores. Os conversores estáticos podem ser classificados em, CC/CC, CC/CA, CA/CC, e CA/CA. Os conversores CC/CA são conhecidos como inversores. A topologia tradicional do conversor CC/CA é dois níveis. Mas as topologias multiníveis têm ganhado atenção por diversas razões, que serão citadas em seguida. Dentre os multiníveis uma das topologias mais utilizadas é a com diodo de grampeamento (de Freitas, 2007).

Os conversores CC/CA são circuitos que podem ser usados em acionamento de motores de indução, UPS (*Uninterruptible Power Supply*) e muitas outras aplicações, as quais têm como função principal a obtenção de uma tensão senoidal com amplitude e frequência controláveis. Considere-se, por exemplo, um motor de indução acionado por um variador eletrônico de velocidade, ilustrado, em forma de diagrama de blocos, na figura 2.1. A tensão CC é obtida através da retificação da tensão da rede, efetuada usualmente através de retificadores não controlados, e em seguida é feita uma filtragem. O motor de indução necessita ser alimentado com uma tensão senoidal ajustável, quer na sua amplitude, quer na sua frequência. Isto é conseguido através do conversor CC/CA comutado da figura 2.1, o qual é alimentado por uma tensão CC, produzindo na sua saída a tensão senoidal CA desejada.

O circuito conversor da figura 2.1 constitui um sistema no qual o sentido do fluxo de potência é reversível, ou seja, a potência pode fluir no sentido CC→CA, mas também no sentido CA→CC. No entanto, na grande maioria das aplicações, a potência flui do lado CC para o lado CA, requerendo uma operação no regime inversor. Assim, este tipo de conversores são usualmente designados por inversores.

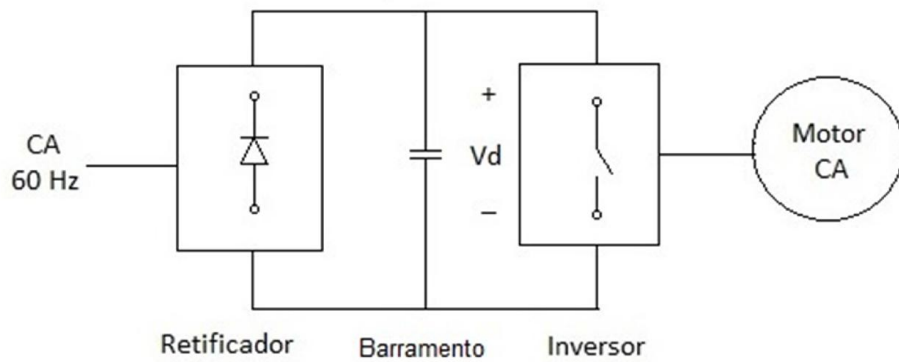


Figura 2.1: Conversor acionando um motor de indução.

Ao reduzir a velocidade do motor da figura 2.1, a energia cinética associada à inércia do motor e da sua carga é recuperada, neste caso, funcionando o motor CA como gerador. Situação designada por travagem de motor, a potência flui do lado CA para o lado CC do conversor, atuando este como retificador. A energia recuperada durante a travagem do motor pode ser dissipada numa resistência, a qual pode ser colocada em paralelo com o capacitor de filtragem. Essa resistência está colocada em série com uma chave eletrônica, que deverá ser fechada apenas durante o intervalo em que o motor atua como gerador. Em aplicações onde seja frequente efetuar a travagem do motor, utiliza-se a travagem com recuperação, que consiste em recuperar novamente a energia fornecida pelo motor, que irá atuar como gerador, para a rede de alimentação como ilustrado na figura 2.2.

Para este tipo de aplicação, utiliza-se também um conversor comutado em vez do retificador a diodos, de forma que a corrente possa circular nos dois sentidos. Assim, este conversor comutado opera como retificador quando o motor atua como carga, e como inversor quando o motor atua como gerador. Quando se assume que a entrada dos inversores é como uma fonte de tensão CC, recebem a denominação de inversores de tensão (VSI: *Voltage Source Inverters*). Outro tipo de inversor são os inversores de corrente (CSI: *Current Source Inverters*). Os CSI's são utilizados apenas em aplicações de potências elevadas, sendo a sua entrada uma fonte de corrente CC.

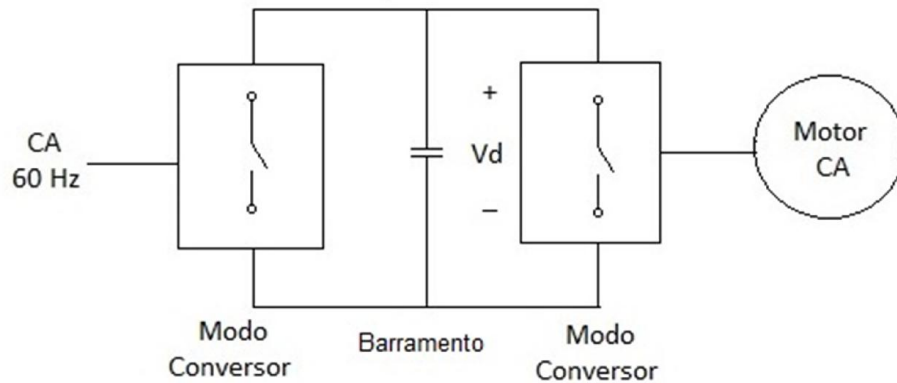


Figura 2.2: Conversor para acionamento direto e em travagem.

Os inversores VSI's são classificados em três categorias, a saber:

- 1) Inversores Comandados por PWM: Para estes inversores, a tensão CC de entrada é essencialmente constante em amplitude, tal como no circuito da figura 2.1, sendo usada uma ponte de retificação não controlada. Assim, o inversor deve controlar a amplitude e a frequência das tensões de saída. Isto é possível com a modulação por largura de pulso, através do comando das chaves eletrônicas, sendo estes inversores designados por inversores PWM. Existem várias estratégias de comando baseadas em PWM, de maneira que a forma de onda da tensão de saída seja a mais próxima possível de uma senoide;
- 2) Comando por Onda Quadrada: Nestes inversores, a tensão CC de entrada é controlada de forma a ajustar a amplitude da tensão CA de saída no valor desejado. Desta forma, o inversor comanda apenas a frequência da tensão de saída. A tensão de saída possui uma forma de onda semelhante a uma forma de onda quadrada, pelo que estes conversores se designam por inversores de onda quadrada;
- 3) Inversores Monofásicos com cancelamento de tensão: No caso de inversores monofásicos, é possível controlar a amplitude e a frequência da sua tensão de saída, mesmo sendo a tensão de entrada constante, não usando PWM. Estes inversores combinam as características dos dois últimos, podendo apenas ser utilizados para sistemas monofásicos.

2.2 Conversores de Tensão

Os conversores são circuitos utilizados na eletrônica de potência para

transformar um tipo de energia em outro tipo, mais precisamente na conversão de tensão contínua (CC) em tensão alternada (CA), podendo ser usados para controlar a velocidade dos motores de indução, substituindo os tradicionais redutores mecânicos, obtendo assim melhor rendimento, ausência de desgastes de elementos mecânicos, de vibrações, maior versatilidade no controle, entre outras.

Considerando o inversor monofásico, onde a tensão de saída v_o é filtrada, de tal forma que esta possa ser considerada senoidal, e como o inversor alimenta uma carga normalmente indutiva, por exemplo, um motor, a corrente de saída i_o está atrasada em relação à v_o , conforme ilustrado na figura 2.3(a). As formas de onda da figura 2.3(a) mostram que, durante o intervalo 1, a tensão v_o e a corrente i_o são ambas positivas, e durante o intervalo 3 a tensão v_o e a corrente i_o são ambas negativas.

Assim, durante os intervalos 1 e 3, a potência instantânea $p_o = v_o \cdot i_o$, flui do lado CC para o lado CA, correspondendo ao funcionamento do conversor como inversor. Por outro lado, durante os intervalos 2 e 4, a tensão v_o e a corrente i_o possuem sinais opostos, nestes intervalos fluindo a potência do lado CA para o lado CC, operando o conversor como retificador.

Verifica-se assim que o conversor deve possibilitar a operação nos quatro quadrantes do plano $v_o \times i_o$, como ilustrado na figura 2.3(b), durante cada período da tensão de saída, descrevemos de outra maneira na figura 2.4.

Para simplificar a análise, vamos inicialmente considerar apenas um dos ramos do conversor, por exemplo, o ramo A, ilustrado na figura 2.5.

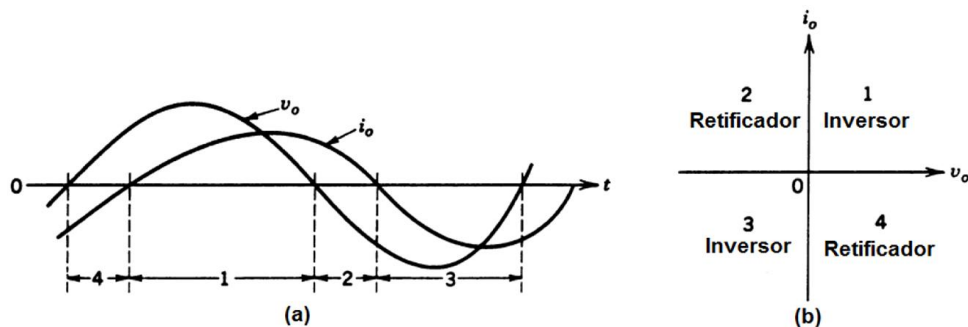


Figura 2.3: Comutação do conversor monofásico.

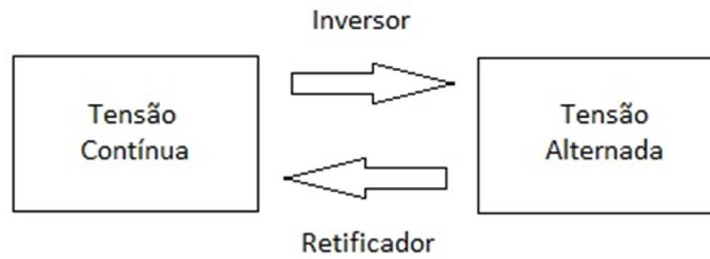


Figura 2.4: Conversor como inversor e retificador.

Para um melhor entendimento das características do conversor CC/CA, será analisado um ramo, onde todas as topologias descritas são derivadas desse ramo, conforme a figura 2.5, inicialmente assume-se que a tensão CC de entrada (v_d) é constante, sendo as chaves eletrônicas controladas por PWM, de forma a moldar e controlar a tensão de saída. Conclui-se mais tarde que a comutação por onda quadrada é um caso especial da estratégia por PWM.

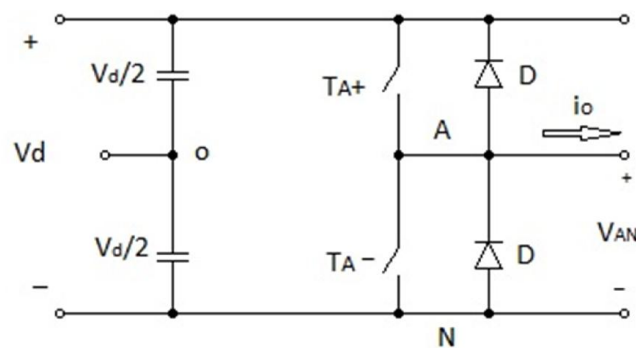


Figura 2.5: Ramo do conversor.

2.3 Tipos de Conversores

Na literatura existem várias topologias de conversores, os quais podem ser classificados quanto ao número de estágios, quanto a utilização ou não de transformadores e ainda quanto ao número de níveis da tensão de saída.

2.3.1 Quanto ao número de estágios

Pode-se ter conversores de um estágio (a) ou de dois estágios (b), de acordo com a figura 2.6 a seguir. No caso do conversor de dois estágios utiliza-se um conversor CC/CC e um conversor CC/CA. O uso do conversor CC/CC é justificado quando o nível da tensão fornecida pelo painel fotovoltaico é menor do que a desejada na saída (Pinto, 2009).

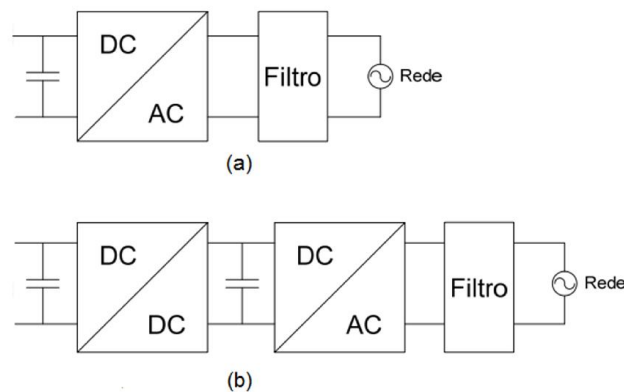


Figura 2.6: Conversor (a) de um estágio e (b) de dois estágios.

2.3.2 Quanto ao uso de Transformador

Topologias que utilizam transformadores apresentam as vantagens de poder amplificar a tensão no secundário e também possuem isolamento galvânico. Podem ser classificadas de acordo com a figura abaixo como: 2.7(a) Com transformador inserido no conversor CC/CC; 2.7(b) Apresenta um transformador inserido no conversor CC/CA; 2.7(c) Utiliza um transformador para fazer a ligação entre o conversor CC/CA e a rede elétrica. Para os casos 2.7(a) e 2.7(b), usa-se um transformador que permite funcionar em altas frequências, já no caso 2.7(c) da figura abaixo, o transformador utilizado é para operar na frequência da rede (60 Hz), a qual precisa de um transformador volumoso, provocando muitas perdas e torna o projeto dispendioso. Para ter um maior rendimento, deve-se usar as topologias sem o transformador, porém isso só é possível quando o isolamento galvânico não é importante (Pinto, 2009)

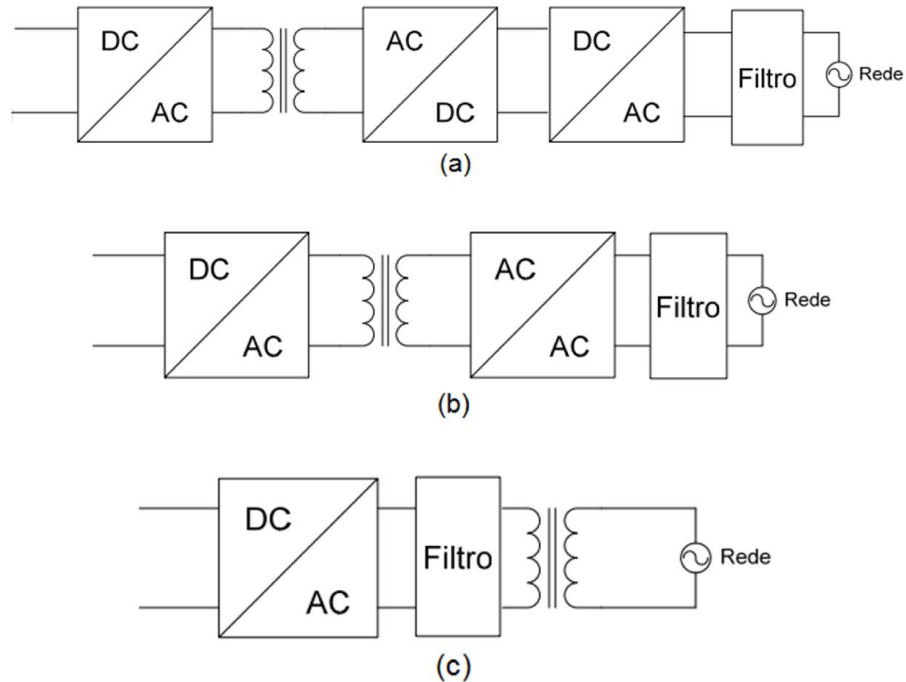


Figura 2.7: Conversor com transformador (a) e (b) alta frequência e (c) baixa frequência.

2.3.3 Quanto ao número de níveis da tensão de saída do conversor

Os conversores eletrônicos de potência multiníveis proporcionam uma redução das tensões sobre as chaves semicondutoras de potência, de maneira que possibilitam o acionamento de cargas com elevado nível de potência (Silva, 2008). De acordo com a figura 2.8, a quantidade de níveis na saída pode ser dois (a), ou ainda uma tensão multinível (b), que possa ser 3,5,7,...níveis. Quanto maior for o número de níveis na saída do inversor, menor será a sua distorção harmônica (Pinto, 2009).

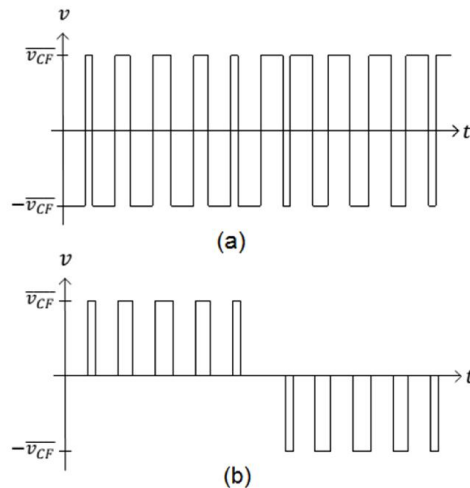


Figura 2.8: Tensão na saída do conversor (a) dois níveis e (b) três níveis.

2.4 Conversores Multiníveis

Devido à necessidade crescente nos últimos anos, a indústria tem demandado equipamentos eletrônicos de alta potência, os quais atualmente atingiram o nível de consumo da ordem de megawatt. Podendo esses equipamentos de alta potência ser aplicados em acionamentos de motores na ordem de grandeza de potência em megawatt, sendo na grande maioria estes motores alimentados por circuitos de média tensão (Silva, 2008) e (Lai *et al.*, 1996). Atualmente, para níveis médios de tensão, não é aconselhável a conexão direta de uma única chave semicondutora de potência.

O stress nas chaves semicondutoras conectadas aos níveis médios de tensão é minimizado com o uso de conversores eletrônicos de potência multiníveis, reduzindo as tensões sobre as chaves semicondutoras de potência, dessa forma, possibilitando o acionamento de cargas com elevado nível de potência.

Em diversas topologias multiníveis, à medida que o número de níveis aumenta, a taxa de distorção harmônica total da tensão de saída diminui. Entretanto, o número de dispositivos de potência também aumenta, refletindo no acréscimo da complexidade e no custo de todo sistema (Tolbert *et al.*, 1999).

Atualmente, têm sido utilizado conversores multiníveis assimétricos, com a finalidade de sintetizar formas de onda com maior número de níveis, os quais apresentam ao menos uma fonte de tensão com valor diferente das demais fontes, de

maneira que não comprometa o aumento do número de dispositivos eletrônicos (Rech *et al.*, 2004). Embora a tensão de saída apresente um maior número de níveis, os dispositivos de potência dos diferentes módulos H-Bridge (inversor monofásico em ponte completa) são submetidos a níveis distintos de tensão.

A seguir serão apresentadas algumas vantagens do conversor multinível:

1. Usando o mesmo número de chaves de um conversor convencional, pode-se aumentar a tensão de trabalho do conversor, sendo este aumento proporcional ao número de níveis do conversor;
2. Com tensões mais elevadas, pode-se aumentar a potência do conversor sem precisar aumentar o valor máximo de corrente garantindo assim as mesmas perdas, melhorando o rendimento do conversor;
3. Quanto maior o número de níveis, menor será a distorção harmônica;
4. A tensão de saída, por ser sintetizada por níveis, diminui os transitórios de tensão, reduzindo os problemas de Interferências Eletromagnéticas (EMI);
5. A resposta dinâmica é mais rápida por ter filtro de menor tamanho e mais níveis de tensão na saída.

Entre as desvantagens encontram-se:

1. Requer um maior número de chaves eletrônicas, o que proporciona um aumento no custo da estrutura e exige um controle mais complexo, proporcional ao número de níveis;
2. O lado contínuo do conversor tem diferentes níveis de tensão que podem ser obtidos por várias fontes contínuas ou por capacitores. No caso de capacitores, simplifica-se bastante o circuito e o custo, mas para o bom funcionamento do conversor estes capacitores têm de garantir um nível de tensão constante para qualquer condição de trabalho;
3. Com o aumento do número de chaves, diminui-se a confiabilidade do sistema.

As desvantagens apresentadas pelos conversores multiníveis ocorrem devido ao aumento na complexidade do circuito, do seu sistema de controle, da sua estratégia de comutação em função do elevado número de chaves utilizadas e da necessidade de balanceamento da tensão nos capacitores ou fontes, responsáveis pelo aumento do número de níveis de tensão na saída. Problemas que podem ser superados com o uso de novas estratégias de modulação e controle, podendo ser implementadas em dispositivos microprocessados com atuação em tempo real (Pereira, 2008).

Com a evolução dos semicondutores ao longo do tempo, as desvantagens apresentadas pelo conversor multinível têm sido cada vez mais atenuadas. Podemos citar os IGBTs que ao longo dos anos têm aumentado a sua potência e frequência de comutação, tudo isso com preços acessíveis. Também com o surgimento de dispositivos na área de controle, como novos processadores de sinal (DSP-Digital Signal Processor) mais rápidos e com grande capacidade de cálculo facilitaram a implementação do controle do conversor multinível.

Na Figura 2.9 está apresentada a forma generalizada de um braço para um conversor multinível, onde se pode ver que o lado contínuo é constituído por uma série de capacitores, aqui representados por fontes de tensão contínuas, e o braço do conversor por uma série de chaves, que colocam na saída os vários níveis de tensão de entrada formando assim um sinal em escada. Para obter tensões elevadas na saída, as chaves têm de estar num estado que permita a soma das tensões dos capacitores.

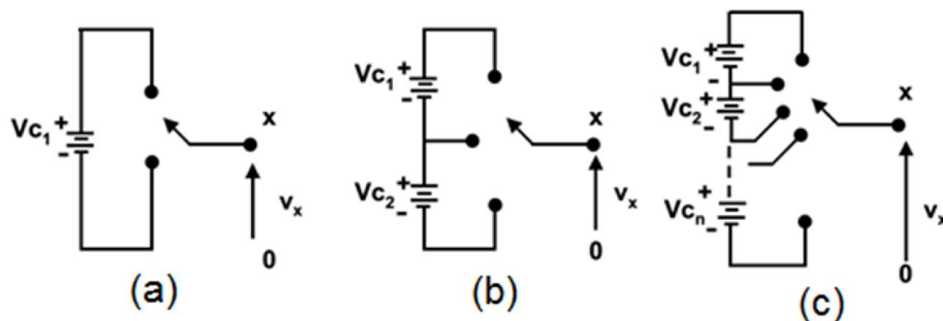


Figura 2.9: Braço de um conversor com (a) dois níveis, (b) três níveis e (c) n níveis.

Na figura 2.9(a) observamos que o conversor de dois níveis tem apenas dois valores de tensão na saída, enquanto que o de três níveis, figura 2.9(b), pode ter três níveis, e o de n níveis, de acordo com a figura 2.9(c), terá n valores de

tensão na saída. Em um conversor trifásico com n níveis por braço, a tensão entre fases terá k níveis, dados por:

$$k = 2n - 1 \quad (2.1)$$

Os p níveis de tensão por fase são calculados pela seguinte equação:

$$p = 2k - 1 \quad (2.2)$$

Desta forma para um conversor de três níveis ter-se-á 5 níveis de tensão entre fases e 9 níveis de tensão por fase (Pereira, 2008). Atualmente existem várias topologias de conversores multinível, citaremos as mais estudadas.

2.5 Classificação dos Conversores Multiníveis

Estão disponíveis atualmente várias topologias de conversores multiníveis, porém neste trabalho serão abordadas as três principais topologias, devido a serem as mais estudadas, mais desenvolvidas e com mais aplicações. Essas topologias são:

1. Conversor Multinível com diodos grampeadores (Diode Clamped Converters);
2. Conversor Multinível com capacitores flutuantes (Flying Capacitor Converter);
3. Conversor Multinível convencional em cascata (Cascated Full Bridge Converter).

2.5.1 Conversor Multinível com diodo de grampeamento

A Figura 2.10 mostra uma fase do conversor multinível com diodo de grampeamento.

De forma geral um conversor multinível com diodos de grampeamento com n níveis consistem de $n-1$ capacitores no lado contínuo, e produzem n níveis nas tensões de fase e $2n - 1$ níveis para as tensões de linha. Denominando a tensão total no barramento contínuo de V_{dc} , cada capacitor armazena uma tensão de $V_{dc}/(n - 1)$. No caso do conversor com diodo de grampeamento, cada capacitor disponibiliza a tensão de $V_{dc}/2$, conseqüentemente cada chave ativa será submetida ao nível de tensão de apenas um capacitor, ou seja, de $V_{dc}/2$, através dos diodos de grampeamento.

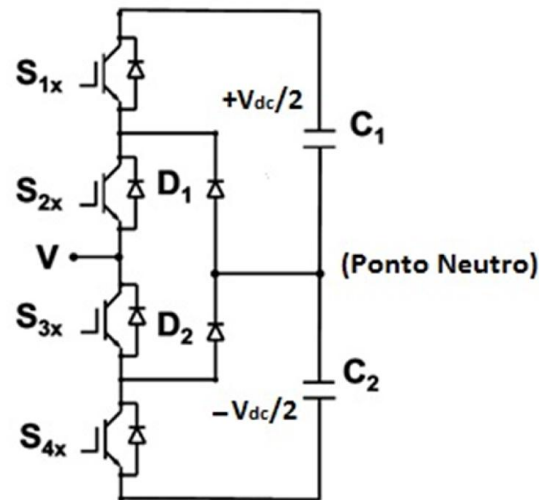


Figura 2.10: Braço do conversor multinível com diodo de grampeamento.

As principais vantagens desta topologia em relação aos conversores de dois níveis são:

1. As chaves semicondutoras são submetidas a tensões equivalentes a metade da tensão do barramento contínuo;
2. O primeiro grupo de tensões harmônicas está localizado em torno de duas vezes a frequência de chaveamento;
3. Conteúdo harmônico da tensão inversamente proporcional ao número de níveis do conversor, ou seja, quanto maior o número de níveis, menor o conteúdo harmônico de tensão;
4. Os princípios desta topologia podem ser generalizados para inversores com maior número de níveis.

Algumas desvantagens desta topologia:

1. Esta topologia requer diodos de grampeamento no ponto neutro (NP) de alta velocidade de recuperação para suportar a condução da corrente de carga;
2. Para topologias com mais de três níveis, os diodos de grampeamento no ponto neutro (NP) ficam sujeitos a níveis de tensão da ordem de $V_{pn} (n - 1)/n$, sendo V_{pn} a tensão no barramento contínuo e n o número de níveis do conversor.

Em sistemas que possuem conversores com mais de três níveis, o circuito de controle para manter o equilíbrio da tensão entre os capacitores do barramento CC se torna muito complexo. Em muitas aplicações, o conversor precisa transferir energia tanto no modo retificador quanto no modo inversor. Como isto se repete, causa um desequilíbrio entre o carregamento dos capacitores. Esse problema pode ser resolvido de várias maneiras: como substituir os capacitores por fontes de tensão constantes e controladas, que podem ser reguladores de tensão utilizando PWM ou baterias. Porém a aplicação destes equipamentos resulta em uma complexidade maior do sistema na parte de controle dos conversores, e também no aumento dos custos, principalmente quando da utilização em sistemas com potência maior. Outro problema associado à potência do conversor é que a frequência de chaveamento deve ser baixa, para reduzir as perdas por chaveamento e também problemas com interferências eletromagnéticas (EMI).

2.5.2 Conversor Multinível com Capacitor Flutuante

Na figura 2.11 é apresentada apenas uma fase da configuração da topologia com capacitor de grampeamento (Capacitor-Clamped Converters), ou conversor multinível com capacitor flutuante (Flying Capacitor). A estrutura básica do mesmo é semelhante ao do conversor de três níveis com diodos de grampeamento, onde a principal diferença é que ao invés da utilização de diodos para o grampeamento no ponto de neutro empregam-se capacitores.

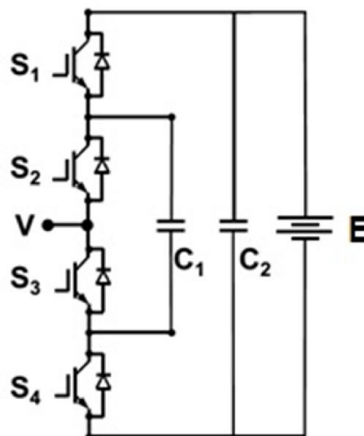


Figura 2.11: Ramo de um conversor multinível com capacitor flutuante.

Esta topologia foi apresentada pela primeira vez em 1992, e é considerada a principal alternativa em relação aos conversores com diodos de grampeamento. Dentre as classes dos conversores multiníveis, esta estrutura apresenta como as suas principais vantagens:

1. Eliminação dos problemas relacionados à presença de diodos de grampeamento no ponto neutro no conversor;
2. Esta configuração possui estados de chaveamento (A e B), de acordo com a tabela 2.1, os quais são usados para manter o balanceamento de carga nos capacitores;
3. Este inversor limita a derivada de tensão (d_v/d_t) nos semicondutores.

O mesmo apresenta algumas desvantagens, a saber:

1. O controle de carga do capacitor do barramento CC aumenta a complexidade em relação ao controle do circuito inteiro;
2. Esta configuração exige uma capacitância maior em relação ao circuito com diodo de grampeamento de mesma potência. Isto porque é necessário o capacitor do barramento contínuo e os capacitores de grampeamento.

Tabela 2.1: Valores assumidos pela tensão, em função do estado das chaves para o inversor multinível com capacitor de grampeamento.

Estados	S_{1x}	S_{2x}	S_{3x}	S_{4x}	V_{xn}
P	1	1	0	0	E
A	1	0	1	0	$E - e_{cx}$
B	0	1	0	1	e_{cx}
N	0	0	1	1	0

De acordo com a tabela 2.1, todas as possibilidades de estados de chaveamento para uma das fases do inversor de três níveis com capacitor grampeado são apresentadas, assumindo que no estado 1 a chave estará fechada, e no estado 0 a chave estará aberta. Sendo a tensão e_{cx} definida como a tensão do capacitor grampeado, e de valor igual a $E/2$, podendo a variável x ser uma das fases (a, b, c). Assim, os estados de chaveamento A e B suprem a mesma tensão de saída $V_{xn} = E/2$. No controle da tensão de saída os estados A e B são chamados de estados zero. Em cada fase o conversor

possui quatro chaves controladas, quatro diodos de roda livre e um capacitor. Na figura 2.12 apresentaremos os quatro estados de condução do conversor de acordo com o estado das chaves, de maneira que a corrente flua pelo ponto neutro do circuito.

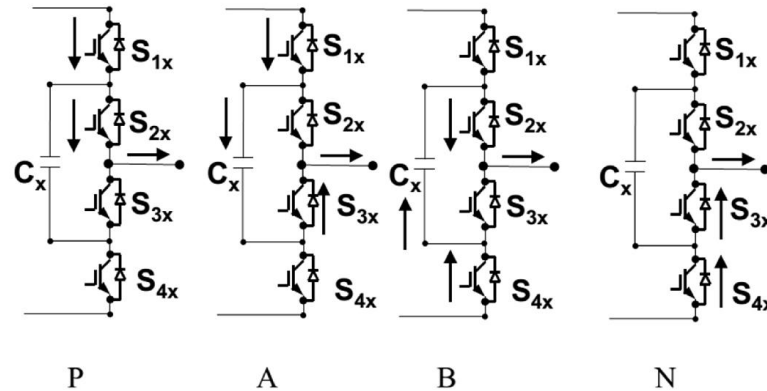


Figura 2.12: Corrente do conversor nos quatro estados de chaveamentos.

De acordo com a figura 2.12, observa-se que nos estados P e N , a carga está diretamente conectada com o barramento contínuo, portanto esses estados não afetam a tensão no capacitor. Com relação aos estados A e B , a corrente da respectiva fase x flui através do capacitor C_x . De acordo com o sentido da corrente elétrica indicada pelas setas na figura 2.12 o capacitor irá se carregar no estado A e descarregar no estado B . A tensão e_{cx} pode ser controlada através da seleção apropriada dos estados de chaveamento (A ou B), de acordo com a tabela 2.1. Como a tensão de saída não depende do tipo de estado usado (A ou B), logo esses podem ser utilizados para controlar de forma independente a tensão armazenada no capacitor C_x .

2.5.3 Conversor Multinível Ponte Completa em Cascata

A figura 2.13 mostra o circuito que possui apenas uma fase de um inversor de nove níveis, o qual utiliza uma topologia denominada de conversores em ponte completa em cascata com fontes de tensão contínuas separadas (Cascaded Full Bridge Converters). Esse circuito tem sua aplicação também em sistemas trifásicos obtendo excelentes resultados, principalmente na linha de acionamentos em sistemas de média tensão. Essa topologia de conversor evita a utilização dos diodos extras de

grampeamento ou capacitores para balanceamento de tensão como no caso da configuração dos capacitores de grampeamento.

A topologia dos conversores tem como base a conexão em série de conversores monofásicos com fontes de tensão CC separadas, como mostra a figura 2.13, onde o circuito é composto de quatro células. A tensão de fase na saída é dada pela soma das tensões geradas em cada célula. Cada célula gera três níveis de tensão na saída: $+V_{dc}$, 0 , $-V_{dc}$. Sendo isso possível através da conexão sequencial das tensões armazenadas nos capacitores nos terminais de carga do inversor através de 4 semicondutores. Como o circuito tem quatro células em série, a tensão na saída varia entre $-4V_{dc}$ a $+4V_{dc}$. A figura 2.14 mostra a forma de onda da tensão de fase no lado de carga para nove níveis em ponte completa, apresentada na figura 2.13.

Outra versão dessa topologia utiliza conversores de dois níveis trifásicos. Estes circuitos possuem um transformador nos terminais de saída para adicionar os diferentes níveis de tensões. Esta configuração é conhecida como estrutura multipulso, sendo largamente utilizada.

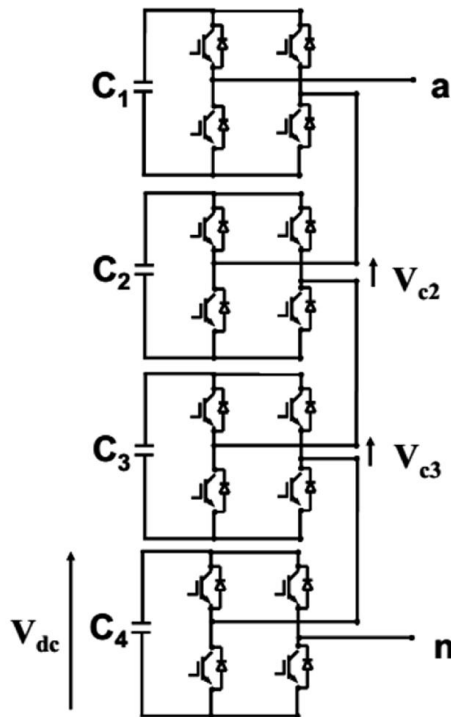


Figura 2.13: Ramo Monofásico de um Conversor em ponte completa em Cascata de 9 níveis.

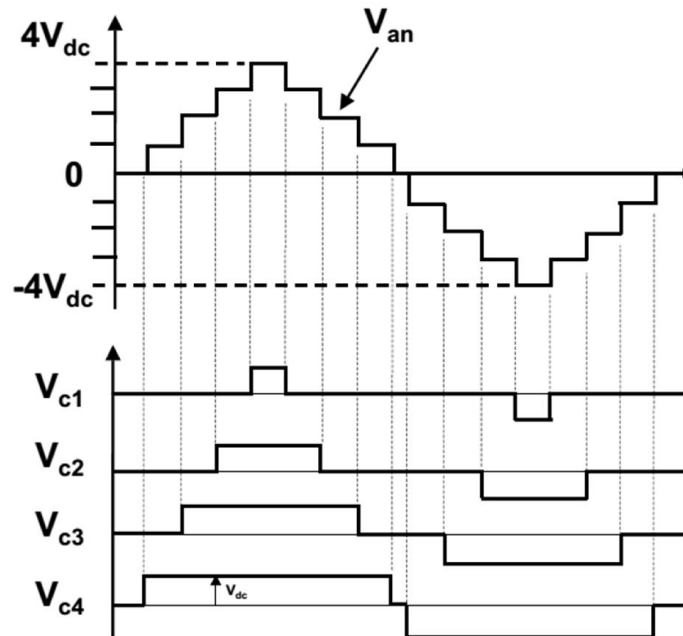


Figura 2.14: Tensão na Fase A (V_{an}) na saída do Conversor em Cascata de 9 níveis.

Os conversores multiníveis ponte completa em cascata apresentam vantagens em relação as outras configurações, entre elas podemos citar as seguintes (Pereira, 2008):

1. Possuem uma construção modular, porque basta associar várias pontes em série. Desta forma os custos, manutenção e a complexidade de construção são menores;
2. O número de níveis pode também ser aumentado facilmente sem ser necessário acrescentar novos componentes;
3. Não necessita nem de diodos grampeados nem de capacitores flutuantes, evitando problema associados a estes componentes;
4. Número de componentes utilizado é menor em relação a outras estruturas multinível com o mesmo número de níveis;
5. Na maioria dos casos, o controle é simplificado por não haver problemas em manter um nível constante de tensão no capacitor.

Como desvantagens são apresentadas as seguintes :

1. Cada ponte do conversor necessita de uma fonte isolada, a utilização de transformadores com vários secundários ou transformadores isolados entre si levará ao

aumento do tamanho e dos custos de construção;

2. A ligação de fontes isoladas entre conversores em montagens do tipo CA/CC/CA bidirecionais não é possível pois produzem um curto-circuito, esse problema pode ser evitado se houver uma comutação síncrona.

2.6 Comparativo entre as Topologias Estudadas

A tabela 2.2 apresenta um comparativo das topologias dos conversores multiníveis mais usadas. De acordo com a tabela, podemos observar que a configuração multinível com diodo de grampeamento apresenta algumas vantagens em relação as outras duas estudadas, entre elas podemos citar: exige uma capacitância menor em relação a configuração com capacitor flutuante para uma mesma potência, e possui apenas uma fonte de tensão e é mais simples de implementar se comparado com a configuração multinível em cascata.

Tabela 2.2 : Comparativo entre as topologias de conversores estudadas(Giaretta,2009).

CARACTERÍSTICA	TOPOLOGIA		
	NPC	FCC	Multinível Cascata
Chaves	$(n - 1)2$	$(n - 1)2$	$(n - 1)2$
Diodos Grampeados	$(n - 1)(n - 2)$	0	0
Capacitores no Barramento CC	$(n - 1)$	$(n - 1)$	$(n - 1)/2$
Capacitores de Flutuação	0	$(n - 1)(n - 2)/2$	0
Tensão de bloqueio da chave	$E/(n - 1)$	$E/(n - 1)$	<i>E de uma etapa</i>
Transformador	Não	Não	Em algumas configurações
Balanceamento de Tensão	Complicado	Pode ser feito através da utilização dos estados redundantes	É necessário no caso de barramento CC separados com capacitor
Análise do Conversor Trifásico	Circuito Completo	Cada Braço Independente	Cada Ponte Independente
Montagem Mecânica	Complexa	Complexa	Mais simples
Modularidade	Não	Não	Sim
Ciclo de Trabalho de cada chave	Diferente	Diferente	Igual

2.7 Aplicações dos Conversores Multiníveis

Inicialmente os conversores multiníveis foram utilizados para o acionamento de motores (Nabae *et al.*, 1981). Depois do avanço da tecnologia dos semicondutores, e principalmente os IGBTs, que apresentam valores de tensão, corrente e frequência elevados, permitindo usá-los em aplicações que precisem de maiores potências e maior velocidade de chaveamento. Essas aplicações têm aumentado tanto na área industrial quanto em sistemas de potência. Serão apresentadas a seguir algumas das áreas de maiores aplicações dos conversores multiníveis:

- Acionamento de Máquina de Indução (Messaif *et al.*, 2007), (Zhang *et al.*, 2008) e (Baoming *et al.*, 2008);
- Filtros Ativos de Potência (Zhang *et al.*, 2008);
- Sistema Fotovoltaico usando o conversor para alimentar a rede (Baoming *et al.*, 2008).

2.8 Revisão Bibliográfica

Os conversores monofásicos multiníveis com diodo de grampeamento são bastante estudados pela comunidade científica devido a sua simplicidade e amplo campo de aplicações. Porém apresentam uma grande deficiência, no que diz respeito ao constante desbalanceamento da tensão do barramento de capacitores com relação ao ponto neutro (Song *et al.*, 2013), podendo ocorrer devido a muitos fatores, problema que se não for controlado comprometerá o correto funcionamento do circuito (Barros, 2011).

Para o correto funcionamento da estrutura de um conversor de três níveis, é necessário que exista um controle sobre a tensão no barramento de capacitores, de forma que a mesma seja distribuída simetricamente entre os capacitores (Umbrí anda *et al.*, 2010).

Muitas soluções têm sido propostas para superar o problema do desbalanceamento da tensão no barramento de capacitores no conversor multinível, entre elas o uso de algum circuito adicional (Stala, 2011) e (Boora *et al.*, 2010), enquanto outras utilizam a técnica de Modulação por Largura de Pulso (PWM) (Song *et*

al., 2013), (Song *et al.*, 2008), (Maheshwari *et al.*, 2013), (Maheshwari *et al.*, 2011) e (Chio *et al.*, 2013). A seguir serão apresentadas algumas técnicas que se propõem a solucionar tal problema.

(Chen *et al.*, 2008) desenvolveram uma estratégia de controle de potência direta (*Direct Power Control –DPC*), com o objetivo de balancear a tensão no barramento de capacitores no conversor. Estudou-se o desenvolvimento do controle da potência instantânea ativa e reativa, em função da escolha do melhor chaveamento do conversor. O equilíbrio das tensões é efetuado de acordo com a direção da corrente no ponto médio, o efeito dos estados de chaveamento nas potências ativa e reativa também foram analisados.

Em (Cobreces *et al.*, 2009) é proposto um novo esquema de controle para o equilíbrio da tensão do ponto neutro (NP) em conversores monofásicos de três níveis. Esse novo método de controle é baseado em um procedimento de linearização por realimentação simples, o qual permite obter um modelo linear invariante no tempo para a tensão no ponto neutro (NP). Esse processo é rápido, é direto, e consiste em um modelo linear, o qual permite com facilidade implementar técnicas de controle clássicas para a obtenção da resposta desejada do sistema e melhorar a rejeição de perturbação.

O trabalho apresentado por (Grigoletto, 2009), mostra uma nova variação de diagrama vetorial, baseado na divisão de setores, NS3V, o qual proporcionou a eliminação das ondulações de baixa frequência das tensões dos capacitores do barramento CC na região de operação linear do conversor, independente do fator de potência. A técnica permitiu minimizar a distorção harmônica das tensões de saída, e assegurar o controle da corrente média sobre um período de comutação no ponto neutro do barramento capacitivo. Também propôs uma técnica de modulação baseada na comparação com portadora, onde as tensões modulantes são escolhidas de forma a garantir a máxima utilização da tensão do barramento CC na faixa de operação linear do conversor, bem como a eliminação das ondulações de baixa frequência presentes nas tensões dos capacitores. Ainda, foi proposta uma estratégia de modulação vetorial para conversores com diodos de grameamento de três níveis em configuração *Back-to-Back*, a mesma combinou a utilização dos diagramas vetoriais N3V e NS3V. De

maneira que, conseguiu estabelecer uma relação entre ondulação das tensões dos capacitores do barramento CC e o TDH das tensões de saída.

Já em (Umbríanda *et al.*, 2010) foram apresentadas alternativas para o projeto dos controladores, as quais são baseados na rejeição de um distúrbio, tendo em vista que este termo não-linear pode ser aproximado de um sinal de terceira ordem harmônica. O controle das tensões do barramento teve resposta mais rápida e melhor, utilizando a técnica de princípio de modelo interno (IMP), o qual inclui um modelo do termo não linear no controlador. Esse modelo consiste em uma função de transferência para obter a anulação da perturbação.

Através da junção do retificador e do inversor de três níveis do tipo NPC, obtém-se uma estrutura chamada de "*Back-to-Back*" (Yingchao *et al.*, 2008). Esse tipo de conversor têm atraído cada vez mais a atenção devido às suas vantagens, tais como: fluxo de potência bidirecional, baixa distorção harmônica de corrente, alto fator de potência e controle das tensões nos capacitores do barramento CC.

Um controle integrado para o NPC *Back-to-Back* é apresentado por (Yinghao *et al.*, 2010), o qual realiza o balanceamento da tensão nos capacitores da seguinte forma: através do controle de potência direta (DPC), e usando uma malha de controle para reduzir o atraso da resposta. Com esse controle é demonstrado que o tamanho dos capacitores do barramento, por não estarem sofrendo tantas flutuações de tensão, podem ser diminuídos.

Também (Ceballos *et al.*, 2011), apresentam um projeto de conversor de três níveis com mais um braço acrescentado a topologia básica, o qual tem a finalidade principal de aumentar a tolerância a falhas, e também, poder ser usada durante o modo de operação normal para equilibrar a tensão no ponto neutro (NP), eliminando de maneira eficaz as oscilações de tensão nas baixas frequências no ponto neutro, sob algumas condições de operação. Devido a inclusão do quarto braço, surgiram algumas perdas adicionais, em função disso foi proposta uma topologia ressonante com a finalidade de minimizar essas perdas, e também melhorar a eficiência do conversor. Foram analisadas três soluções tolerantes a falhas diferentes com base no quarto braço:

A primeira solução é a mais simples do ponto de vista operacional. Não requer a mudança do índice de modulação ou das chaves durante o processo de reconfiguração

do conversor. No entanto, é necessária a utilização de semicondutores que suportem toda a diferença de potencial CC. Isso aumenta o custo do conversor consideravelmente e limita severamente sua aplicação.

A segunda solução não necessita de IGBTs que suportem toda a tensão total, e com isso, possui menor custo que a primeira solução. Pode ser útil em algumas aplicações onde, por exemplo, o conversor irá controlar um motor de indução.

A terceira solução apresenta o melhor desempenho, uma vez que não requer IGBTs que suportem toda a tensão CC, e não é necessário reduzir o índice de modulação durante o processo de reconfiguração. Essa solução é particularmente adequada para aplicações conectadas à rede.

(Pou *et al.*, 2012) apresentou uma estratégia PWM baseada em portadora para um conversor com ponto neutro fixo de três níveis com diodo de grampeamento, que é baseada em uma injeção de uma tensão de sequência de zero, provocando uma mudança da tensão de referência da modulação senoidal. Com isso conseguiu-se: o balanceamento da tensão do barramento CC de capacitores, sem a necessidade de nenhum controle externo; redução das perdas por chaveamento e também conseguiu reduzir as oscilações de tensão de baixa frequência do ponto neutro.

O trabalho proposto por (Song *et al.*, 2013) apresentaram uma técnica para controlar a tensão no ponto neutro do barramento de capacitores do conversor baseada em duas estratégias: A primeira é a técnica CBPWM–OVI (Modulação por Largura de Pulso baseada em Portadora com a Injeção de Tensão de Correção) consiste na injeção de tensão de correção nos sinais moduladores com a finalidade de balancear a tensão sobre os capacitores. Também foi utilizada outra técnica que consistia em injetar uma tensão máxima de correção nos sinais moduladores para proporcionar o balanceamento da tensão no ponto neutro, essa técnica tem a denominação CBPWM–MOVI (Modulação por Largura de Pulso baseada em Portadora com Máxima Injeção de Tensão de Correção).

As técnicas aqui estudadas conseguiram o equilíbrio da tensão sem a necessidade de adicionar circuitos para efetuar o controle, e também não distorceram a tensão no lado AC. A técnica CBPWM–MOVI além do balanceamento da tensão nos capacitores, conseguiu reduzir as perdas com chaveamento em torno de 25%, e também é mais dinâmica do que a técnica CBPWM–OVI.

A Técnica de Modulação por Largura de Pulso (PWM) para conversores monofásicos proposta aqui neste trabalho consiste na injeção de um sinal de tensão de modo comum no sinal modulante senoidal, da modulação por largura de pulso convencional baseada em Portadora (*Carrier Based – Pulse Width Modulation*), o qual introduz uma componente de corrente CC no ponto neutro do barramento de capacitores, podendo essa tensão ser controlada, com o objetivo principal de balancear a tensão dos capacitores em relação ao ponto neutro, proporcionando o correto funcionamento do circuito.

2.9 Conclusões

Neste capítulo foi feito um estudo preliminar dos conversores estáticos multiníveis. Tendo sido apresentada uma classificação dos conversores de tensão, com suas respectivas características de funcionamento. Também foram citadas vantagens e desvantagens com relação ao uso do conversor multinível.

Com o aumento do número de níveis do inversor e da estratégia de modulação empregada, a grande quantidade de diodos na topologia com diodos de grampeamento pode não ser um grande inconveniente em algumas aplicações.

Já na topologia com capacitores flutuantes, o elevado número de capacitores na estrutura requer uma preocupação maior com o problema do desequilíbrio das tensões nestes capacitores. A medida que se eleva o número de níveis, aumenta-se a dificuldade de implementação prática de conversores multiníveis em cascata devido à quantidade de fontes CC separadas para conexão com os módulos monofásicos.

Devido a maior praticidade de montagem, ao maior uso em aplicações industriais e a grande quantidade de estudos realizados para análise e comando da topologia, fizeram com que, neste trabalho, a estrutura do conversor de três níveis com diodo de grampeamento fosse escolhida para viabilizar os estudos propostos.

Capítulo 03

ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO PROPOSTA

3.1 Introdução

Neste capítulo será apresentada, através da dedução das equações, a estratégia PWM para conversores monofásicos multiníveis desenvolvida neste trabalho, abordando os conversores monofásicos de três níveis com diodo de grampeamento, bem como o seu funcionamento, que objetiva solucionar o problema do desbalanceamento da tensão no barramento de capacitores do conversor.

3.2 Conversor Monofásico de Três Níveis com Diodo de Grampeamento

A figura 3.1 apresenta um braço do conversor de três níveis com diodo de grampeamento. Na sua estrutura ele apresenta quatro chaves q_{x1} , \bar{q}_{x1} , q_{x2} e \bar{q}_{x2} ; dois diodos d_x e \bar{d}_x e dois capacitores C_1 e C_2 , aos quais será atribuído o mesmo valor de capacitância C . Desse braço de três níveis é possível obter conversores monofásicos, trifásicos ou multifásicos.

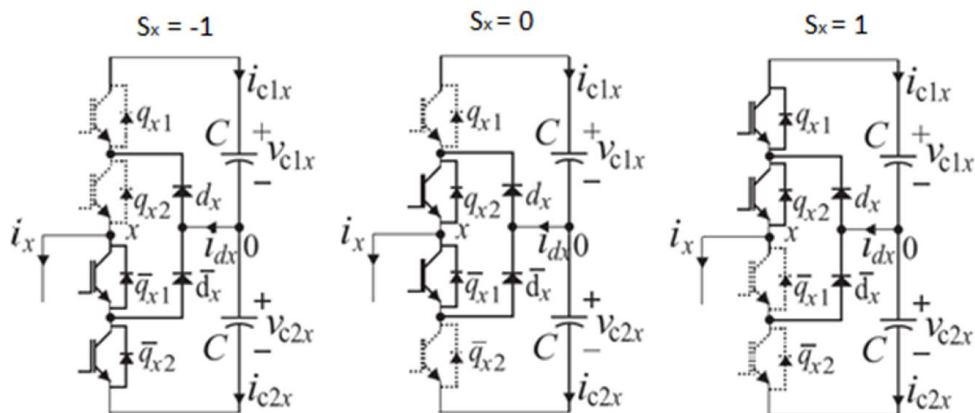


Figura 3.1: Braço de um Conversor de três níveis com diodo de grampeamento.

Como exemplo, a figura 3.2 mostra um conversor monofásico de três níveis com diodo de grampeamento operando como retificador controlado. Essa figura também mostra um conjunto de cargas resistivas conectadas aos capacitores, com a finalidade de gerar um desbalanceamento no barramento de capacitores do sistema, proporcionando testar a eficácia da técnica PWM proposta aqui neste trabalho.

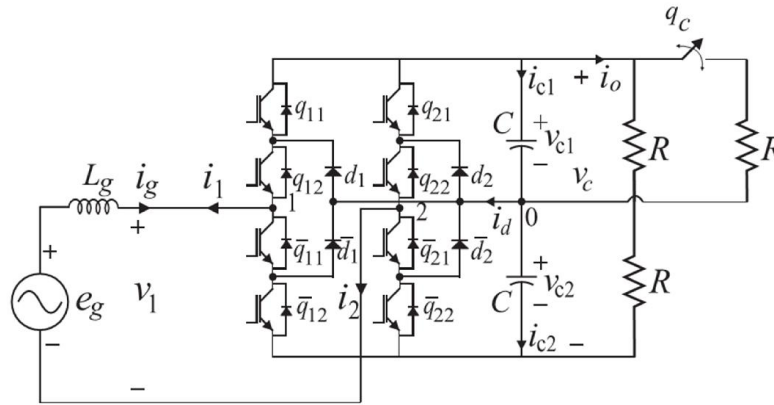


Figura 3.2: Conversor monofásico com carga e chave q_c .

A tensão de polo v_{x0} pode assumir três valores diferentes, que são 0 , v_{c1} e $-v_{c2}$ como uma função do estado de condução das chaves de potência q_{x1} e q_{x2} , podendo x ser igual a 1 ou 2, de acordo com o referido braço do conversor. De maneira que o estado de condução para cada chave de potência q_{x1} , q_{x2} , \bar{q}_{x1} e \bar{q}_{x2} , para efeito de análise, é assumido como sendo uma variável binária. O processo consiste em comparar um sinal modulante \bar{w}_{x0}^* com dois sinais de portadora triangular, sendo um positivo (v_{tr}^+) e o outro negativo (v_{tr}^-), como mostrado na figura 3.3 e define o estado de condução de cada chave de potência como:

$$\text{Se } \bar{w}_{x0}^* \geq v_{tr}^+ \text{ então } q_{x1} = 1 \text{ caso contrário } q_{x1} = 0 \quad (3.1)$$

$$\text{Se } \bar{w}_{x0}^* \geq v_{tr}^- \text{ então } q_{x2} = 1 \text{ caso contrário } q_{x2} = 0 \quad (3.2)$$

A tensão de polo padrão é mostrada na figura 3.3, de onde se pode escrever que a largura de pulso τ_x é dada por:

$$\tau_x = |\bar{w}_{x0}^*| T_c \quad (3.3)$$

Pode-se observar que de acordo com a figura 3.1 tem três estados possíveis para s_x , os quais estão expressos na tabela abaixo.

Tabela 3.1: Estados de S_x de acordo com os estados das chaves

s_x	v_{x0}	q_{x1}	\bar{q}_{x1}	q_{x2}	\bar{q}_{x2}	i_d
-1	$-v_{cx2}$	0	1	0	1	0
0	0	0	1	1	0	i_x
1	v_{cx1}	1	0	1	0	0

De acordo com a tabela 3.1 acima, observa-se que é possível evitar que ocorra mais chaveamento em cada período e também piore o THD, quando evitamos que ocorra o chaveamento entre os estados $s_x = -1 \rightarrow s_x = 1$, ou vice-versa. Dessa forma, uma tensão v_{x0} positiva é conseguida chaveando-se entre $v_{x0} = v_{c1}$ e $v_{x0} = 0$, e uma tensão v_{x0} negativa quando se chaveia entre $v_{x0} = -v_{c2}$ e $v_{x0} = 0$.

Uma maneira de se conseguir este chaveamento, se dá pela comparação da tensão de referência v_{x0}^* com duas tensões triangulares, resultando no padrão de chaveamento, o qual é mostrado na figura 3.3. Define-se que dentro de um período de chaveamento as tensões v_{c1} e v_{c2} são constantes.

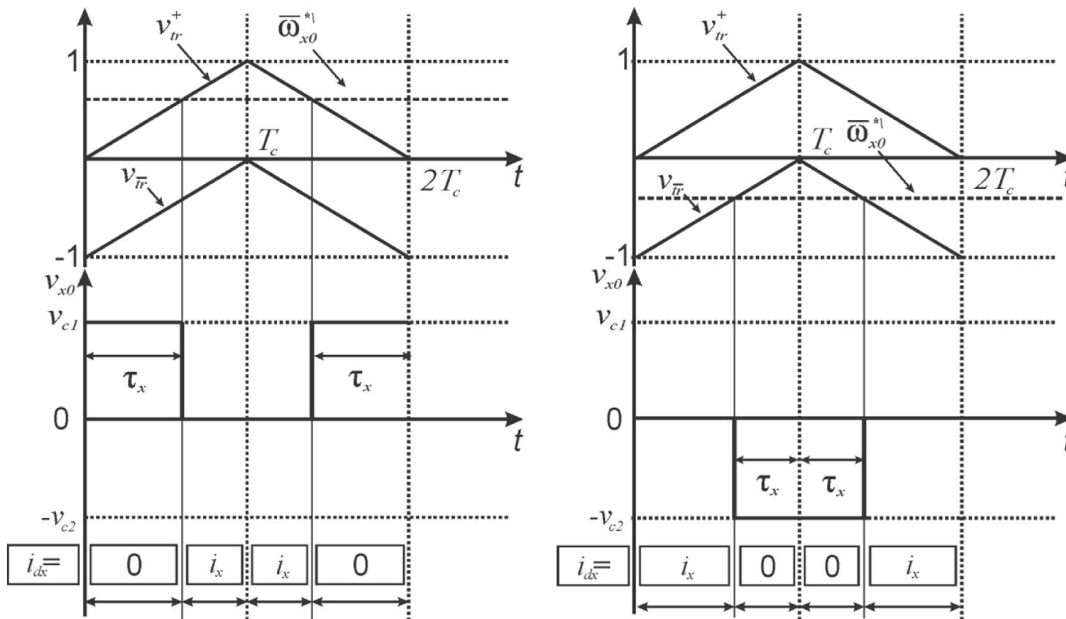


Figura 3.3: Diagrama PWM.

Quando a tensão for positiva, o valor médio do chaveamento será dado por:

$$\bar{v}_{x0} = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} v_{x0} dt = \frac{1}{T_c} \int_0^{\tau_x} v_{c1} dt = \frac{\tau_x}{T_c} v_{c1} \quad (3.4)$$

Para a tensão negativa, o valor médio do chaveamento será dado por:

$$\bar{v}_{x0} = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} v_{x0} dt = \frac{1}{T_c} \int_{T_c - \tau_x}^{T_c} (-v_{c2}) dt = \frac{\tau_x}{T_c} (-v_{c2}) \quad (3.5)$$

Assim, pode-se escrever o valor médio da tensão de polo sintetizada \bar{v}_{x0} , assumindo que v_{c1} e v_{c2} são constantes dentro de um período de chaveamento, como segue:

$$\bar{v}_{x0} = \begin{cases} \frac{\tau_x}{T_c} v_{c1} & \text{para } v_{x0}^* \geq 0 \\ \frac{\tau_x}{T_c} (-v_{c2}) & \text{para } v_{x0}^* \leq 0 \end{cases} \quad (3.6)$$

Definindo o valor da largura do pulso a ser aplicado, a partir da equação 3.6, de maneira que $\bar{v}_{x0} = v_{x0}^*$. Dessa forma, tem-se que:

$$\bar{v}_{x0} = \frac{\tau_x}{T_c} v_{c1} \Rightarrow \tau_x = \frac{v_{x0}^*}{v_{c1}} T_c, \text{ quando } v_{x0}^* \geq 0 \quad (3.7)$$

$$\bar{v}_{x0} = \frac{\tau_x}{T_c} (-v_{c2}) \Rightarrow \tau_x = \frac{v_{x0}^*}{-v_{c2}} T_c, \text{ quando } v_{x0}^* \leq 0 \quad (3.8)$$

Reescrevendo as equações 3.7 e 3.8, comparando v_{x0}^* com as ondas triangulares positiva, que varia de 0 a 1 e a negativa, que varia de 0 a -1, conclui-se que as larguras dos pulsos obtidas são:

$$\tau_x = \frac{|v_{x0}^*|}{v_{c1}} T_c, \text{ para } v_{x0}^* \geq 0 \quad (3.9)$$

$$\tau_x = \frac{|v_{x0}^*|}{v_{c2}} T_c, \text{ para } v_{x0}^* \leq 0 \quad (3.10)$$

Observando que essa largura τ_x pode ser obtida pela comparação do sinal de referência v_{x0}^* , com duas formas de ondas triangulares, sendo uma positiva e outra negativa, como podemos ver na figura 3.3. Assim, tem-se a seguinte lógica de chaveamento com relação ao sinal de referência v_{x0}^* :

Quando $v_{x0}^* ' \geq v_{tr}^+$ portanto $q_{x1} = 1$ caso contrário $q_{x1} = 0$

Quando $v_{x0}^* ' \geq v_{tr}^-$ portanto $q_{x2} = 1$ caso contrário $q_{x2} = 0$

Tabela 3.2: Valores das tensões de polo.

S_x	v_{x0}	q_{x1}	q_{x2}
-1	$-v_{c2}$	0	0
0	0	0	1
1	v_{c1}	1	1

Então, dado o sinal v_{x0}^* desejado, obtém-se o sinal de referência $v_{x0}^* '$ de seguinte forma:

$$v_{x0}^* ' = \frac{v_{x0}^*}{v_{c1}}, \text{ para } v_{x0}^* \geq 0 \quad (3.11)$$

$$v_{x0}^* ' = \frac{v_{x0}^*}{v_{c2}}, \text{ para } v_{x0}^* \leq 0 \quad (3.12)$$

Portanto, dado o v_{x0}^* desejado para ser sintetizado como a tensão de polo média em um período de chaveamento, o sinal modulante \bar{w}_{x0}^* pode ser definido como:

$$\bar{w}_{x0}^* = \begin{cases} \frac{v_{x0}^*}{v_{c1}}, & v_{x0}^* \geq 0 \\ \frac{v_{x0}^*}{v_{c2}}, & v_{x0}^* \leq 0 \end{cases} \quad (3.13)$$

Da equação 3.13, os valores medidos de v_{c1} e v_{c2} são usados a fim de efetivamente conseguir alcançar a tensão de polo de referência v_{x0}^* . Portanto, para propósito de simplificação e para não incluir a tensão medida no capacitor no método PWM, é assumido que $v_{c1} = v_{c2} = \frac{v_c}{2}$, então:

$$\bar{w}_{x0}^* ' = \frac{2v_{x0}^*}{v_c} \quad (3.14)$$

Para a operação PWM sobre a região linear, resulta que:

$$|\bar{w}_{x0}^* ' | \leq 1 \Rightarrow |v_{x0}^* | \leq \frac{v_c}{2} \quad (3.15)$$

3.3 Estratégia PWM Proposta para o Conversor Monofásico Multinível

A partir da tensão de fase desejada no conversor monofásico v_1^* , as tensões de polo podem ser definidas da seguinte maneira:

$$v_{10}^* = v_1^* + v_h^* \quad (3.16)$$

$$v_{20}^* = v_h^* \quad (3.17)$$

A tensão homopolar v_h^* pode ser escolhida arbitrariamente, desde que satisfaça as condições a seguir. Com a finalidade de não permitir que o PWM sature, uma vez que as ondas triangulares estão entre $-v_c/2$ e $v_c/2$, deve-se ter $|v_{x0}^*| \leq v_c/2$, assim:

$$-\frac{v_c}{2} \leq v_{10}^* \leq \frac{v_c}{2} \quad (3.18)$$

$$-\frac{v_c}{2} \leq v_{20}^* \leq \frac{v_c}{2} \quad (3.19)$$

Substituindo as equações 3.16 e 3.17 em 3.18 e 3.19, obtém-se que:

$$-\frac{v_c}{2} \leq v_1^* + v_h^* \leq \frac{v_c}{2} \quad (3.20)$$

$$-\frac{v_c}{2} \leq v_h^* \leq \frac{v_c}{2} \quad (3.21)$$

Extraindo v_h^* das equações 3.20 e 3.21 tem-se que:

$$-\frac{v_c}{2} - v_1^* \leq v_h^* \leq \frac{v_c}{2} - v_1^* \quad (3.22)$$

$$-\frac{v_c}{2} \leq v_h^* \leq \frac{v_c}{2} \quad (3.23)$$

As duas condições das equações anteriores 3.22 e 3.23 são satisfeitas simultaneamente escolhendo v_h^* de maneira que:

$$\max\left(-\frac{v_c}{2}, -\frac{v_c}{2} - v_1^*\right) \leq v_h^* \leq \min\left(\frac{v_c}{2}, \frac{v_c}{2} - v_1^*\right) \quad (3.24)$$

Pode-se ainda, escrever a equação 3.24 como segue:

$$-\frac{v_c}{2} - \min(0, v_1^*) \leq v_h^* \leq \frac{v_c}{2} - \max(0, v_1^*) \quad (3.25)$$

Portanto, a partir da equação 3.25 são obtidos os limites máximo e mínimo de v_h^* para cada período de chaveamento, garantindo assim que o PWM não sature.

Dessa forma, um fator de distribuição μ é definido de maneira que fique no intervalo dado por $(-1 \leq \mu \leq 1)$, como limites inferior e superior respectivamente, permitindo que a escolha de v_h^* seja determinada da seguinte forma:

Para $\mu = 1$

$$v_h^* = v_{hmax}^* = \frac{v_c}{2} - \max(0, v_1^*) \quad (3.26)$$

Para $\mu = -1$

$$v_h^* = v_{hmin}^* = -\frac{v_c}{2} - \min(0, v_1^*) \quad (3.27)$$

Usando o fator de distribuição μ , e a partir de 3.26 e 3.27, reescreve-se a tensão homopolar v_h^* como:

$$v_h^* = \frac{1}{2}(1 + \mu)v_{hmax}^* + \frac{1}{2}(1 - \mu)v_{hmin}^* \quad (3.28)$$

Assim, quando $\mu = 1$, $v_h^* = v_{hmax}^*$ e quando $\mu = -1$, $v_h^* = v_{hmin}^*$. A partir de 3.28, escreve-se v_h^* como:

$$\begin{aligned} v_h^* &= \frac{1}{2}[v_{hmax}^* + \mu v_{hmax}^* + v_{hmin}^* - \mu v_{hmin}^*] \\ v_h^* &= \frac{1}{2}[(v_{hmax}^* + v_{hmin}^*) + \mu(v_{hmax}^* - v_{hmin}^*)] \end{aligned} \quad (3.29)$$

Das equações 3.26 e 3.27, consegue-se:

$$\begin{aligned} (v_{hmax}^* + v_{hmin}^*) &= \frac{v_c}{2} - \max(0, v_1^*) + \left(-\frac{v_c}{2} - \min(0, v_1^*)\right) = \frac{v_c}{2} - \frac{v_c}{2} - \max(0, v_1^*) - \min(0, v_1^*) \\ (v_{hmax}^* - v_{hmin}^*) &= \frac{v_c}{2} - \max(0, v_1^*) - \left(-\frac{v_c}{2} - \min(0, v_1^*)\right) = \frac{v_c}{2} + \frac{v_c}{2} - \max(0, v_1^*) + \min(0, v_1^*) \end{aligned}$$

De forma que, simplificando tem-se:

$$(v_{hmax}^* + v_{hmin}^*) = -\max(0, v_1^*) - \min(0, v_1^*) \quad (3.30)$$

$$(v_{hmax}^* - v_{hmin}^*) = v_c - \max(0, v_1^*) + \min(0, v_1^*) \quad (3.31)$$

Expressando as duas condições para $\max(0, v_1^*)$ e $\min(0, v_1^*)$, a saber:

$$\max(0, v_1^*) = 0 \Rightarrow \min(0, v_1^*) = v_1^* \quad (3.32)$$

$$\max(0, v_1^*) = v_1^* \Rightarrow \min(0, v_1^*) = 0 \quad (3.33)$$

Somando e subtraindo 3.32 e 3.33, tem-se que:

$$\max(0, v_1^*) + \min(0, v_1^*) = v_1^* \quad (3.34)$$

$$\max(0, v_1^*) - \min(0, v_1^*) = |v_1^*| \quad (3.35)$$

Substituindo a equação 3.34 em 3.30, e a equação 3.35 em 3.31, obtém-se:

$$(v_{hmax}^* + v_{hmin}^*) = -[\max(0, v_1^*) + \min(0, v_1^*)] = -v_1^* \quad (3.36)$$

$$(v_{hmax}^* - v_{hmin}^*) = v_c - [\max(0, v_1^*) - \min(0, v_1^*)] = v_c - |v_1^*| \quad (3.37)$$

Substituindo as equações 3.36 e 3.37 na equação 3.29, então:

$$\begin{aligned} v_h^* &= \frac{1}{2} [(v_{hmax}^* + v_{hmin}^*) + \mu(v_{hmax}^* - v_{hmin}^*)] \\ v_h^* &= \frac{1}{2} [-v_1^* + \mu(v_c - |v_1^*|)] \\ v_h^* &= -\frac{1}{2} v_1^* + \frac{1}{2} \mu(v_c - |v_1^*|) \end{aligned} \quad (3.38)$$

Substituindo 3.38 nas equações 3.16 e 3.17, as tensões de polo são dadas por:

$$v_{10}^* = v_1^* + v_h^* = v_1^* - \frac{1}{2} v_1^* + \frac{1}{2} \mu(v_c - |v_1^*|) \quad (3.39)$$

$$v_{20}^* = 0 + v_h^* = 0 - \frac{1}{2} v_1^* + \frac{1}{2} \mu(v_c - |v_1^*|) \quad (3.40)$$

Simplificando as expressões 3.39 e 3.40, consegue-se que:

$$v_{10}^* = \frac{1}{2}v_1^* + \frac{1}{2}\mu(v_c - |v_1^*|) \quad (3.41)$$

$$v_{20}^* = -\frac{1}{2}v_1^* + \frac{1}{2}\mu(v_c - |v_1^*|) \quad (3.42)$$

Portanto, usando as equações 3.41, 3.42 e 3.14, a tensão de referência v_1^* pode ser convenientemente aplicada no conversor, através do chaveamento padrão definido em 3.1 e 3.3.

3.4 Corrente no Ponto Neutro

Na tabela 3.3 serão apresentados os valores das correntes em cada capacitor, e a corrente de desbalanceamento em um braço de três níveis, para cada estado de chaveamento do circuito.

Tabela 3.3: Correntes nos capacitores e de desbalanceamento em um braço de três níveis.

s_x	v_{x0}	q_{x1}	\bar{q}_{x1}	q_{x2}	\bar{q}_{x2}	i_{cx1}	i_{cx2}	i_d
-1	$-v_{cx2} = -E/2$	0	1	0	1	0	i_x	0
0	0	0	1	1	0	0	0	i_x
1	$v_{cx1} = E/2$	1	0	1	0	$-i_x$	0	0

A tabela 3.3 mostra o estado de condução do braço s_x como uma função dos estados de condução das chaves de potência (q_{x1} , \bar{q}_{x1} , q_{x2} e \bar{q}_{x2}), das tensões de polo (v_{x0}) e da corrente no ponto neutro.

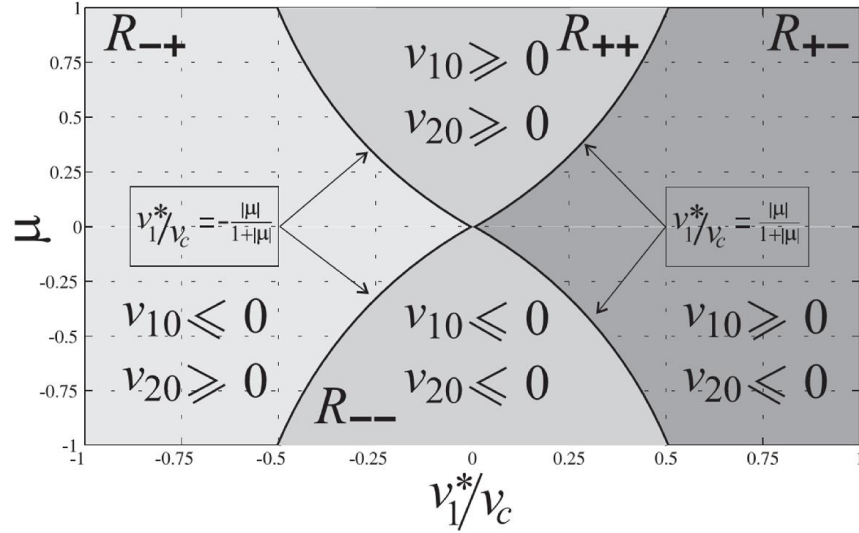


Figura 3.4: Sinais da tensão de polo como uma função de v_1^* e μ

A figura 3.4 mostra as regiões de μ e v_1 para as quatro possibilidades de sinal de v_{10}^* e v_{20}^* . As curvas que delimitam as regiões, nas quais v_{10}^* deixa de ser positivo e passa a ser negativo, são as mesmas para v_{20}^* , assim, as duas curvas da figura são dadas por:

$$v_{10}^* = \frac{1}{2}v_1^* + \frac{1}{2}\mu(v_c - |v_1^*|) = 0 \Rightarrow v_1^* + \mu(v_c - |v_1^*|) = 0 \quad (3.43)$$

$$v_{20}^* = -\frac{1}{2}v_1^* + \frac{1}{2}\mu(v_c - |v_1^*|) = 0 \Rightarrow -v_1^* + \mu(v_c - |v_1^*|) = 0 \quad (3.44)$$

Expressando as equações 3.43 e 3.44 de outra maneira:

$$v_{10}^* = 0 \text{ se } v_1^* + \mu(v_c - |v_1^*|) = 0 \quad (3.45)$$

$$v_{20}^* = 0 \text{ se } -v_1^* + \mu(v_c - |v_1^*|) = 0 \quad (3.46)$$

Dado um valor de μ , o valor de v_1^* para o qual $v_{10}^* = 0$ é o que satisfaz a seguinte equação:

$$v_1^* \text{ tal que } v_{10}^* = 0 \text{ é dado por } v_1^* - \mu|v_1^*| = -\mu v_c \quad (3.47)$$

$$v_1^* \text{ tal que } v_{20}^* = 0 \text{ é dado por } v_1^* + \mu|v_1^*| = \mu v_c \quad (3.48)$$

Normalizando 3.47 e 3.48 por v_c :

$$v_1^* \text{ tal que } v_{10}^* = 0 \text{ é dado por } \frac{v_1^*}{v_c} - \mu \left| \frac{v_1^*}{v_c} \right| = -\mu \quad (3.49)$$

$$v_1^* \text{ tal que } v_{20}^* = 0 \text{ é dado por } \frac{v_1^*}{v_c} + \mu \left| \frac{v_1^*}{v_c} \right| = \mu \quad (3.50)$$

Substituindo $\bar{w}_1^* = \frac{v_1^*}{v_c}$ em 3.49 e 3.50, portanto:

$$\bar{w}_1^* - \mu |\bar{w}_1^*| = -\mu \quad (3.51)$$

$$\bar{w}_1^* + \mu |\bar{w}_1^*| = \mu \quad (3.52)$$

Pois \bar{w}_1^* é um valor entre -1 e 1, assim:

$$v_1^* \text{ tal que } v_{10}^* = 0 \text{ é dado por } \bar{w}_1^* = -(1 - |\bar{w}_1^*|)\mu \quad (3.53)$$

$$v_1^* \text{ tal que } v_{20}^* = 0 \text{ é dado por } \bar{w}_1^* = (1 - |\bar{w}_1^*|)\mu \quad (3.54)$$

As equações 3.53 e 3.54 expressam \bar{w}_1^* em função de μ , para os quais v_{10}^* e v_{20}^* são nulos. Como essas equações não possuem soluções analíticas, então chamamos \bar{w}_1^* que é a solução de $\bar{w}_1^* = -(1 - |\bar{w}_1^*|)\mu$ de k_{10} e o \bar{w}_1^* que é a solução de $\bar{w}_1^* = (1 - |\bar{w}_1^*|)\mu$ de k_{20} . Logo, percebe-se que:

$$k_{10} = -k_{20} \quad (3.55)$$

Para $\mu \geq 0$ o $k_{20} \geq 0$

Quando μ e \bar{w}_1^* forem positivos, a solução de $\bar{w}_1^* = (1 - |\bar{w}_1^*|)\mu$ que gera k_{20} pode ser escrita da seguinte maneira:

$$\bar{w}_1^* = (1 - |\bar{w}_1^*|)\mu \Rightarrow \bar{w}_1^* = \frac{\mu}{1+\mu} = \frac{|\mu|}{1+|\mu|} = k_\mu \frac{|\mu|}{1+|\mu|} \quad (3.56)$$

Para $\mu \leq 0$ o $k_{20} \leq 0$

Quando μ e \bar{w}_1^* forem negativos, a solução de $\bar{w}_1^* = (1 - |\bar{w}_1^*|)\mu$ que gera k_{20} pode ser escrita da seguinte maneira:

$$\bar{w}_1^* = (1 - |\bar{w}_1^*|)\mu \Rightarrow \bar{w}_1^* = \frac{\mu}{1-\mu} = -\frac{|\mu|}{1+|\mu|} = k_\mu \frac{|\mu|}{1+|\mu|} \quad (3.57)$$

$$\text{Onde } k_\mu = \begin{cases} 1, & \text{quando } \mu \geq 0 \\ -1, & \text{quando } \mu \leq 0 \end{cases}$$

Portanto, a solução para $\bar{w}_1^* = (1 - |\bar{w}_1^*|)\mu$ é dada por:

$$\bar{w}_1^* = k_\mu \frac{|\mu|}{1+|\mu|} \quad (3.58)$$

$$v_1^* = \bar{w}_1^* v_c \quad (3.59)$$

Logo, pode-se dizer que:

$$v_1^* \text{ tal que } v_{10}^* = 0 \text{ é dado por } \bar{w}_1^* = -k_\mu \frac{|\mu|}{1+|\mu|} v_c \quad (3.60)$$

$$v_1^* \text{ tal que } v_{20}^* = 0 \text{ é dado por } \bar{w}_1^* = k_\mu \frac{|\mu|}{1+|\mu|} v_c \quad (3.61)$$

De acordo com a figura 3.4, a parte direita dos limites é dada por $\frac{|\mu|}{1+|\mu|} v_c$, e a parte esquerda por $-\frac{|\mu|}{1+|\mu|} v_c$.

A corrente \bar{i}_d no ponto central, com relação aos sinais de v_{10}^* e v_{20}^* em função dos valores de μ é dada por: (desprezando a ondulação).

Quando $v_{10}^* \geq 0$ e $v_{20}^* \geq 0$, temos:

$$\bar{i}_d = -\frac{2}{v_c} v_1^* i_1 \quad (3.62)$$

Quando $v_{10}^* \geq 0$ e $v_{20}^* \leq 0$, tem-se:

$$\bar{i}_d = -\frac{2}{v_c} \mu (v_c - |v_1^*|) i_1 \quad (3.63)$$

Quando $v_{10}^* \leq 0$ e $v_{20}^* \geq 0$, tem-se:

$$\bar{i}_d = \frac{2}{v_c} \mu (v_c - |v_1^*|) i_1 \quad (3.64)$$

Quando $v_{10}^* \leq 0$ e $v_{20}^* \leq 0$, tem-se:

$$\bar{i}_d = \frac{2}{v_c} v_1^* i_1 \quad (3.65)$$

3.4.1 Caso Senoidal

Sejam conhecidos v_1^* e i_1 :

$$v_1^* = \sqrt{2}V_1^* \cos(\omega t) \quad (3.66)$$

$$i_1 = \sqrt{2}I_1 \cos(\omega t - \phi) \quad (3.67)$$

Sendo o índice de modulação dado por:

$$0 < m = \frac{\sqrt{2}V_1^*}{v_c} < 1 \quad (3.68)$$

Substituindo 3.68 em 3.66:

$$v_1^* = mv_c \cos(\omega t) \quad (3.69)$$

Portanto:

$$\begin{aligned} v_1^* i_1 &= mv_c \cos(\omega t) \sqrt{2} I_1 \cos(\omega t - \phi) \\ v_1^* i_1 &= mv_c \sqrt{2} I_1 \left[\frac{1}{2} \cos \phi + \frac{1}{2} \cos(2\omega t - \phi) \right] \\ v_1^* i_1 &= \frac{\sqrt{2}}{2} v_c I_1 m [\cos \phi + \cos(2\omega t - \phi)] \end{aligned} \quad (3.70)$$

Sendo k_{v1} o sinal de v_1 , dado por:

$$k_{v1} = \begin{cases} 1 & \text{se } v_1 \geq 0 \text{ e } 0 \leq \omega t \leq \pi \\ -1 & \text{se } v_1 \leq 0 \text{ e } \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases}$$

$$\begin{aligned} |v_1^*| i_1 &= k_{v1} v_1^* i_1 \\ |v_1^*| i_1 &= k_{v1} \frac{\sqrt{2}}{2} v_c I_1 m [\cos \phi + \cos(2\omega t - \phi)] \end{aligned} \quad (3.71)$$

Dessa forma, conclui-se que o valor médio da corrente \bar{i}_d , para um dado valor de μ fixo em um ciclo da tensão v_1^* , pode ser encontrado em função do tempo em que as tensões de polo passam dentro de cada região.

3.4.2 Valor Instantâneo da Corrente \bar{i}_d em cada região

Desenvolvendo a equação 3.70, tem-se:

$$v_1^* i_1 = \frac{\sqrt{2}}{2} v_c I_1 m [\cos \phi + \cos \phi \cos 2wt + \sin \phi \sin 2wt] \quad (3.72)$$

Segue que:

$$\begin{aligned} |v_1^*| i_1 &= k_{v1} \frac{\sqrt{2}}{2} v_c I_1 m [\cos \phi + \cos \phi \cos 2wt + \sin \phi \sin 2wt] \\ i_1 &= \sqrt{2} I_1 \cos(wt - \phi) = \sqrt{2} I_1 (\cos \phi \cos 2wt + \sin \phi \sin 2wt) \end{aligned} \quad (3.73)$$

Assim, analisando para as regiões de acordo com a figura 3.4, que:

Para R_{++} e R_-

$$\begin{aligned} \bar{i}_d &= -k_\mu \frac{2}{v_c} v_1^* i_1 \\ \bar{i}_d &= -k_\mu \sqrt{2} I_1 m [\cos \phi + \cos(2wt - \phi)] \end{aligned} \quad (3.74)$$

Para R_{+-} e R_{+}

$$\begin{aligned} \bar{i}_d &= -k_{v1} 2\mu i_1 + \mu \frac{2}{v_c} v_1^* i_1 \\ \bar{i}_d &= -k_{v1} 2\mu \sqrt{2} I_1 \cos(wt - \phi) + \mu \sqrt{2} I_1 m [\cos \phi + \cos(2wt - \phi)] \\ \bar{i}_d &= -k_{v1} k_\mu 2|\mu| \sqrt{2} I_1 \cos(wt - \phi) + k_\mu |\mu| \sqrt{2} I_1 m [\cos \phi + \cos(2wt - \phi)] \end{aligned} \quad (3.75)$$

Com relação à v_{10}^* e v_{20}^* :

Quando $v_{10}^* \geq 0$ e $v_{20}^* \geq 0$, tem-se:

$$\bar{i}_d = -\frac{2}{v_c} v_1^* i_1 \quad (3.76)$$

Substituindo a equação 3.70 na equação 3.76 e desenvolvendo:

$$i_d = -\sqrt{2} I_1 m [\cos \phi + \cos \phi \cos 2wt + \sin \phi \sin 2wt]$$

$$i_d = -\sqrt{2}I_1 m \left[1 + \cos 2wt + \frac{\sin \phi}{\cos \phi} \sin 2wt \right] \cos \phi$$

$$\frac{i_d}{\sqrt{2}I_1 \cos \phi} = -m(1 + \cos 2wt + \tan \phi \sin 2wt)$$

$$\frac{i_d}{\sqrt{2}I_1 \cos \phi} = -m - m(\cos 2wt + \tan \phi \sin 2wt) \quad (3.77)$$

Quando $v_{10}^* \geq 0$ e $v_{20}^* \leq 0$ e para $k_{v1} = 1$, assim:

$$\bar{i}_d = -\frac{2}{v_c} \mu (v_c - |v_1^*|) i_1 \quad (3.78)$$

Substituindo as equações 3.70 e 3.73 em 3.78 e desenvolvendo:

$$\bar{i}_d = -\mu\sqrt{2}I_1 [2(\cos \phi \cos wt + \sin \phi \sin wt) - m(\cos \phi + \cos \phi \cos 2wt + \sin \phi \sin 2wt)]$$

$$\bar{i}_d = -\mu\sqrt{2}I_1 \left[2 \left(\cos wt + \frac{\sin \phi}{\cos \phi} \sin wt \right) - m \left(1 + \cos 2wt + \frac{\sin \phi}{\cos \phi} \sin 2wt \right) \right]$$

$$\bar{i}_d = -\mu\sqrt{2}I_1 [2(\cos wt + \tan \phi \sin wt) - m(1 + \cos 2wt + \tan \phi \sin 2wt)] \cos \phi$$

$$\frac{\bar{i}_d}{\sqrt{2}I_1 \cos \phi} = -2\mu(\cos wt + \tan \phi \sin wt) - m\mu(1 + \cos 2wt + \tan \phi \sin 2wt) \quad (3.79)$$

Quando $v_{10}^* \leq 0$ e $v_{20}^* \geq 0$ e para $k_{v1} = -1$, assim:

$$\bar{i}_d = \frac{2}{v_c} \mu (v_c - |v_1^*|) i_1 \quad (3.80)$$

Substituindo as equações 3.70 e 3.73 em 3.80 e desenvolvendo:

$$\bar{i}_d = \mu\sqrt{2}I_1 [2(\cos \phi \cos wt + \sin \phi \sin wt) + m(\cos \phi + \cos \phi \cos 2wt + \sin \phi \sin 2wt)]$$

$$\bar{i}_d = \mu\sqrt{2}I_1 \left[2 \left(\cos wt + \frac{\sin \phi}{\cos \phi} \sin wt \right) + m \left(1 + \cos 2wt + \frac{\sin \phi}{\cos \phi} \sin 2wt \right) \right] \cos \phi$$

$$\bar{i}_d = \mu\sqrt{2}I_1 [2(\cos wt + \tan \phi \sin wt) + m(1 + \cos 2wt + \tan \phi \sin 2wt)] \cos \phi$$

$$\frac{\bar{i}_d}{\sqrt{2}I_1 \cos \phi} = 2\mu(\cos wt + \tan \phi \sin wt) + m\mu(1 + \cos 2wt + \tan \phi \sin 2wt) \quad (3.81)$$

Quando $v_{10}^* \leq 0$ e $v_{20}^* \leq 0$, assim:

$$\bar{i}_d = \frac{2}{v_c} v_1^* i_1 \quad (3.82)$$

Substituindo a equação 3.70 na equação 3.82 e desenvolvendo:

$$\bar{i}_d = \sqrt{2}I_1 m [(1 + \cos 2wt) \cos \phi + \sin 2wt \sin \phi]$$

$$\bar{i}_d = \sqrt{2}I_1 m \left[(1 + \cos 2wt) + \sin 2wt \frac{\sin \phi}{\cos \phi} \right] \cos \phi$$

$$\frac{\bar{i}_d}{\sqrt{2}I_1 \cos \phi} = m + m(\cos 2wt + \tan \phi \sin 2wt) \quad (3.83)$$

Sendo $\bar{w}_1^* = \frac{v_1^*}{v_c} = m \cos(wt)$. Para um dado valor de μ , se o índice de modulação m for tal que $m > \frac{|\mu|}{1+|\mu|}$, então em $wt = 0$, obtém-se $\bar{w}_1^*(0) = m$ dentro da região R_{+-} e permanecerá nessa região, enquanto \bar{w}_1^* for tal que $\frac{|\mu|}{1+|\mu|} \leq \bar{w}_1^* \leq m$, dessa forma:

$$\frac{|\mu|}{1+|\mu|} \leq m \cos(wt) \leq m \cos(0) \quad (3.84)$$

Quando \bar{w}_1^* for tal que: $-\frac{|\mu|}{1+|\mu|} \leq \bar{w}_1^* \leq \frac{|\mu|}{1+|\mu|} \Rightarrow -\frac{|\mu|}{1+|\mu|} \leq m \cos(wt) \leq \frac{|\mu|}{1+|\mu|}$, \bar{w}_1^* estará na região R_{++} quando $\mu \geq 0$, ou então estará na região R_{--} para $\mu \leq 0$.

Quando \bar{w}_1^* for tal que: $-m \leq \bar{w}_1^* \leq -\frac{|\mu|}{1+|\mu|} \Rightarrow m \cos(\pi) \leq m \cos(wt) \leq -\frac{|\mu|}{1+|\mu|}$, teremos o \bar{w}_1^* na região R_{-+} .

Quando para um valor de μ conhecido, e se o índice de modulação for tal que $m \leq \frac{|\mu|}{1+|\mu|}$, então \bar{w}_1^* não entra nas regiões R_{+-} e R_{-+} , permanecendo sempre na região R_{++} (quando $\mu \geq 0$) ou na região R_{--} (quando $\mu \leq 0$).

Portanto, definindo $\alpha = \cos^{-1}\left(\frac{1}{m} \frac{|\mu|}{1+|\mu|}\right)$, então:

$$\cos^{-1}\left(-\frac{1}{m} \frac{|\mu|}{1+|\mu|}\right) = \pi - \cos^{-1}\left(\frac{1}{m} \frac{|\mu|}{1+|\mu|}\right) = \pi - \alpha \quad (3.85)$$

Tabela 3.4: Localização da tensão de fase de referência nas regiões da figura 3.4

\bar{w}_1^*	wt	Região
$\frac{ \mu }{1+ \mu } \leq \bar{w}_1^* \leq m$	$0 \leq wt \leq \alpha$	R_{+-}
$-\frac{ \mu }{1+ \mu } \leq \bar{w}_1^* \leq \frac{ \mu }{1+ \mu }$	$\alpha \leq wt \leq \pi - \alpha$	R_{++} (se $\alpha \geq 0$) ou R_{--} (se $\alpha \leq 0$)
$-m \leq \bar{w}_1^* \leq -\frac{ \mu }{1+ \mu }$	$\pi - \alpha \leq wt \leq \pi$	R_{-+}

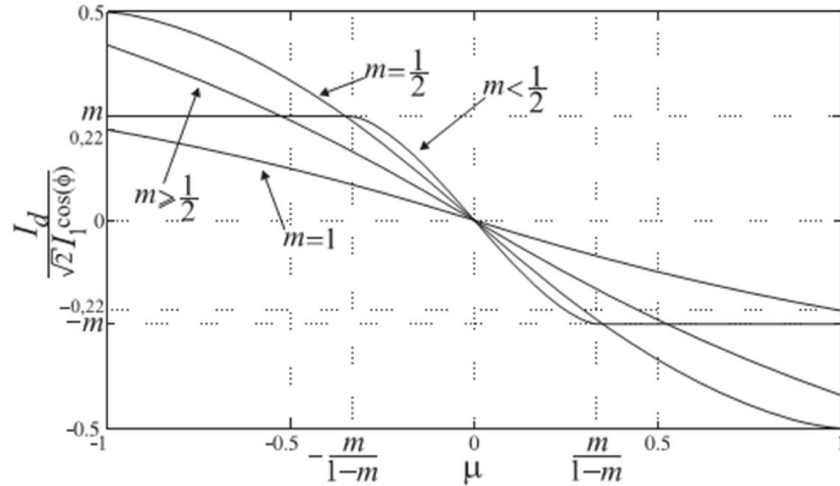


Figura 3.5: Componente CC da corrente no ponto neutro do conversor monofásico para o índice de modulação $m \geq 1/2$ e $m < 1/2$.

O ângulo α que define a transição entre regiões no gráfico da figura 3.4 é dado por:

$$\alpha = \cos^{-1} \left(\frac{1 - |\mu|}{m + 1 + |\mu|} \right) \quad (3.86)$$

E o índice de modulação é tal que:

$$m \leq \frac{|\mu|}{1 + |\mu|} \quad (3.87)$$

Assim, a tensão de referência nunca entrará em R_{-} ou R_{+} na figura 3.4. De fato, calculando α , conclui-se que é um número imaginário puro. Por considerar μ constante durante meio ciclo, a componente CC da corrente é dada por:

$$I_d = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\alpha} \bar{i}_d dwt + \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} \bar{i}_d dwt + \int_{\pi-\alpha}^{\pi} \bar{i}_d dwt \right] \quad (3.88)$$

Quando a condição da equação 3.87 é verdadeira, a equação 3.88 permanece válida se $\alpha = 0$. Como α para a condição da equação 3.89 é um número imaginário puro, a avaliação de I_d é feita por adotar $\beta = \mathcal{R}(\alpha)$ ao invés de α nos limites de integração. Portanto, a componente CC da corrente no ponto neutro introduz um estado constante para um μ constante, e é dado por:

$$\frac{I_d}{\sqrt{2}I_1 \cos \phi} = -\frac{2}{\pi} k_\mu \left[m \left(\frac{\pi}{2} - (1 + |\mu|)\alpha \right) + |\mu| \sin \alpha \right] \quad (3.89)$$

Para um dado índice de modulação, a compensação CC pode ser mudada com a mudança de μ . Na figura 3.5 é mostrado $\frac{I_d}{\sqrt{2}I_1 \cos \phi} \times \mu$ em quatro situações diferentes do índice de modulação. A condição da expressão 3.87 é possível apenas se existir $m \leq 1/2$, o que significa um índice de modulação muito baixo. Ainda que isso não seja uma situação prática, é também apresentado na figura 3.5.

Para o índice de modulação $m = 1$, é possível introduzir uma componente CC na corrente do ponto neutro alta, algo em torno de 22% de $\sqrt{2}I_1 \cos \phi$. Para um índice de modulação pequeno, esse valor é ainda maior. Então, mesmo em condições de elevado desequilíbrio, o fator de distribuição μ pode ser adequadamente escolhido para equilibrar as tensões dos capacitores.

3.5 Método de Balanceamento da Tensão nos Capacitores

Da figura 3.2 pode ser escrita a seguinte relação da corrente i_d :

$$i_d = i_{c1} - i_{c2} \quad (3.90)$$

Sendo:

$$i_{c1} = C \frac{dv_{c1}}{dt} \quad (3.91)$$

$$i_{c2} = C \frac{dv_{c2}}{dt} \quad (3.92)$$

Substituindo as equações 3.91 e 3.92 na equação 3.90, obtém-se:

$$\begin{aligned} C \frac{dv_{c1}}{dt} - C \frac{dv_{c2}}{dt} &= i_d \\ \frac{d(v_{c1} - v_{c2})}{dt} &= \frac{1}{C} i_d \end{aligned} \quad (3.93)$$

Da equação 3.93, pode-se concluir que para que i_d tenha um valor médio positivo, v_{c1} será carregado e v_{c2} será descarregado, e para se obter um valor médio negativo de i_d , ocorrerá exatamente o efeito contrário entre as tensões nos capacitores.

Por isso, uma componente CC na corrente do ponto neutro causará uma diferença nas tensões dos capacitores. Dessa forma, uma componente de corrente CC pode ser introduzida em i_d , por escolha apropriada do fator de distribuição μ , a fim de controlar a tensão nos capacitores, mantendo-as balanceadas. Pode ser visto claramente que a equação 3.89 é uma função não-linear de μ , como mostrado na figura 3.5. Além disso, para um índice de modulação baixo ($m \leq 1/2$) o fator de distribuição apenas afeta I_d para:

$$-\frac{m}{1+m} \leq \mu \leq \frac{m}{1+m} \quad (3.94)$$

Logo, da figura 3.5 pode ser visto que não obstante I_d é uma função não linear de μ , pode ser facilmente aproximada por uma função linear, mesmo para índice de modulação baixo ($m \leq 1/2$), se o fator de distribuição é permitido tomar valores durante o último intervalo, apenas.

Por essa razão, um controlador PI pode ser usado para manter as tensões nos capacitores balanceadas. O mesmo atua definindo o μ em função das tensões v_{c1} e v_{c2} , de maneira a compensar o desbalanceamento.

A figura 3.6 apresenta a técnica PWM proposta para balancear a tensão nos capacitores. Quando existe uma diferença entre as tensões nos capacitores v_{c1} e v_{c2} (erro), esse erro é filtrado com o objetivo de tirar o termo de $2w$ e tentar controlar no valor médio, em seguida é multiplicado por (-1), uma vez que o erro esperado é zero. Após esse processo, entra em ação o controlador proporcional integral, que irá atuar para corrigir o erro, limitado pelos valores extremos de μ , o qual será aplicado nas equações de polo (v_{10}^* e v_{20}^*) e também na modulante \bar{w}_{x0}^* , dessa forma, balanceando as tensões nos capacitores do barramento.

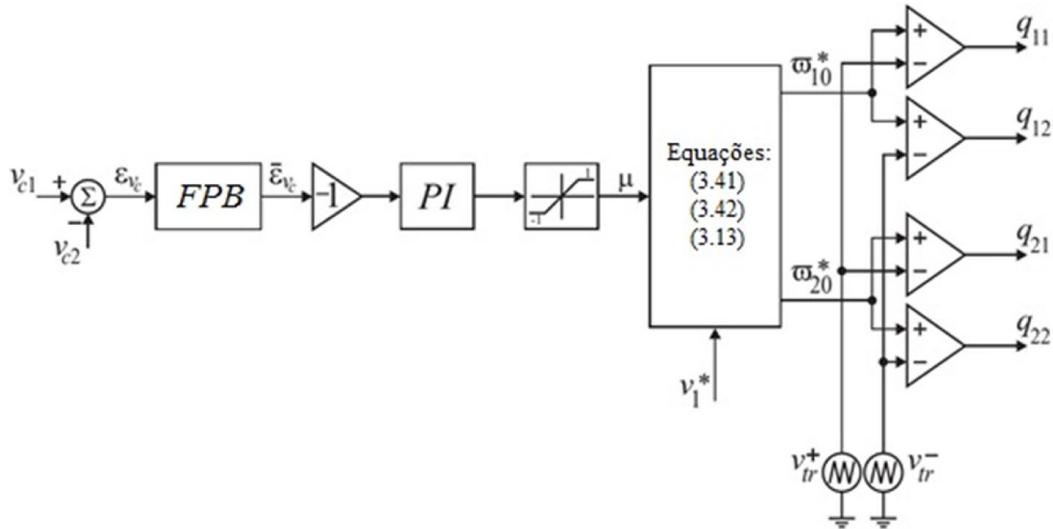


Figura 3.6: Técnica PWM para balancear a tensão nos capacitores.

Para que a técnica funcione corretamente deve-se garantir que a tensão de referência V_l^* permaneça constante, a mesma é gerada através de uma malha de controle descrita na figura 3.7. É calculado o erro entre as tensões do barramento de capacitores de referência e a medida, em seguida um controlador PI atua, injetando uma magnitude de corrente para tentar corrigir esse erro, essa corrente é multiplicada pelo $\cos(\delta_g)$ fazendo com que a corrente i_f^* gerada esteja em fase com a tensão, gerando potência ativa, onde o ângulo δ_g é o ângulo de fase atual da tensão, o qual é extraído através de um PLL. Depois é calculado o erro entre as correntes i_f^* e i_f , que através de um controlador PI determina qual o valor da tensão de referência V_l^* será usado.

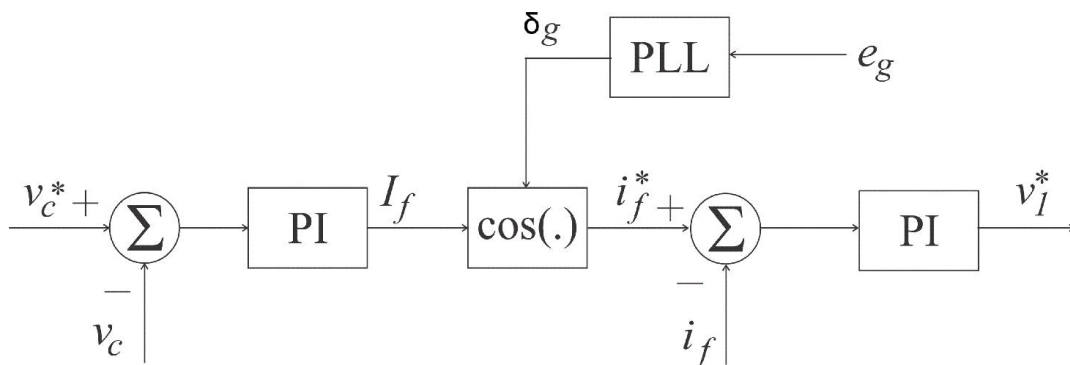


Figura 3.7: Malha de Controle.

3.6 Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas de forma resumida e objetiva, as análises matemáticas que fundamentam a estratégia PWM proposta para solucionar o problema do desbalanceamento da tensão nos capacitores do conversor monofásico multinível com diodo de grampeamento.

Quando ocorre um desbalanceamento na tensão do barramento CC dos capacitores, será injetada uma corrente no ponto neutro do conversor monofásico, com o objetivo de balancear a tensão nos capacitores, como se pode observar na figura 3.5. Permanecendo o fator de distribuição μ atuando com um determinado valor até que a influência externa pare de interferir no circuito.

Capítulo 04

RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

4.1 Introdução

Neste capítulo serão tratados todos os resultados teóricos e simulados, através de gráficos e tabelas, com o objetivo de verificar o funcionamento e comprovar através de simulações a eficácia da técnica PWM para conversores monofásicos de três níveis aqui proposta, com o objetivo de solucionar o problema do desbalanceamento da tensão no barramento de capacitores do circuito.

4.2 Simulações

A estratégia de Modulação por Largura de Pulso (PWM) foi executada no programa simulador PSIM para o Conversor Monofásico, como retificador monofásico controlado por PWM apresentado na figura 4.1. Uma condição de desbalanceamento da tensão dos capacitores é intencionalmente provocada, com a finalidade de submeter o capacitor da parte superior do barramento CC a uma resistência diferente ao da parte inferior, forçando assim um desequilíbrio.

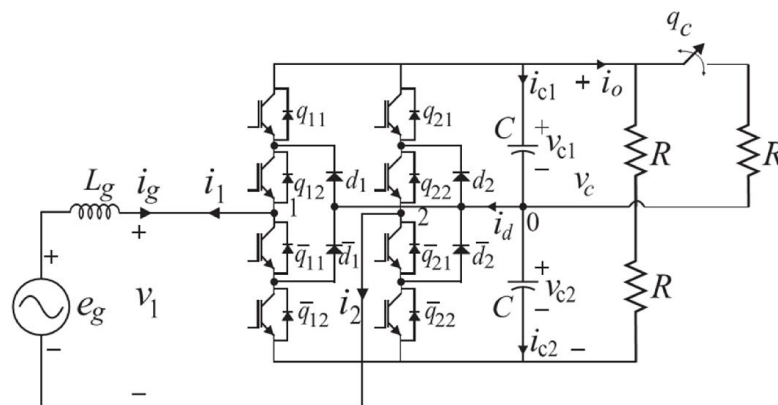


Figura 4.1: Conversor Monofásico

Mesmo que hipoteticamente, condição semelhante de desbalanceamento possa ser causada na prática, por exemplo, através da ocorrência de fortes transitórios, ou ainda, devido ao processo de carga e descarga dos capacitores, estando o circuito alternando o seu funcionamento entre conversor e inversor, isso provocará certo desequilíbrio na carga dos capacitores.

Na figura 4.2 são mostradas as tensões nos capacitores quando a chave q_c da figura 4.1 é fechada, provocando o desbalanceamento da carga no tempo igual a $t = 0.3\text{ s}$, sem a atuação do método de balanceamento proposto. Se nenhuma ação for tomada para corrigir, a tensão no capacitor C_1 continuará decrescendo até atingir zero. Os parâmetros utilizados para esta simulação foram os seguintes: A tensão da rede foi 110 V/60Hz e a tensão de referência no barramento de capacitores foi $v_c^* = 150\text{ V}$.

$$C_1 = C_2 = 8800\mu\text{F}; L_g = 14\text{ mH}; R = 50\Omega$$

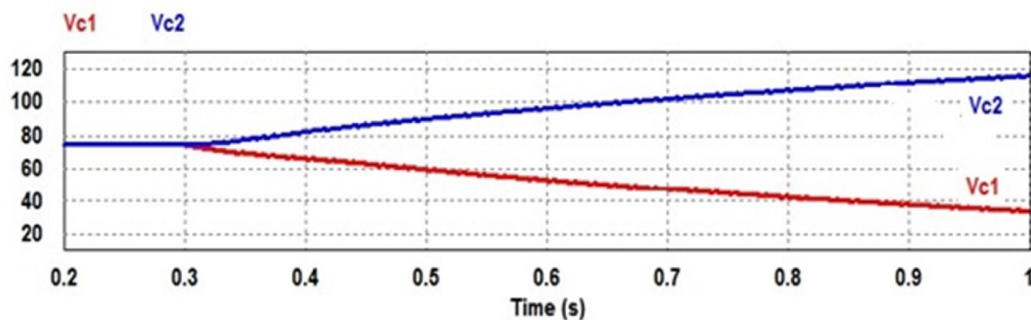


Figura 4.2: Tensões nos capacitores v_{c1} e v_{c2} no conversor monofásico como um retificador controlado por PWM, sem compensação.

Durante o intervalo de $t = 0$ até $t = 0,3\text{ s}$, com a carga simétrica, as tensões nos capacitores estão equilibradas. No instante $t = 0,3\text{ s}$, a chave q_c da figura 4.1 é fechada, causando uma condição de desbalanceamento da carga. Como podemos observar na figura 4.2, a tensão no capacitor v_{c1} começa a diminuir, e a tensão no capacitor v_{c2} aumenta, uma vez que a soma das duas tensões deve ser igual à tensão do barramento.

Na figura 4.3 são mostradas algumas linhas de contorno. Para plotar esse gráfico foi usado a equação 3.85. Com um valor de μ positivo apresenta um deslocamento no atual ponto neutro CC negativa, e para um valor de μ negativo apresenta um deslocamento positivo. Além disso, quando $\mu = 0$, não existe correção CC.

Para um dado índice de modulação do deslocamento de CC pode ser alterado com uma mudança no μ . Na figura 3.5 são mostradas quatro situações diferentes do índice de modulação. A condição da equação 3.83 só é possível de existir se $m \leq 1/2$, o que significa um índice de modulação muito baixo. Embora esta não seja uma situação prática isso também é apresentado na figura 3.5.

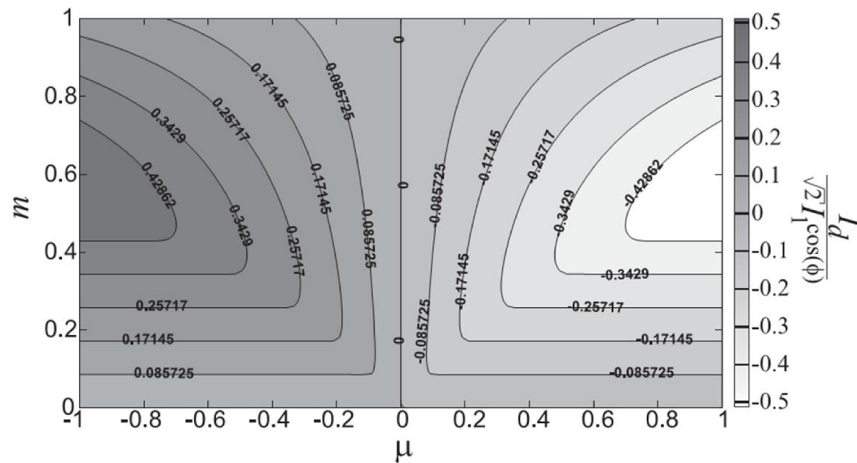


Figura 4.3: Linhas de contorno de $I_d/\sqrt{2}I_1 \cos(\phi)$.

Para o índice de modulação $m = 1$ é possível introduzir uma componente CC de corrente no ponto neutro com aproximadamente 22% de I_d . Para um índice de modulação menor, esse valor é ainda maior. Então, mesmo em condições de elevado desequilíbrio, o fator de distribuição μ pode ser adequadamente escolhido para equilibrar as tensões dos capacitores.

Na figura 4.4 são apresentadas as tensões nos capacitores v_{c1} e v_{c2} , as quais sofrem uma alteração em função do desequilíbrio da carga, provocado propositalmente com o fechamento da chave q_c da figura 3.2, e que devido à atuação da estratégia PWM proposta, a mesma logo volta a atingir o equilíbrio.

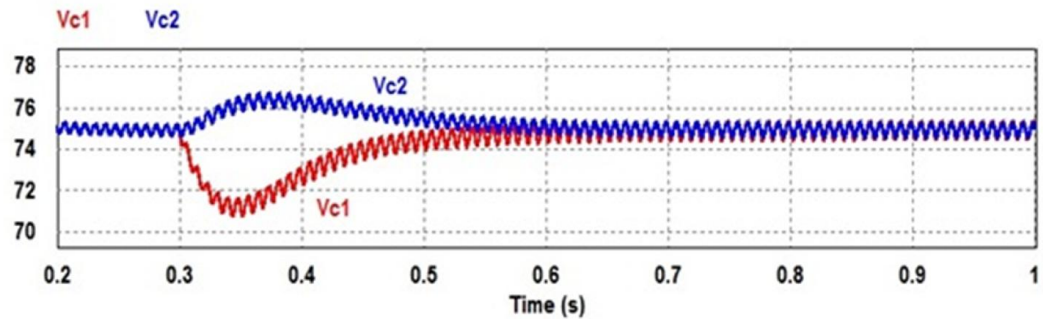


Figura 4.4: Tensões nos capacitores do barramento com a atuação da estratégia PWM.

A figura 4.5 apresenta a tensão de referência v_c^* e a tensão medida v_c no capacitor. Com a carga simétrica, o circuito apresenta um comportamento esperado, ou seja, a tensão medida é igual à de referência. Quando o desbalanceamento da carga é provocado no circuito, ocorre um desequilíbrio nas tensões, que até 0,3 s é logo corrigido pela atuação da técnica PWM proposta.

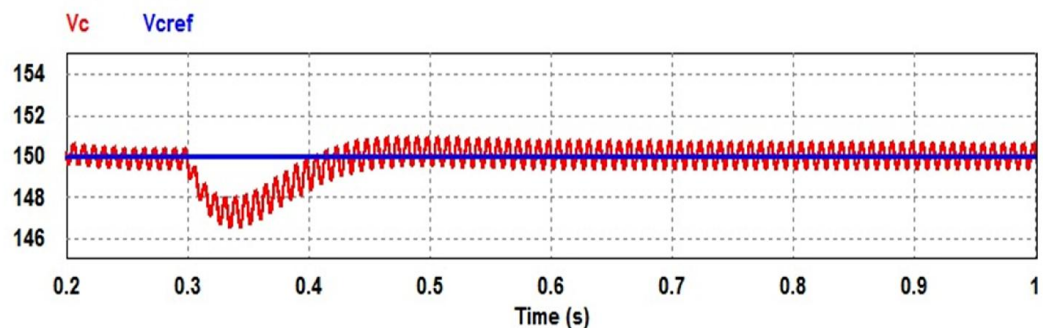


Figura 4.5: Comparação das tensões desejada e a medida no capacitor.

Na figura 4.6 é mostrado o comportamento do erro da tensão nos capacitores do barramento provocado pelo desbalanceamento da carga. De acordo com a figura, verifica-se que ocorre um erro pequeno, sendo o mesmo imediatamente corrigido pela atuação da estratégia PWM proposta.

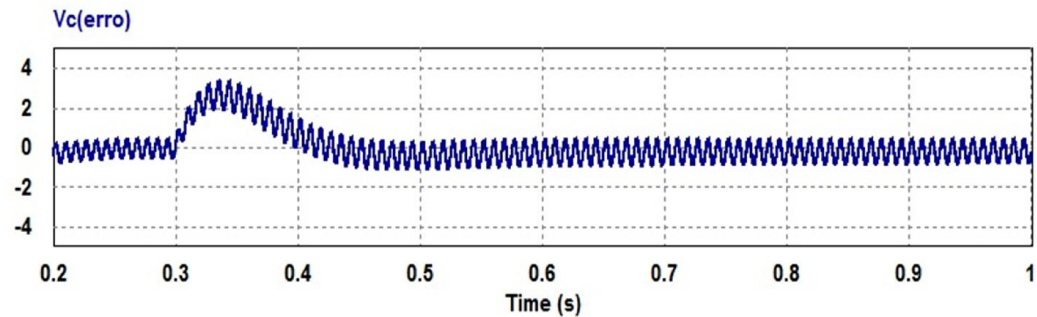


Figura 4.6: Erro da tensão V_c .

A figura 4.7 mostra o comportamento de μ com a atuação da estratégia PWM, em 0.3 s quando acontece o desbalanceamento das tensões, ocorre uma variação de μ para tentar corrigi-las, após ocorrer o equilíbrio das tensões, observa-se que o μ permaneceu em aproximadamente 0.5, isso ocorre porque a carga permanece desbalanceada, e a técnica continua atuando para manter o balanceamento das tensões.

Com uma carga balanceada, o μ permanece em zero, que é a situação que ocorre até 0.3 s, podendo ser melhor compreendido na figura 3.5.

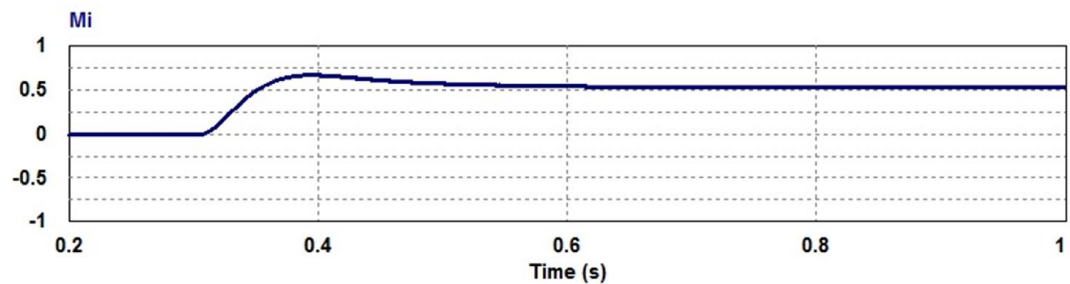


Figura 4.7: Comportamento de μ .

A tensão de fase (tensão de linha) para o conversor de três níveis é apresentada na figura 4.8, de acordo com a equação 2.1, reescrita a seguir: $k = 2n - 1$, onde n representa o número de níveis de tensão do conversor e k é o número de níveis da tensão entre fases. Para o nosso caso temos $n = 3$, portanto $k = 5$, de acordo com a figura, quando a condição de balanceamento da tensão nos capacitores é atingida.

Observa-se que a forma de onda está de acordo com o funcionamento da estrutura, e que a tensão no barramento CC está balanceada. Utilizou-se no barramento uma tensão de 150 Volts.

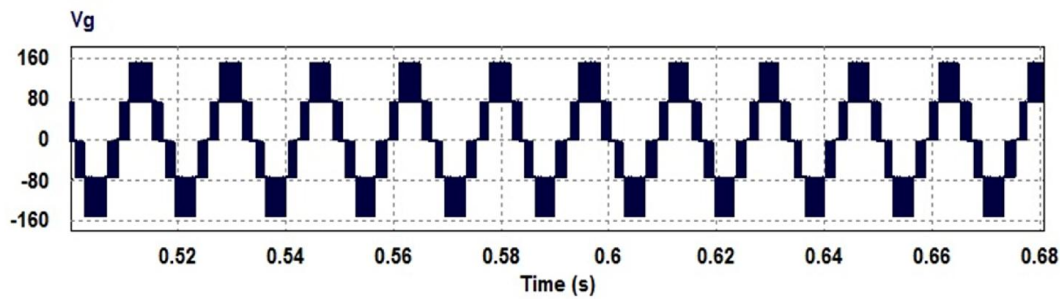


Figura 4.8: Tensão de fase para o conversor de três níveis.

A partir dos resultados apresentados na figura 4.4, pode-se concluir que a equação 3.85 expressa adequadamente a componente CC no ponto neutro. O modulador PWM modificado, o qual permite balancear a tensão nos capacitores.

4.3 Conclusões

Quando um desbalanceamento na carga foi provocado propositalmente, e não houve atuação da estratégia PWM proposta ocorreu o esperado, ou seja, as tensões nos capacitores do barramento CC ficaram totalmente desproporcionais, v_{c2} crescendo até atingir a tensão do barramento, e v_{c1} decrescendo até próximo de zero, podendo isso ser observado na figura 4.2.

No momento em que a estratégia PWM proposta começa a atuar, mesmo sendo provocado um desbalanceamento proporcional da carga, observa-se que há uma tendência imediata de equilibrar as tensões, por meio da injeção de uma corrente no ponto neutro, equilibrando as tensões nos capacitores do barramento, de acordo com a figura 4.4. Permanecendo o desbalanceamento, a estratégia continua atuando para manter o equilíbrio das tensões no barramento, sendo comprovado através do comportamento de μ (mi) na figura 4.7.

Capítulo 05

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 Introdução

Neste capítulo serão apresentados todos os resultados obtidos experimentalmente com a montagem do circuito, por meio de gráficos, cujo objetivo é comprovar o funcionamento da estratégia PWM para conversores monofásicos de três níveis com diodo de grampeamento, apresentados no capítulo anterior, através das simulações.

5.2 Resultados Experimentais

A parte experimental foi executada no laboratório da UFCG em Campina Grande. Para a montagem deste trabalho, utilizou-se o DSP TMS320F28335 da Texas Instruments, o qual foi responsável por executar a parte lógica da técnica PWM proposta, e com relação ao conversor foram utilizados os módulos da SEMIKRON. Para a fonte de acionamento o módulo SKHI PS3, para o driver de acionamento o módulo SKHI 20opA e para o módulo de IGBT o módulo SK50MLI066.

Na montagem do conversor multinível monofásico como retificador e com uma carga resistiva, utilizou-se um barramento CC com 150Volts e resistor de carga de 50 Ω . Na entrada foram usados dois indutores de 7mH um para cada braço do conversor, assim o equivalente é um indutor de filtro de 14mH. A fonte de tensão usada foi a tensão de linha do autotransformador, com valor de 110 Volts rms. Para efetuar as medições, foi utilizado um osciloscópio da Agilent Technologies, série 7000B de 4 canais.

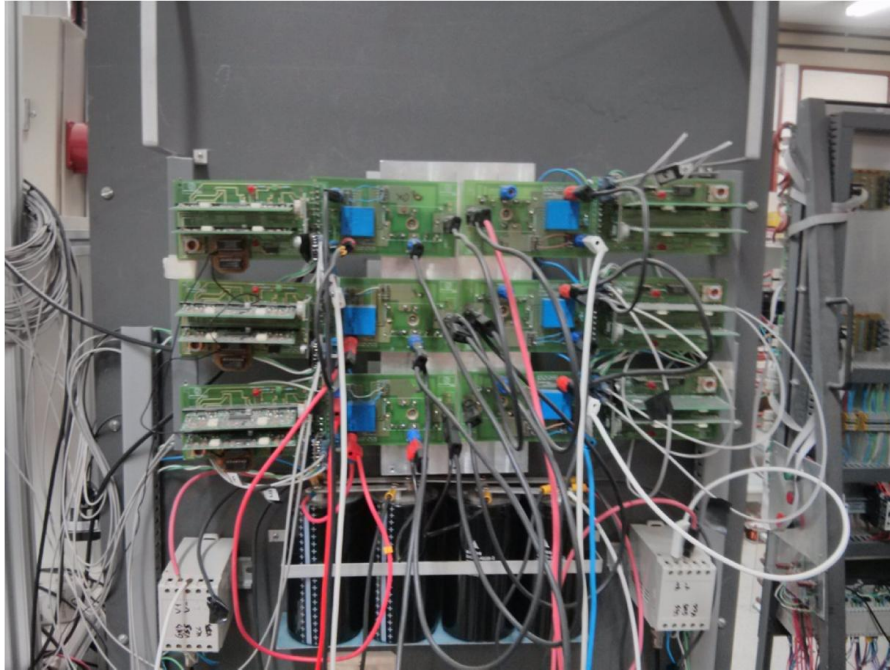


Figura 5.1: Bancada utilizada para o experimento.

A figura 5.2 apresenta as tensões v_{c1} (azul) e v_{c2} (vermelho) para a condição provocada de uma carga desbalanceada, e sem a atuação da técnica PWM proposta. Neste caso, a tensão v_{c1} tende a zero, e a tensão v_{c2} cresce até algo em torno de v_c . O gráfico também mostra o comportamento da tensão de rede (amarela) e a corrente de rede (verde).

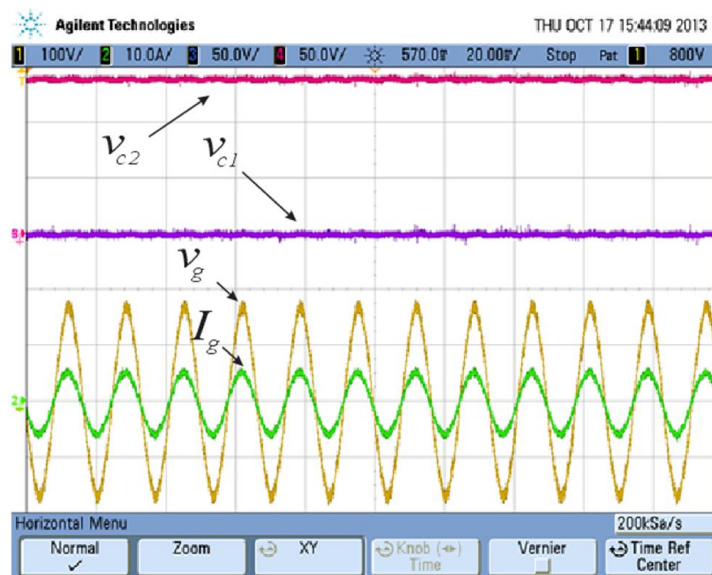


Figura 5.2: Tensão nos capacitores com carga desbalanceada.

Então, para um conversor funcionando, sem uma técnica eficiente de balanceamento da tensão do barramento CC, fica muito vulnerável. De maneira que, ocorrendo um desbalanceamento por qualquer motivo, comprometerá o correto funcionamento do circuito, como mostrado na figura.

Na figura 5.3, estão representadas as mesmas medições apresentadas na figura 5.2, porém com a diferença de que a técnica PWM proposta estava atuando, de maneira que temos as tensões v_{c1} e v_{c2} completamente balanceadas, em torno de 75 Volts, situação desejada para o perfeito funcionamento do conversor multinível.

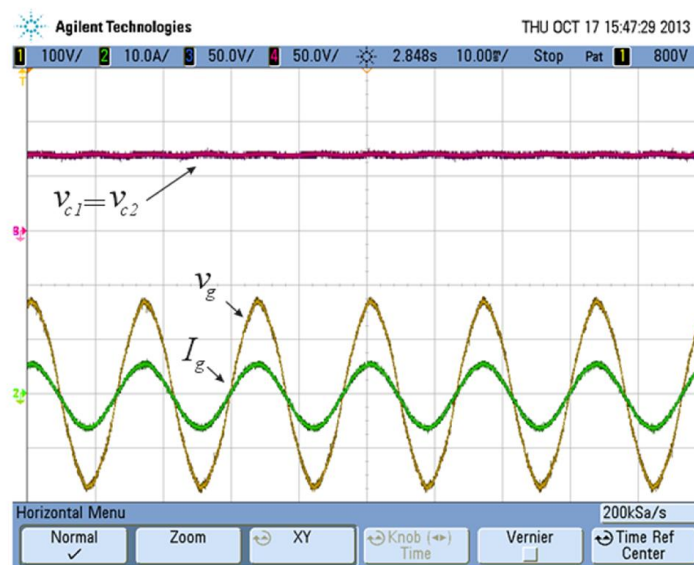


Figura 5.3: Tensão nos capacitores com carga balanceada e atuação da técnica PWM.

O instante de transição entre desbalanceamento e o balanceamento da tensão no barramento de capacitores é mostrado na figura 5.4, onde o tempo para ocorrer a estabilização é de aproximadamente 0.3s, uma vez que a atuação da técnica PWM começa em $t = 0.3s$, e a estabilização se dá em aproximadamente $t = 0.6s$ devido à atuação da técnica PWM proposta.

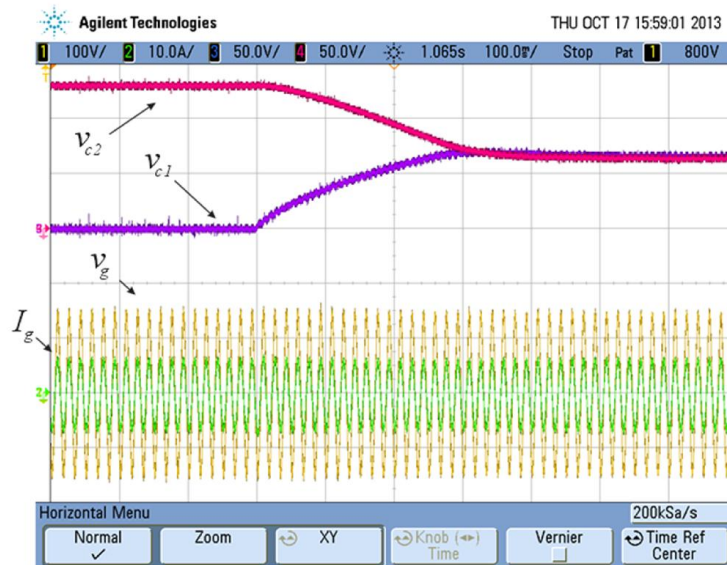


Figura 5.4: Atuação da técnica PWM.

A figura 5.5 apresenta a tensão entre fases, ou tensão de linha (marrom), a qual corresponde a um sinal modulado produzido pelo conversor, quando as tensões no barramento de capacitores estão balanceadas. A tensão entre fases (tensão de linha) para o conversor de três níveis, de acordo com a equação 2.1, é dada por $k = 2n - 1$, onde n representa o número de níveis do conversor e k é o número de níveis da tensão entre fases. Para o nosso caso temos $n = 3$, portanto $k = 5$, de acordo com a figura, temos realmente 5 níveis de tensão. Comprovando o resultado da simulação.

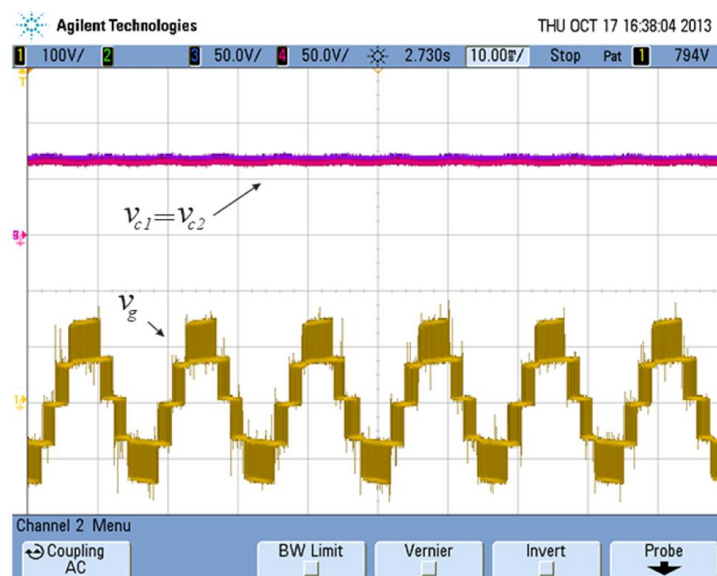


Figura 5.5: Tensão entre fases com barramento CC balanceado.

Na figura 5.5 quando é aplicada uma filtragem que minimiza as componentes de alta frequência e permite a passagem apenas da componente de baixa frequência, obtém-se exatamente uma senóide. A obtenção de uma onda senoidal que recupere a onda de referência é facilitada pela forma do espectro. Após a componente espectral relativa à referência, aparecem componentes nas vizinhanças da frequência de chaveamento. Ou seja, um filtro passa baixas com frequência de corte acima e 60 Hz é perfeitamente capaz de produzir uma atenuação bastante efetiva em componentes na faixa de kHz.

5.3 Conclusões

Neste capítulo comprovou-se, através da montagem experimental, que os resultados práticos obtidos foram bastante satisfatórios, se comparados com os resultados das simulações efetuadas no capítulo anterior, dessa maneira, foi possível comprovar a eficácia da estratégia PWM no controle da tensão no barramento CC, quando ocorre um desbalanceamento.

Mesmo permanecendo a interferência externa que provoca o desbalanceamento das tensões nos capacitores, o circuito permanece funcionando corretamente através da introdução de uma componente de corrente contínua no ponto neutro pelo fator de distribuição μ .

Capítulo 6

CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

6.1 Conclusões

Esta dissertação estudou uma estratégia de modulação PWM com o objetivo de equilibrar as tensões nos capacitores do barramento CC para conversores monofásicos de três níveis com diodo de grampeamento. Através de um conjunto de equações foi mostrado que quando o fator de distribuição μ é escolhido de maneira apropriada, uma componente CC de corrente é introduzida no ponto neutro, permitindo assim, equilibrar as tensões nos capacitores.

Em outro momento o experimento foi montado, e através do seu funcionamento foi comprovada a eficácia da estratégia PWM proposta, onde os resultados práticos confirmaram os resultados simulados, ratificando assim a eficácia da técnica de modulação PWM aqui apresentada.

O algoritmo para a estratégia PWM estudada foi totalmente descrito. Mostrando-se eficaz tanto no controle de corrente quanto no controle de tensão, quando foi provocado um desbalanceamento na tensão no barramento de capacitores, apresentando como características a sua fácil implementação e a não utilização de circuitos auxiliares.

A estratégia PWM proposta mostrou-se eficiente no controle da tensão do barramento dos capacitores do conversor multinível com diodo de grampeamento, e não teve a necessidade de acrescentar circuitos adicionais como proposto por (Stala, 2011), (Boora *et al.*, 2010) e (Ceballos *et al.*, 2011). Tal acréscimo, além de provocar mais perdas no circuito, também encareceu o projeto.

Neste trabalho foram citadas as três categorias de conversores mais conhecidas na literatura, que são as topologias: com diodo de grampeamento, com capacitor de grampeamento e os conversores em cascata, com seus respectivos circuitos de potência, e princípios de funcionamento. A abordagem nas topologias dos conversores multiníveis concentrou-se principalmente nos conversores de três níveis, e foi possível observar que cada vez mais os mesmos vêm se tornando opções extremamente atrativas e ampliando seus ramos de atuação nas aplicações, tanto em sistemas de média e alta tensão quanto no setor industrial.

Um dos principais fatores que vêm impulsionando maior interesse nestas topologias é o desenvolvimento de semicondutores que suportem maiores magnitudes de tensão, a fabricação de módulos integrados por parte da indústria, contendo os braços dos conversores e também frequências de chaveamento elevadas.

Os conversores multiníveis quando comparados com os de dois níveis são uma opção competitiva e vantajosa para as médias e altas tensões, mostrando-se capazes de suportar maiores tensões, frequências de comutação superiores e obter um espectro harmônico melhor. Apresentam vantagens de que mesmo operando com baixas

frequências de chaveamento e nível de potência reduzido, é possível conseguir altas potências através da associação série ou paralelo de células.

Os conversores NPC são mais populares e possuem a limitação do número de diodos aumentarem muito com o aumento do número de níveis. Os conversores com capacitores grampeados não possuem a limitação do número de diodos, mas com o aumento do número de níveis o número de capacitores aumenta, assim como, a complexidade do controlador que comanda os disparos das chaves semicondutoras.

6.2 Trabalhos Futuros

Como proposta para continuação dos estudos iniciados neste trabalho é sugerido uma ampliação da técnica PWM para balancear a tensão nos capacitores do barramento em conversores monofásicos de três níveis com diodo de grampeamento aqui estudada para conversores trifásicos.

Referências Bibliográficas

Alepuz, S., Busquets-Monge, S., Bordonau, J., Gago, J., González, D., & Balcells, J. (2006). Interfacing renewable energy sources to the utility grid using a three-level inverter. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 53(5), 1504-1511.

Baoming, G., & Peng, F. Z. (2008). An effective control technique for medium-voltage high power induction motor drives. In *Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE* (pp. 3195-3200). IEEE.

Barros, L. M.(2011), Estudo das estratégias de modulação para conversores três níveis do tipo NPC, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Campina Grande, Departamento de Engenharia Elétrica, Paraíba, Brasil.

Boora, A. A., Nami, A., Zare, F., Ghosh, A., & Blaabjerg, F. (2010). Voltage-sharing converter to supply single-phase asymmetrical four-level diode-clamped inverter with high power factor loads. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 25(10), 2507-2520.

Boylestad, R. L., Nashelsky L.(1997). *Eletrônica: Teoria e Circuitos*, 6ª Edição, São Paulo, Editora Pearson Education.

Ceballos, S., Pou, J., Zaragoza, J., Robles, E., Villate, J. L., & Martín, J. L. (2011). Fault-tolerant neutral-point-clamped converter solutions based on including a fourth resonant leg. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 58(6), 2293-2303.

Chen, W., Zou, Y., & Xu, L. (2008, April). Direct power control for Neutral-point-clamped three-level PWM rectifier. In *Industrial Technology, 2008. ICIT 2008. IEEE International Conference on* (pp. 1-6). IEEE.

Chio, U. M., Lee, H. H. & Lee, K. B.(2013), Single neutral-point voltage control for three-level inverters using a discontinuous pulse width modulation, *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 28, nº 2, pp. 434-443.

Soares de Freitas, I., Jacobina, C. B., da Silva, E. R. C., & Oliveira, T. M. (2010). Single-phase AC–DC–AC three-level three-leg converter. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 57(12), 4075-4084.

Soares de Freitas, I. (2007), *Sistemas Estáticos de Conversão CA/CC: com Barramento CC e Número Reduzido de Componentes*, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Campina Grande, Paraíba, Brasil.

Soares de Oliveira, A. (2005), *Estratégia generalizada de modulação por largura de pulso para inversores multinúveis*, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Campina Grande, Departamento de Engenharia Elétrica, Paraíba, Brasil.

Enjeti, P. N., Rahman, A., & Jakkli, R. (1993). Economic single-phase to three-phase converter topologies for fixed and variable frequency output. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 8(3), 329-335.

- Giaretta, A. R.(2009), Análise de Propostas de Estratégias de Controle para algumas topologias de multiconversores monofásicos, Dissertação de Mestrado, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo.
- Grigoletto, F. B.(2009), Contribuição ao Estudo de Estratégias de Modulação Aplicadas a Conversores Multiníveis com Diodos de Grampeamento, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, Rio Grande do Sul, Brasil.
- Kouro, S., Malinowski, M., Gopakumar, K., Pou, J., Franquelo, L. G., Wu, B., ... & Leon, J. I. (2010). Recent advances and industrial applications of multilevel converters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 57(8), 2553-2580.
- Lai, J. S., & Peng, F. Z. (1996). Multilevel converters-a new breed of power converters. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 32(3), 509-517.
- Maheshwari, R., Munk-Nielsen, S., & Busquets-Monge, S. (2013). Design of neutral-point voltage controller of a three-level NPC inverter with small DC-link capacitors. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 60(5), 1861-1871.
- Maheshwari, R., Munk-Nielsen, S., & Busquets-Monge, S. (2011, September). Neutral-point current modeling and control for Neutral-Point Clamped three-level converter drive with small DC-link capacitors. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE* (pp. 2087-2094). IEEE.
- Marchesoni, M., Mazzucchelli, M., & Tenconi, S. (1988, April). A non conventional power converter for plasma stabilization. In *Power Electronics Specialists Conference, 1988. PESC'88 Record., 19th Annual IEEE* (pp. 122-129). IEEE.
- Messaif, I., Berkouk, E. M., & Saadia, N. (2007, December). Ripple reduction in DTC drives by using a three-level NPC VSI. In *Electronics, Circuits and Systems, 2007. ICECS 2007. 14th IEEE International Conference on* (pp. 1179-1182). IEEE.
- Nabae, A., Takahashi, I., & Akagi, H. (1981). A new neutral-point-clamped PWM inverter. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, (5), 518-523.
- Pereira, I. F. B. F.(2008), Projetar, Simular e Implementar um Inversor Multinível, Dissertação de Mestrado, Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Portugal.
- Pinto, A. F. C.(2009), Conversor DC-AC monofásico para sistemas fotovoltaicos, Dissertação de Mestrado, Instituto Superior Técnico – Universidade Técnica de Lisboa.
- Portillo, R. C., Prats, M. M., Leon, J. I., Sanchez, J. A., Carrasco, J. M., Galvan, E., & Franquelo, L. G. (2006). Modeling strategy for back-to-back three-level converters applied to high-power wind turbines. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 53(5), 1483-1491.
- Pou, J., Zaragoza, J., Ceballos, S., Saedifard, M., & Boroyevich, D. (2012). A carrier-based PWM strategy with zero-sequence voltage injection for a three-level neutral-point-clamped converter. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 27(2), 642-651.

Rashid, M. H.(1999), *Eletrônica de Potência – Circuitos dispositivos e aplicações* . 2ª edição , São Paulo: Editora Makron Books.

Rech, C., Grundling, H. A., Hey, H. L. & Pinheiro, H.(2004), Uma metodologia de Projeto Generalizada para Inversores Multiníveis Híbridos, *Revista Controle e Automação*, vol. 15-2.

Rodriguez, J., Lai, J. S., & Peng, F. Z. (2002). Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 49(4), 724-738.

Schweizer, M., Friedli, T., & Kolar, J. W. (2013). Comparative Evaluation of Advanced Three-Phase Three-Level Inverter/Converter Topologies Against Two-Level Systems. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 60(12), 5515-5527.

Silva, F. J. G.(2008), *Estudo do Chaveamento por Vetores Espaciais com Modulação por Largura de Pulso em Conversores Multiníveis*, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE/UFRJ.

Song, W., Feng, X., & Smedley, K. M. (2013). A Carrier-Based PWM Strategy With the Offset Voltage Injection for Single-Phase Three-Level Neutral-Point-Clamped Converters. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 28(3), 1083-1095.

Song, W., Feng, X., & Xiong, C. (2008). A neutral point voltage regulation method with SVPWM control for single-phase three-level NPC converters. In *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC'08*. IEEE (pp. 1-4). IEEE.

Stala, R.(2011). Application of balancing circuit for dc-link voltages balance in a single-phase diode-clamped inverter with two three-level legs, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, nº 9, pp. 4185-4195.

Teichmann, R., & Bernet, S. (2005). A comparison of three-level converters versus two-level converters for low-voltage drives, traction, and utility applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(3), 855-865.

Tekwani, P. N., Kanchan, R. S., Gopakumar, K., & Vezzini, A. (2005). A five-level inverter topology with common-mode voltage elimination for induction motor drives. In *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on* (pp. 10-pp). IEEE.

Teodorescu, R., Blaabjerg, F., Pedersen, J. K.(1999). *Multilevel Converters – A survey*, Proceedings of the 8th European Conference on Power Electronics and Applications.

Tolbert, L., Peng, F.-Z. & Habetler, T.(1999). Multilevel converters for large electric drives, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 35, pp. 36–44.

Welchko, B. A., Beltrao de Rossiter Correa, M., & Lipo, T. A. (2004). A three-level MOSFET inverter for low-power drives. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 51(3), 669-674.

Zhang, S., Ge, Q., & Li, Y. (2008, October). Three-level NPC inverter with IGCT for

high power AC drives. In *Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on* (pp. 1562-1566). IEEE.

Umbría, F., Gordillo, F., Salas, F., & Vázquez, S. (2010). Voltages balance control in three phase three-level NPC rectifiers. In *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on* (pp. 3018-3023). IEEE.

Yingchao, Z., Zhengming, Z., Ting, L., Yongchang, Z., & Liqiang, Y. (2008). A novel control scheme for three-level NPC back-to-back converter. In *Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC'08. IEEE* (pp. 1-5). IEEE.

Yingchao, Z., Zhengming, Z., Ting, L., & Liping, J. (2010). An integrated control method for three-level NPC based PWM rectifier-inverter. In *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2010 2nd IEEE International Symposium on* (pp. 616-620). IEEE.