

Nayara Brandão de Freitas

Conversor CA-CC-CA Monofásico-Monofásico: Modulação PWM e Controle

Campina Grande, Brasil

29 de março de 2015

Nayara Brandão de Freitas

Conversor CA-CC-CA Monofásico-Monofásico: Modulação PWM e Controle

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à Coordenação de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande - Campus de Campina Grande - como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de Graduado em Engenharia Elétrica.

Universidade Federal de Campina Grande - UFCG

Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica

Orientador: Cursino Brandão Jacobina

Campina Grande, Brasil

29 de março de 2015

Nayara Brandão de Freitas

Conversor CA-CC-CA Monofásico-Monofásico: Modulação PWM e Controle

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à Coordenação de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande - Campus de Campina Grande - como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de Graduado em Engenharia Elétrica.

Trabalho aprovado. Campina Grande, Brasil, 06 de março de 2015:

Cursino Brandão Jacobina
Orientador

Professor
Convidado

Campina Grande, Brasil
29 de março de 2015

*À minha família,
por sempre ter investido nos meus sonhos.*

Agradecimentos

Agradeço a Deus por sempre ter me mostrado oportunidades de crescer como pessoa e como profissional.

Agradeço também à minha família por todo o apoio e pelas palavras de encorajamento. Aos meus pais, Teresinha e João Antônio, por terem sempre acreditado no meu potencial. À minha avó Lisete, por ter cuidado do meu bem-estar.

Agradeço ao professor Cursino pelo alto nível da orientação e pela disponibilidade.

Agradeço aos colegas e amigos que me ajudaram durante esse caminho. Em especial, agradeço ao meu namorado Louelson.

*"It's a dangerous business, Frodo, going out your door.
You step onto the road, and if you don't keep your feet,
there's no knowing where you might be swept off to."
(J.R.R. Tolkien, The Lord of the Rings)*

Resumo

Neste trabalho é apresentado e discutido um conversor CA-CC-CA monofásico-monofásico. Ele é composto por dois conversores de três braços conectados em série e com barramentos capacitivos diferentes. Esses conversores funcionam com chaves de potência controladas, i.e., transistores IGBT.

O fato dos dois conversores apresentarem barramentos capacitivos com tensões diferentes aumenta o número de níveis de tensão, contribuindo para reduzir a distorção harmônica e a frequência de chaveamento. Por se tratar de um conversor, o balanceamento da tensão nos barramentos capacitivos é um dos assuntos discutidos neste trabalho.

Um controle em malha fechada é utilizado para controlar o valor médio das tensões nos capacitores. Enquanto isso, para controlar os barramentos individualmente, um controle em histerese combinando a modulação PWM vetorial e uma versão modificada da técnica *Level-Shifted PWM* é utilizado.

Logo, são discutidos e explicados o modelo do sistema, as técnicas PWM escalar, vetorial e *Level-Shifted* utilizadas no chaveamento dos conversores, as estratégias e os diagramas de controle, e por fim é feito o comparativo entre o sistema proposto e o convencional.

Palavras-chave: conversor monofásico-monofásico, conversores estáticos, conversor CA-CC-CA, PWM escalar, PWM vetorial, *Level-Shifted PWM*, controle.

Abstract

In this work, it is presented and discussed a single-phase rectifier-inverter composed of two three-arm converters with unequal DC-links and connected in series. These converters are made with controlled switches, i.e., IGBT transistors.

The fact that these converters present unequal DC-links increases the number of voltage levels and contributes to reduce the harmonic distortion and the switching frequency. The balance of separated DC sources is a problem addressed in this work.

A feedforward controller is used to control the average value of the DC voltages. In order to control the DC-links individually, a hysteresis control combining space-vector PWM and an adapted version of Level-Shifted PWM is applied.

Therefore, it is discussed and explained the system model, scalar, space-vector and Level-Shifted PWM techniques applied on the converters switching, the control strategies and diagrams, and finally it is done the comparative analysis between proposed and conventional systems in terms of cost and quality, taking the simulation results as basis.

Keywords: single-phase converter, static converter, AC/DC/AC converter, scalar PWM, space-vector PWM, Level-Shifted PWM, control.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Topologia de seis braços.	3
Figura 2 – Topologia de três braços.	3
Figura 3 – Circuito equivalente do sistema de seis braços.	5
Figura 4 – Representação gráfica do PWM escalar.	7
Figura 5 – Setores e vetores gerados pelo conversor quando $v_{Ca} = v_{Cb} = E$	9
Figura 6 – Setores e vetores gerados pelo conversor quando $v_{Ca} = E$ e $v_{Cb} = 3v_{Ca}$	9
Figura 7 – Sequência das chaves referente ao exemplo 1.	10
Figura 8 – Vetores de tensão v_{sab}^j e estados das chaves correspondentes.	11
Figura 9 – Representação das portadoras triangulares do <i>Level-Shifted PWM</i>	11
Figura 10 – Representação das portadoras adicionais utilizadas pelo <i>Level-Shifted PWM</i> modificado.	12
Figura 11 – Representação da comparação entre v_{gab}^* e as portadoras triangulares para o exemplo 2.	14
Figura 12 – Diagrama de controle.	16
Figura 13 – Regulação da tensão utilizando histerese.	16
Figura 14 – Tensão v_g gerada pela topologia de três braços ($\mu = 0$) quando $\cos \varphi = 1$	22
Figura 15 – Tensão v_g gerada pela topologia de três braços ($\mu = 0$) quando $\cos \varphi = 0,8$	22
Figura 16 – Tensão v_g gerada pela topologia de três braços ($\mu = 0$) quando $\cos \varphi = 0,6$	23
Figura 17 – Tensão v_g gerada pela topologia de seis braços quando $\cos \varphi = 1$	23
Figura 18 – Tensão v_g gerada pela topologia de seis braços quando $\cos \varphi = 0,8$	24
Figura 19 – Tensão v_g gerada pela topologia de seis braços quando $\cos \varphi = 0,6$	24
Figura 20 – v_{Ca} versus tempo (após $t = 0,05s$, o controle dos barramentos foi ligado).	25
Figura 21 – v_{Cb} versus tempo (após $t = 0,05s$, o controle dos barramentos foi ligado).	25
Figura 22 – Tensão v_l gerada pelo sistema completo quando $\cos \varphi = 0,95$	26

Lista de tabelas

Tabela 1 – Sequência de aplicação dos vetores do exemplo 1.	10
Tabela 2 – Portadoras utilizadas pelo <i>Level-Shifted PWM</i>	11
Tabela 3 – Níveis de tensão e o fluxo de potência correspondente quando a corrente i é positiva.	12
Tabela 4 – Melhores portadoras a serem utilizadas de forma a aumentar ou diminuir P_a	12
Tabela 5 – WTHDs das tensões geradas pela topologia de três braços com $\mu = 0$	19
Tabela 6 – WTHDs das tensões geradas pela topologia de seis braços.	19
Tabela 7 – Perdas da topologia de três braços ($\mu = 0$).	19
Tabela 8 – Perdas da topologia de seis braços.	19
Tabela 9 – Frequência de chaveamento (kHz) dos IGBTs da topologia de três braços ($\mu = 0$).	20
Tabela 10 – Frequência de chaveamento (kHz) dos IGBTs da topologia de seis braços.	20
Tabela 11 – Perdas da topologia de seis braços quando com o mesmo WTHD da topologia de três braços.	20

Lista de abreviaturas e siglas

AC	Corrente Alternada (<i>Alternating current</i>)
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
DC	Corrente Contínua (<i>Direct current</i>)
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada (<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)
PI	Proporcional Integral
PWM	Modulação por Largura de Pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
WTHD	Distorção Harmônica Total Ponderada (<i>Weighted Total Harmonic Distortion</i>)

Lista de símbolos

μ	parâmetro da modulação PWM utilizada pelo conversor de três braços.
q_{s_k}	representa o estado do transistor IGBT superior do braço s_k .
s_k	representa o braço s do conversor k para $s = g, h, l$ e $k = a, b$.
$v_{s_k 0_k}$	tensão de polo do conversor (tensão entre os pontos s_k e 0_k).
0_k	ponto médio do barramento CC k para $k = a, b$.
v_{Ck}	tensão do barramento CC k para $k = a, b$.
v_g	tensão no lado retificador do sistema.
v_l	tensão no lado inversor do sistema.
v_{Ct}	tensão CC total ($v_{Ct} = v_{Ca} + v_{Cb}$).
v_{sab}	tensão auxiliar utilizada nos PWMs escalar e <i>Level-Shifted PWM</i> para $s = g, h, l$.
*	trata-se de uma variável de referência.
v_x	variável de tensão auxiliar dos PWMs escalar e <i>Level-Shifted PWM</i> .
μ_x^*	parâmetro usado na escolha de v_{x^*} .
$v_{x,max}^*$	limite superior da variável de tensão auxiliar de referência v_{x^*} .
$v_{x,min}^*$	limite inferior da variável de tensão auxiliar de referência v_{x^*} .
v_{xs}	variável de tensão auxiliar do PWM escalar para $s = g, h, l$.
$v_{xs,max}^*$	limite superior da variável de tensão auxiliar de referência v_{xs^*} para $s = g, h, l$.
$v_{xs,min}^*$	limite inferior da variável de tensão auxiliar de referência v_{xs^*} para $s = g, h, l$.
μ_{xs}^*	parâmetro usado na escolha de v_{xs^*} para $s = g, h, l$.
E	tensão de referência do barramento v_{Ca} .
$\mathbf{v}n_a n_b$	simboliza o vetor de tensão gerado pelas chaves com estados iguais a n_a e n_b .

n_a	número binário q_{g_a} q_{l_a} q_{h_a} convertido para decimal.
n_b	número binário q_{g_b} q_{l_b} q_{h_b} convertido para decimal.
\mathbf{v}	tensão em cada ponto do plano vetorial $v_g \times v_l$.
T	período de amostragem para a técnica PWM vetorial e período da portadora triangular de alta frequência para as demais técnicas.
\mathbf{v}_d	vértice de um dos setores do plano vetorial $v_g \times v_l$ para $d = 1, 2, 3$.
t_d	tempo de aplicação do vetor \mathbf{v}_d .
i_g	corrente da rede elétrica.
i_l	corrente da carga.
P_a	energia armazenada no barramento CC A.
P_b	energia armazenada no barramento CC B.
v_{Cm}	média das tensões nos barramentos CC ($v_{Cm} = \frac{v_{Ca}}{2} + \frac{v_{Cb}}{2}$).
$v_{\Delta 1}$	portadora triangular que varia entre $\frac{v_{Ca}}{2} + \frac{v_{Cb}}{2}$ e $-\frac{v_{Ca}}{2} + \frac{v_{Cb}}{2}$.
$v_{\Delta 2}$	portadora triangular que varia entre $-\frac{v_{Ca}}{2} + \frac{v_{Cb}}{2}$ e $\frac{v_{Ca}}{2} - \frac{v_{Cb}}{2}$.
$v_{\Delta 3}$	portadora triangular que varia entre $\frac{v_{Ca}}{2} - \frac{v_{Cb}}{2}$ e $-\frac{v_{Ca}}{2} - \frac{v_{Cb}}{2}$.
$v_{\Delta 4}$	portadora triangular que varia entre $\frac{v_{Ca}}{2} + \frac{v_{Cb}}{2}$ e $\frac{v_{Ca}}{2} - \frac{v_{Cb}}{2}$.
$v_{\Delta 5}$	portadora triangular que varia entre $-\frac{v_{Ca}}{2} + \frac{v_{Cb}}{2}$ e $-\frac{v_{Ca}}{2} - \frac{v_{Cb}}{2}$.
R_{Cm}	bloco controlador da tensão v_{Cm} .
I_g^*	amplitude da corrente de referência i_g^* .
e_g	tensão instantânea da rede elétrica.
R_{i_g}	bloco controlador da corrente i_g .
h	passo de cálculo da simulação.
h_{disc}	período da portadora triangular e de discretização dos controladores.
C	capacitância individual dos capacitores dos barramentos A e B.
E_g	magnitude da tensão da rede elétrica.
\hat{E}_g	tensão fasorial da rede elétrica.

f_g	frequência da rede elétrica dada em Hz.
ω_g	frequência angular da rede elétrica dada em rad/s.
R_g	resistência associada à rede elétrica.
$\omega_g L_g$	reatância associada à rede elétrica.
P	potência recebida pela carga.
V_l	magnitude da tensão na carga.
K_{pCm}	ganho proporcional do controlador PI R_{Cm} .
K_{iCm}	ganho integral do controlador PI R_{Cm} .
K_{pi_g}	ganho proporcional do controlador PI modificado R_{i_g} .
K_{ii_g}	ganho integral do controlador PI modificado R_{i_g} .
\hat{V}_l	tensão fasorial na carga.
S_{in}	bloco que sincroniza a corrente i_g à tensão da rede elétrica e_g .
$\cos \varphi$	fator de potência da carga.
$WTHD(\%)$	distorção harmônica total ponderada.
γ_1	componente fundamental da tensão.
γ_u	amplitude do componente harmônico de ordem u da tensão.
N_u	número do harmônico considerado.
f_{ch}	frequência de amostragem das técnicas PWM.
f_{q_s}	frequência de chaveamento do transistor IGBT superior do braço s (topologia de três braços) para $s = g, h, l$.
$f_{q_{sk}}$	frequência de chaveamento do transistor IGBT superior do braço s_k (topologia de seis braços) para $s = g, h, l$ e $k = a, b$.
t	tempo atual da simulação.

Sumário

1	INTRODUÇÃO	1
2	MODELO DO SISTEMA	4
3	ESTRATÉGIAS PWM	6
3.1	PWM Escalar	6
3.2	PWM Vetorial	8
3.2.1	Exemplo 1	8
3.3	<i>Level-Shifted PWM</i>	10
3.4	<i>Level-Shifted PWM Modificado</i>	11
3.4.1	Exemplo 2	13
4	ESTRATÉGIAS DE CONTROLE	15
5	RESULTADOS E DISCUSSÕES	17
5.1	Resultados do PWM Vetorial com Fontes Ideais	18
5.1.1	Análise do WTHD	18
5.1.2	Análise das Perdas nos IGBTs	19
5.2	Resultados do Controle	21
5.3	Figuras das simulações	21
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	27
	Referências	29

1 Introdução

A Eletrônica de Potência é um ramo da Engenharia Elétrica voltado para o processamento e o controle de energia por meios estáticos considerando a forma em que está disponível na entrada e a forma em que é desejada na saída. Conversores estáticos são circuitos de Eletrônica de Potência que controlam o valor e a forma de onda da saída utilizando uma sequência de comutações de chaves semicondutoras de potência. Atualmente os conversores estáticos encontram as mais diversas aplicações, tais como fontes chaveadas, inversores de frequência, retificadores, filtros ativos de potência e sistemas de acionamento de máquinas elétricas.

De forma a gerar formas de onda de tensão e de corrente com baixa distorção harmônica, conversores podem ser associados em série ou paralelo. Essas topologias são chamadas multinível e multifase, respectivamente, sendo também utilizadas visando superar as limitações de tensão e de corrente dos conversores utilizados em sistemas de alta potência e média tensão.

Conversores multiníveis geram tensões com mais de dois níveis, ao contrário das topologias convencionais, e essa é a razão pela qual as tensões geradas pelos mesmos destacam-se por apresentar baixas distorções harmônicas. Altas tensões podem ser sintetizadas utilizando barramentos capacitivos com menores tensões e chaves de potência controladas projetadas para níveis mais baixos de tensão e de potência. Esses aspectos dos conversores multiníveis são discutidos em [10, 5, 9] e são algumas das razões pelas quais esses conversores são altamente utilizados em aplicações para altas potências.

Uma das limitações dos conversores multiníveis é o desbalanceamento das tensões entre diferentes níveis. Existem diversos modos de implementar o balanceamento das tensões e esses conversores podem ser classificados basicamente em três topologias: *diode-clamped*, capacitor flutuante (*flying-capacitor*) e inversor em cascata com barramentos capacitivos separados [8]. Os três métodos de modulação multinível mais discutidos na literatura incluem: modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation* - PWM) multinível baseado em portadora, PWM vetorial multinível e eliminação seletiva de harmônicos. Uma das extensões do PWM multinível baseado em portadora é o *Level-Shifted PWM* [1].

Esse trabalho apresenta a mesma topologia proposta em [3] e discutida em [7] composta por dois conversores de três braços conectados em série (designada aqui como a topologia de seis braços e que pode ser vista na figura 1). Nos trabalhos anteriores, a topologia de seis braços utilizou barramentos capacitivos (barramentos CC) com tensões iguais e foram discutidas as técnicas de modulação PWM semi-senoidal e escalar. Já

neste trabalho, a topologia de seis braços utiliza barramentos CC com tensões distintas e a modulação PWM vetorial (*space-vector PWM*) é discutida.

A operação com barramentos capacitivos com tensões diferentes aumenta o número de níveis de tensão, contribuindo para uma menor distorção harmônica, porém favorecendo o desbalanceamento entre os mesmos. Um controle em malha fechada é utilizado para controlar o valor médio das duas tensões CC e, para controlá-las individualmente, um controle em histerese combinando a modulação PWM vetorial e uma versão adaptada da técnica *Level-Shifted PWM* é utilizado.

A topologia de seis braços é comparada com a topologia apresentada em [4] (denotada nesse trabalho como a topologia de três braços e que é apresentada na figura 2) utilizando o método PWM *Variable Shared-Leg Voltage* com o parâmetro $\mu = 0$. Comparada a essa topologia, o sistema de seis braços permite diminuir: 1) a tensão e o potência processada pelas chaves de potência controladas; 2) a distorção harmônica total (com ambas as topologias com a mesma frequência de amostragem) e 3) as perdas totais e por chaveamento.

Embora haja um aumento no número de transistores bipolares de porta isolada (*Insulated Gate Bipolar Transistors* - IGBTs), eles processam menos potência, sendo mais baratos do que os utilizados na topologia de três braços. Isso também é importante no caso das aplicações de alta potência, quando transistores IGBT projetados para altas tensões e potências podem não estar disponíveis comercialmente. O conversor de três braços é utilizado como base na realização de comparações para avaliar a performance da configuração de seis braços.

Esse trabalho é dividido em quatro capítulos. O primeiro apresenta o modelo do sistema tratado durante o trabalho. O segundo capítulo trata das estratégias PWM que podem ser utilizadas no chaveamento do conversor. O terceiro trata das estratégias de controle adotadas para controlar os barramentos capacitivos dos conversores e fazer com que a potência entregue pela rede elétrica seja igual a potência consumida pela carga. No quarto e último são apresentados e analisados os resultados de simulação obtidos.

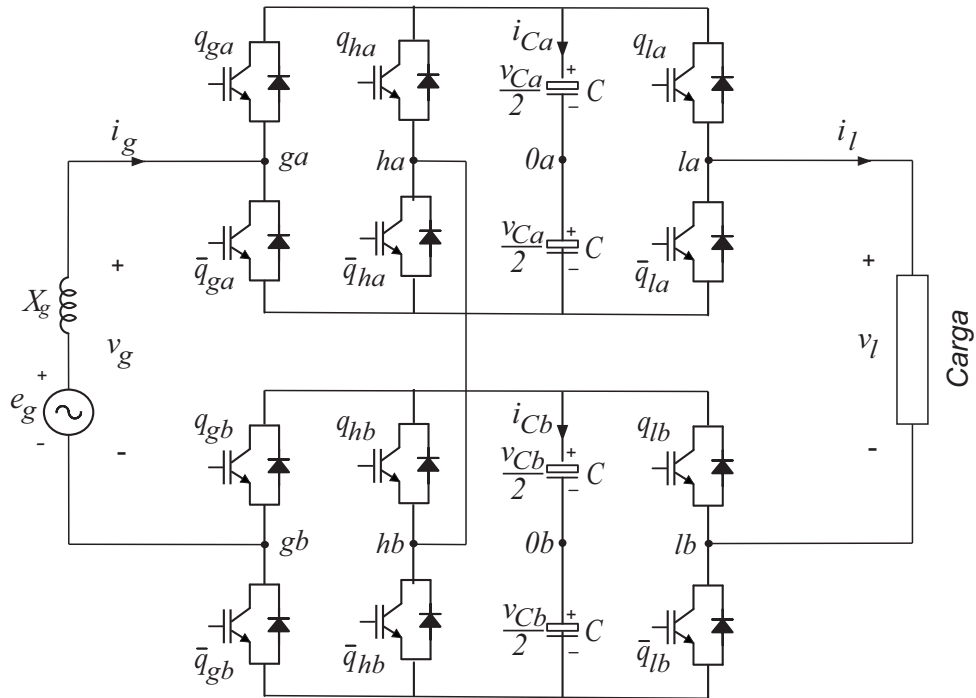


Figura 1 – Topologia de seis braços.

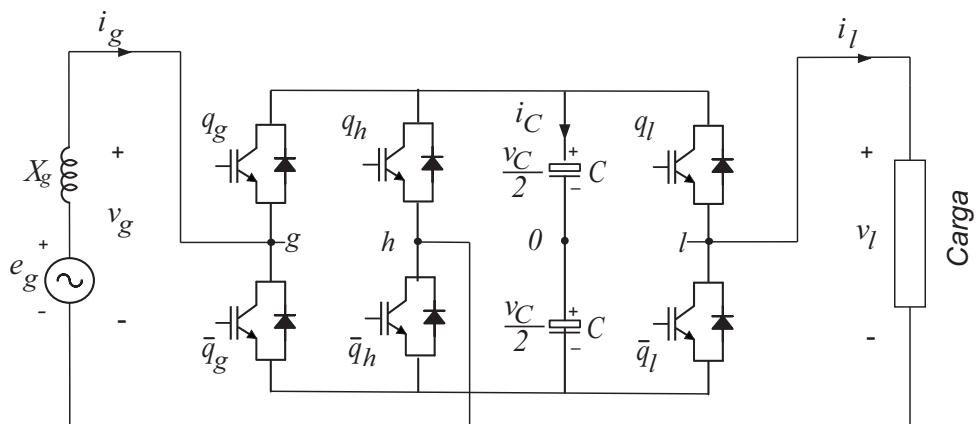


Figura 2 – Topologia de três braços.

2 Modelo do Sistema

Nesse capítulo é apresentado o modelo da configuração proposta. A topologia de seis braços é composta por dois conversores de três braços em série. Os braços ha e hb são conectados juntos de forma a serem compartilhados pelos lados inversor e retificador.

Os lados retificadores de ambos os conversores estão em série e em paralelo com a fonte de tensão. Já as porções inversoras de ambos os conversores estão em série e, então, em paralelo com a carga. Isso pode ser visto claramente na figura 3, onde o circuito equivalente do sistema é apresentado.

Considere que q_{s_k} representa o estado do transistor IGBT superior do braço s_k . O IGBT está ligado quando $q_{s_k} = 1$ e desligado quando $q_{s_k} = 0$. Então, as tensões de polo podem ser calculadas por

$$v_{s_k 0_k} = (2q_{s_k} - 1) \frac{v_{Ck}}{2} \quad (2.1)$$

onde a tensão de polo do conversor $v_{s_k 0_k}$ é a tensão entre o ponto s_k e o ponto médio do barramento CC (ponto 0_k), v_{Ck} é a tensão do barramento CC k , $s = g, h, l$ e $k = a, b$.

Quando as máximas amplitudes de v_g e v_l são 1 pu e a tensão CC total $v_{Ct} = v_{C_a} + v_{C_b}$ também é igual a 1 pu, v_g e v_l podem ter uma diferença de fase de até 60° desde que possuam a mesma frequência. Analisando a figura 3, as tensões v_g e v_l podem ser escritas em função das tensões de polo.

$$v_g = v_{g_a 0_a} - v_{g_b 0_b} - v_{h_a 0_a} + v_{h_b 0_b} \quad (2.2)$$

$$v_l = v_{l_a 0_a} - v_{l_b 0_b} - v_{h_a 0_a} + v_{h_b 0_b} \quad (2.3)$$

As tensões de polo definem as variáveis de (2.4) a (2.6).

$$v_{g_{ab}} = v_{g_a 0_a} - v_{g_b 0_b} \quad (2.4)$$

$$v_{l_{ab}} = v_{l_a 0_a} - v_{l_b 0_b} \quad (2.5)$$

$$v_{h_{ab}} = v_{h_a 0_a} - v_{h_b 0_b} \quad (2.6)$$

As tensões v_g and v_l também podem ser escritas em função das variáveis de (2.4) a (2.6).

$$v_g = v_{g_{ab}} - v_{h_{ab}} \quad (2.7)$$

$$v_l = v_{l_{ab}} - v_{h_{ab}} \tag{2.8}$$

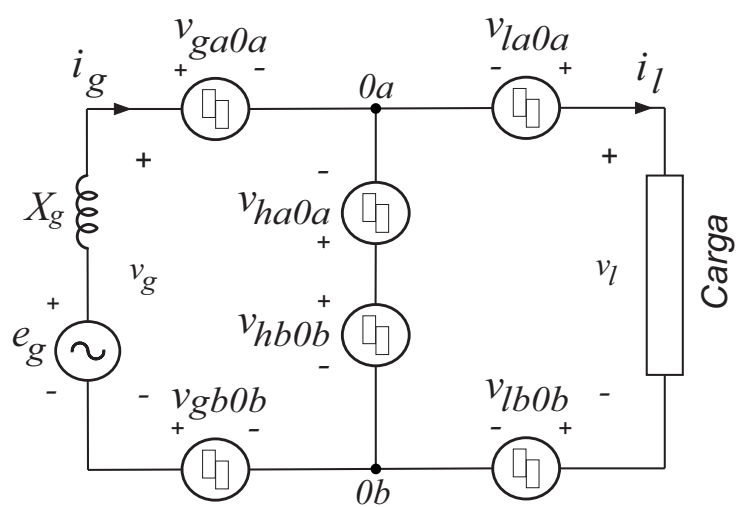


Figura 3 – Circuito equivalente do sistema de seis braços.

3 Estratégias PWM

Neste capítulo são descritas as estratégias PWM utilizadas para realizar o chaveamento dos conversores. São apresentados três métodos de modulação: PWM escalar (*scalar PWM*), PWM vetorial, *Level-Shifted PWM* e *Level-Shifted PWM* modificado.

3.1 PWM Escalar

A partir deste ponto do trabalho, o símbolo (*) significa que a variável é de referência. O sistema de controle define duas tensões de referência independentes v_g^* e v_l^* a serem geradas pelo conversor. As seis tensões de polo são determinadas a partir dessas duas tensões de referência. Portanto, quatro variáveis auxiliares, denominadas v_x^* , v_{xg}^* , v_{xl}^* e v_{xh}^* , devem ser introduzidas.

Pode ser escrito, a partir de (2.7) e (2.8), que

$$v_{gab}^* = v_g^* + v_x^* \quad (3.1)$$

$$v_{lab}^* = v_l^* + v_x^* \quad (3.2)$$

$$v_{hab}^* = v_x^* \quad (3.3)$$

tal que os valores máximos e mínimos de v_x^* são

$$v_{x,max}^* = \frac{v_{Ca}^*}{2} + \frac{v_{Cb}^*}{2} - \max\{v_g^*, v_l^*, 0\} \quad (3.4)$$

$$v_{x,min}^* = -\frac{v_{Ca}^*}{2} - \frac{v_{Cb}^*}{2} - \min\{v_g^*, v_l^*, 0\} \quad (3.5)$$

onde v_{Ca}^* e v_{Cb}^* são as tensões de referência nos barramentos CC.

De forma a normalizar a escolha das variáveis auxiliares e a satisfazer seus limites, o parâmetro μ_x^* ($0 \leq \mu_x^* \leq 1$) pode ser introduzido, tal que

$$v_x^* = \mu_x^* v_{x,max}^* + (1 - \mu_x^*) v_{x,min}^* \quad (3.6)$$

Após a seleção do valor de μ_x^* , a variável auxiliar v_x^* é calculada. A partir de v_x^* , v_{gab}^* , v_{lab}^* e v_{hab}^* são determinados utilizando (3.1) a (3.3).

A partir das variáveis auxiliares v_{xs}^* , pode ser escrito que

$$v_{sa0a}^* = \frac{v_{sab}^*}{2} + v_{xs}^* \quad (3.7)$$

$$v_{s_b0_b}^* = -\frac{v_{s_{ab}}^*}{2} + v_{x_s}^* \quad (3.8)$$

onde $v_{x_s,max}^*$ e $v_{x_s,min}^*$ são dados por

$$v_{x_s,max}^* = \min \left\{ \frac{v_{C_a}^*}{2} - \frac{v_{s_{ab}}^*}{2}, \frac{v_{C_b}^*}{2} + \frac{v_{s_{ab}}^*}{2} \right\} \quad (3.9)$$

$$v_{x_s,min}^* = \max \left\{ -\frac{v_{C_a}^*}{2} - \frac{v_{s_{ab}}^*}{2}, -\frac{v_{C_b}^*}{2} + \frac{v_{s_{ab}}^*}{2} \right\} \quad (3.10)$$

As tensões $v_{x_s}^*$ podem ser calculadas utilizando $0 \leq \mu_{x_s}^* \leq 1$ por meio de

$$v_{x_s}^* = \mu_{x_s}^* v_{x_s,max}^* + (1 - \mu_{x_s}^*) v_{x_s,min}^*. \quad (3.11)$$

Note que, quando $\mu_{x_s}^* = 1$ ou $\mu_{x_s}^* = 0$, um dos braços opera com frequência de chaveamento igual a zero. Por outro lado, uma operação com $\mu_{x_s}^* = 0,5$ gera pulsos de tensão centralizados dentro do período de amostragem.

Dado $v_{x_s}^*$, as tensões de polo $v_{s_k0_k}^*$ são determinadas a partir de (3.7) e (3.8). Os sinais utilizados para operar as chaves são obtidos comparando as tensões de polo com uma onda triangular de alta frequência e a figura 4 mostra como essa comparação é feita (considera-se que $v_{C_b} = 3v_{C_a}$).

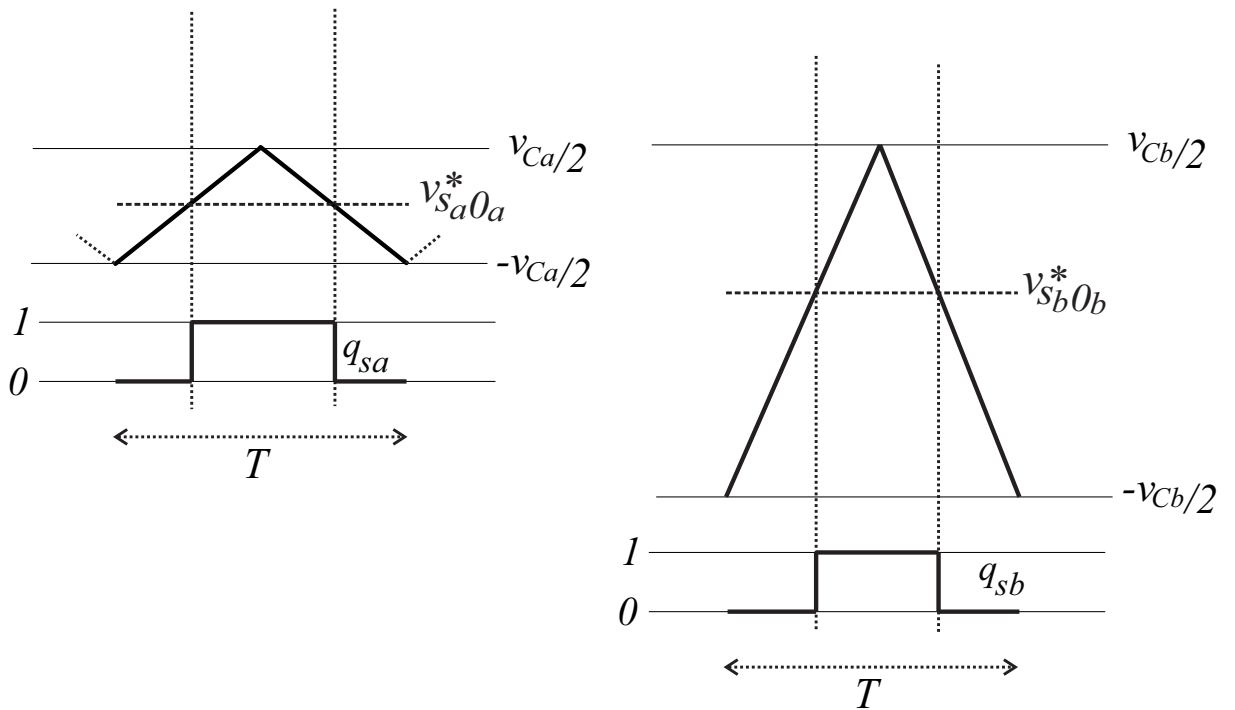


Figura 4 – Representação gráfica do PWM escalar.

3.2 PWM Vetorial

Os valores de v_{Ca} e v_{Cb} podem ser iguais ou diferentes. As figuras 5 e 6 mostram os planos com os vetores gerados pelo conversor quando $v_{Ca} = v_{Cb} = E$ e quando $v_{Ca} = E$ e $v_{Cb} = 3v_{Ca}$, respectivamente. Essas figuras são obtidas pelas equações (2.1), (2.2) e (2.3). Cada triângulo é um setor e cada vértice representa um vetor de tensão.

Um vetor é representado como $\mathbf{v}n_a n_b$, onde n_a e n_b são os números binários q_{ga} q_{la} q_{ha} e q_{gb} q_{lb} q_{hb} convertidos para números decimais.

A tensão em cada ponto do plano vetorial é representada por

$$\mathbf{v} = v_g + jv_l \quad (3.12)$$

onde $v_g = \text{Re}(\mathbf{v})$ e $v_l = \text{Im}(\mathbf{v})$.

Permita que $\mathbf{v}^* = v_g^* + jv_l^*$ represente a tensão que deve ser gerada pelo conversor e T seja o período de amostragem. O vetor de referência localizado dentro de um setor deve ser sintetizado pelos vetores \mathbf{v}_1 , \mathbf{v}_2 e \mathbf{v}_3 que são localizados nos vértices do mesmo. Então, para cada setor, pode ser escrito

$$\mathbf{v}^* = \frac{t_1}{T}\mathbf{v}_1 + \frac{t_2}{T}\mathbf{v}_2 + \frac{t_3}{T}\mathbf{v}_3 \quad (3.13)$$

$$T = t_1 + t_2 + t_3 \quad (3.14)$$

onde t_1 , t_2 e t_3 são os tempos de aplicação dos vetores \mathbf{v}_1 , \mathbf{v}_2 e \mathbf{v}_3 , respectivamente. (3.15) mostra como calcular esses períodos de tempo. Os vetores são aplicados na sequência que gera o menor número de chaveamentos possível.

$$\begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ t_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\text{Re}(\mathbf{v}_1)}{T} & \frac{\text{Re}(\mathbf{v}_2)}{T} & \frac{\text{Re}(\mathbf{v}_3)}{T} \\ \frac{\text{Im}(\mathbf{v}_1)}{T} & \frac{\text{Im}(\mathbf{v}_2)}{T} & \frac{\text{Im}(\mathbf{v}_3)}{T} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_g^* \\ v_l^* \\ T \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Como o plano $v_g \times v_l$ é simétrico, quando $v_l^* < 0$, o tempo de aplicação dos vetores pode ser calculado como se a tensão de referência fosse $\mathbf{v}'^* = -v_g^* - jv_l^*$. Nesse caso, $\mathbf{v}_1 = -\mathbf{v}'_1$, $\mathbf{v}_2 = -\mathbf{v}'_2$ e $\mathbf{v}_3 = -\mathbf{v}'_3$.

3.2.1 Exemplo 1

Deseja-se gerar o vetor de tensão $\mathbf{v}^* = v_g^* + jv_l^*$ representado na figura 6. Observa-se o setor em que esse vetor de referência se encontra e tem-se que ele deverá ser sintetizado por $\mathbf{v}11$, $\mathbf{v}23$ e $\mathbf{v}60$ ou $\mathbf{v}67$.

Podemos observar que $\mathbf{v}60$ e $\mathbf{v}67$ representam o mesmo vetor de tensão, porém gerado por diferentes sequências de chaves. Para minimizar o número de chaveamentos,

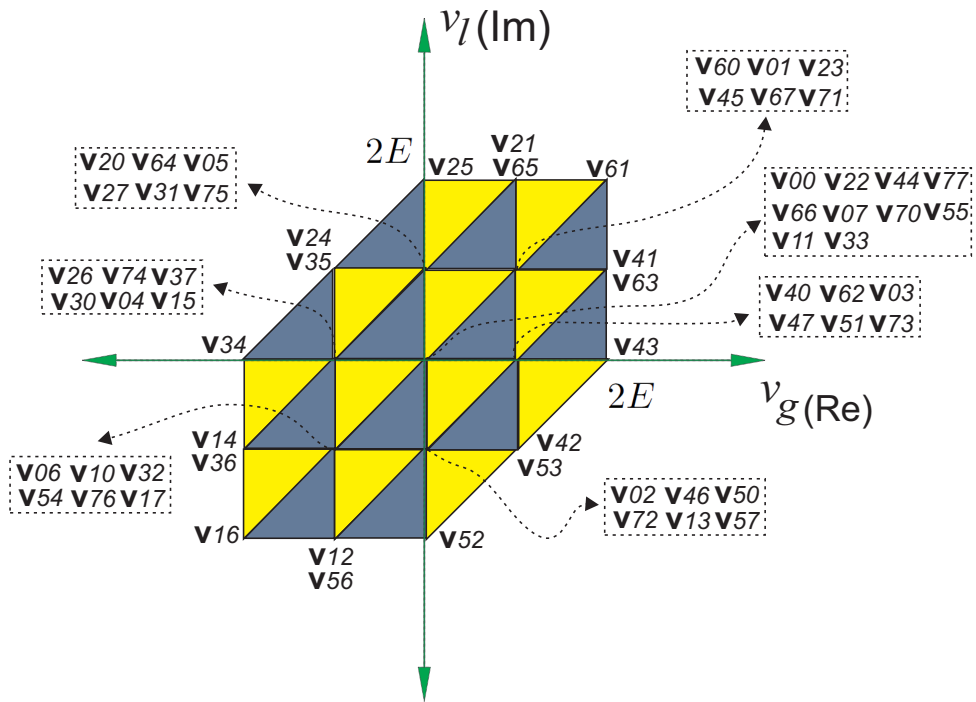


Figura 5 – Setores e vetores gerados pelo conversor quando $v_{Ca} = v_{Cb} = E$.

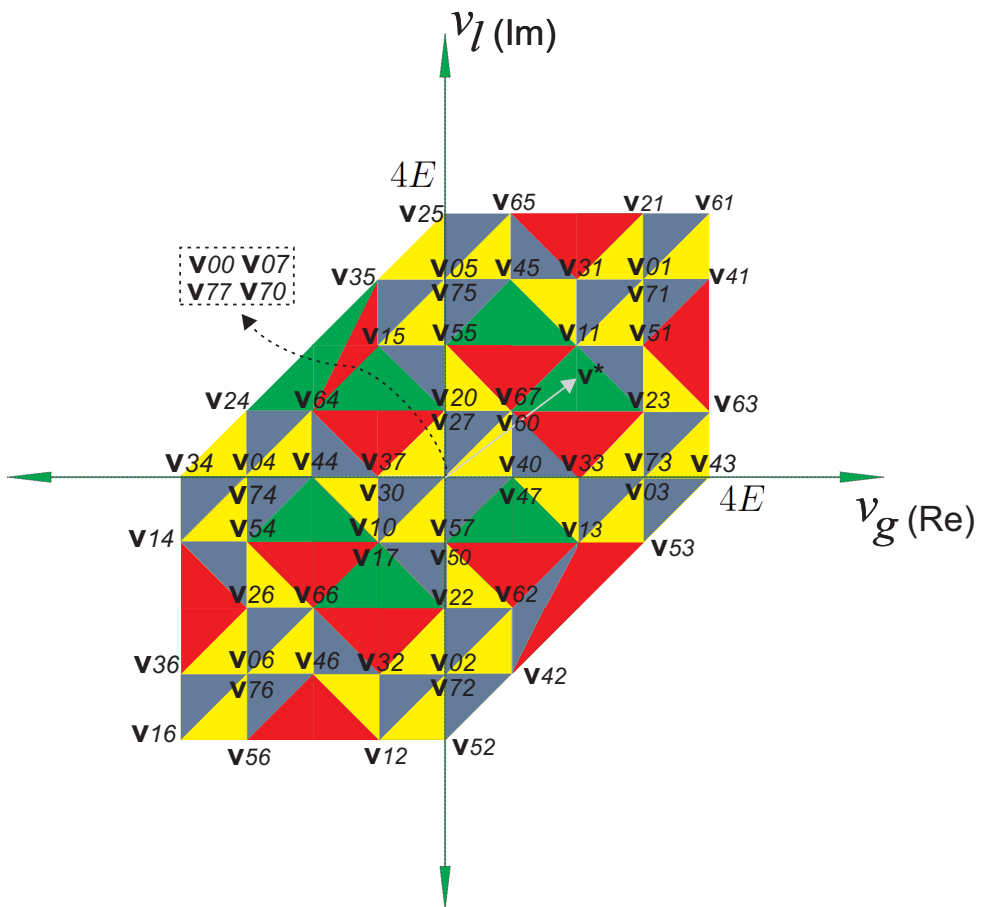


Figura 6 – Setores e vetores gerados pelo conversor quando $v_{Ca} = E$ e $v_{Cb} = 3v_{Ca}$.

utiliza-se \mathbf{v}_{67} ao invés de \mathbf{v}_{60} e a sequência de aplicação dos vetores deve ser conforme a mostrada na tabela 1. Utiliza-se a equação 3.15 para encontrar os tempos de aplicação de cada vetor. A figura 7 mostra o diagrama de tempo da aplicação das chaves.

Tabela 1 – Sequência de aplicação dos vetores do exemplo 1.

Vetores aplicados	Combinação de chaves						Tempo de aplicação de cada vetor
	q_{ga}	q_{la}	q_{ha}	q_{gb}	q_{lb}	q_{hb}	
$\mathbf{v}_1 = \mathbf{v}_{67} = E + jE$	1	1	0	1	1	1	t_1
$\mathbf{v}_2 = \mathbf{v}_{23} = 3E + jE$	0	1	0	0	1	1	t_2
$\mathbf{v}_3 = \mathbf{v}_{11} = 2E + j2E$	0	0	1	0	0	1	t_3

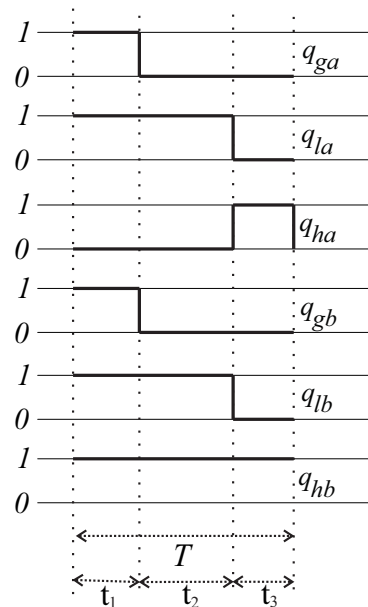


Figura 7 – Sequência das chaves referente ao exemplo 1.

3.3 Level-Shifted PWM

Usando o *Level-Shifted PWM*, os sinais de comando das chaves de potência são obtidos comparando as tensões de referência v_{gab}^* , v_{lab}^* e v_{hab}^* (calculadas a partir de 3.1 a 3.3) com portadoras triangulares de alta frequência com mesmas fases e diferentes níveis.

O chaveamento sempre ocorre tal que apenas os dois vetores mais próximos da referência sejam utilizados durante cada período T das portadoras triangulares. Como dito durante a introdução, nesse trabalho, os barramentos CC são tais que $v_{Cb} = 3v_{Ca}$. Todos os vetores de tensão que podem ser utilizados para gerar v_{sab} e os estados das chaves correspondentes são mostrados na figura 8. Os vetores são nomeados como v_{sab}^j , onde $j = 1, 2, 3, 4$.

$v_{S_{ab}}^4 =$	$v_{S_{ab}}^3 =$	$v_{S_{ab}}^2 =$	$v_{S_{ab}}^1 =$
$-v_{Ca}/2 - v_{Cb}/2$	$v_{Ca}/2 - v_{Cb}/2$	$-v_{Ca}/2 + v_{Cb}/2$	$v_{Ca}/2 + v_{Cb}/2$

$q_{sa} = 0$	$q_{sa} = 1$	$q_{sa} = 0$	$q_{sa} = 1$
$q_{sb} = 1$	$q_{sb} = 1$	$q_{sb} = 0$	$q_{sb} = 0$

Figura 8 – Vetores de tensão $v_{s_{ab}}^j$ e estados das chaves correspondentes.

O chaveamento é feito comparando cada tensão $v_{s_{ab}}^*$ com a correspondente portadora triangular. Uma representação gráfica das portadoras é mostrada na figura 9 e a tabela 2 mostra as portadoras que devem ser utilizadas de acordo com o intervalo em que $v_{s_{ab}}^*$ é localizado.

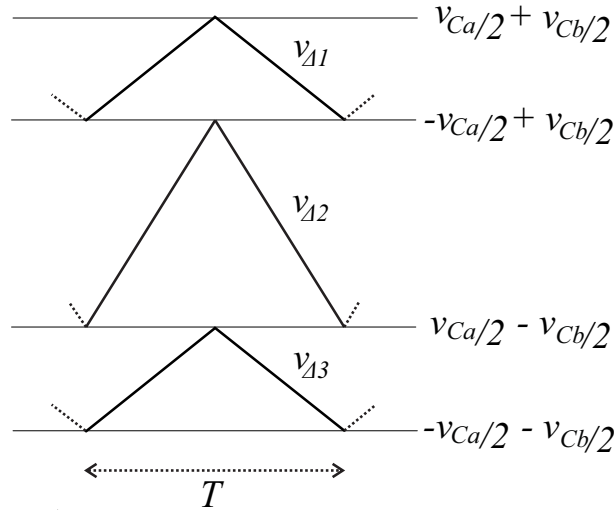


Figura 9 – Representação das portadoras triangulares do *Level-Shifted PWM*.

Tabela 2 – Portadoras utilizadas pelo *Level-Shifted PWM*.

Intervalo onde $v_{s_{ab}}^*$ é localizado	Portadora utilizada
$\frac{-v_{Ca}}{2} + \frac{v_{Cb}}{2} < v_{s_{ab}}^* \leq \frac{v_{Ca}}{2} + \frac{v_{Cb}}{2}$	$v_{\Delta 1}$
$\frac{v_{Ca}}{2} - \frac{v_{Cb}}{2} < v_{s_{ab}}^* \leq \frac{v_{Ca}}{2} + \frac{v_{Cb}}{2}$	$v_{\Delta 2}$
$\frac{-v_{Ca}}{2} - \frac{v_{Cb}}{2} < v_{s_{ab}}^* \leq \frac{v_{Ca}}{2} - \frac{v_{Cb}}{2}$	$v_{\Delta 3}$

3.4 *Level-Shifted PWM* Modificado

É possível modificar o *Level-Shifted PWM* de forma a controlar a tensão nos capacitores. A tabela 3 mostra todos os vetores de tensão que podem ser utilizados para gerar $v_{s_{ab}}$ e o fluxo de potência correspondente em cada capacitor quando a corrente i é positiva. Quando a corrente é negativa, o fluxo de potência é oposto ao apresentado na tabela. P_a

e P_b representam a energia armazenada nos barramentos CC A and B, respectivamente. Cada $v_{s_{ab}}$ possui uma corrente respectiva: 1) $i = i_g$, quando $s = g$; 2) $i = -i_l$, quando $s = l$ e 3) $i = i_g - i_l$, quando $s = h$.

Tabela 3 – Níveis de tensão e o fluxo de potência correspondente quando a corrente i é positiva.

Vetores possíveis	Combinação de chaves		Fluxo de potência	
	q_{s_a}	q_{s_b}	P_a	P_b
$v_{s_{ab}}^1 = \frac{v_{Ca}}{2} + \frac{v_{Cb}}{2}$	1	0	aumenta	aumenta
$v_{s_{ab}}^2 = -\frac{v_{Ca}}{2} + \frac{v_{Cb}}{2}$	0	0	diminui	aumenta
$v_{s_{ab}}^3 = \frac{v_{Ca}}{2} - \frac{v_{Cb}}{2}$	1	1	aumenta	diminui
$v_{s_{ab}}^4 = -\frac{v_{Ca}}{2} - \frac{v_{Cb}}{2}$	0	1	diminui	diminui

Utilizando os dados apresentados na tabela 3, foi criada a tabela 4 que apresenta a melhor portadora a ser utilizada dependendo do fluxo de potência desejado nos barramentos. A figura 10 apresenta as portadoras triangulares adicionais que, em conjunto com as portadoras apresentadas na figura 9, são utilizadas pela técnica desenvolvida.

Tabela 4 – Melhores portadoras a serem utilizadas de forma a aumentar ou diminuir P_a .

Intervalo onde $v_{s_{ab}}^*$ é localizado	Diminui P_a		Aumenta P_a	
	$i \geq 0$	$i < 0$	$i \geq 0$	$i < 0$
$-\frac{v_{Ca}}{2} + \frac{v_{Cb}}{2} < v_{s_{ab}}^* \leq \frac{v_{Ca}}{2} + \frac{v_{Cb}}{2}$	$v_{\Delta 4}$	$v_{\Delta 1}$	$v_{\Delta 1}$	$v_{\Delta 4}$
$\frac{v_{Ca}}{2} - \frac{v_{Cb}}{2} < v_{s_{ab}}^* \leq \frac{v_{Ca}}{2} + \frac{v_{Cb}}{2}$	$v_{\Delta 2}$	$v_{\Delta 2}$	$v_{\Delta 2}$	$v_{\Delta 2}$
$-\frac{v_{Ca}}{2} - \frac{v_{Cb}}{2} < v_{s_{ab}}^* \leq \frac{v_{Ca}}{2} - \frac{v_{Cb}}{2}$	$v_{\Delta 3}$	$v_{\Delta 5}$	$v_{\Delta 5}$	$v_{\Delta 3}$

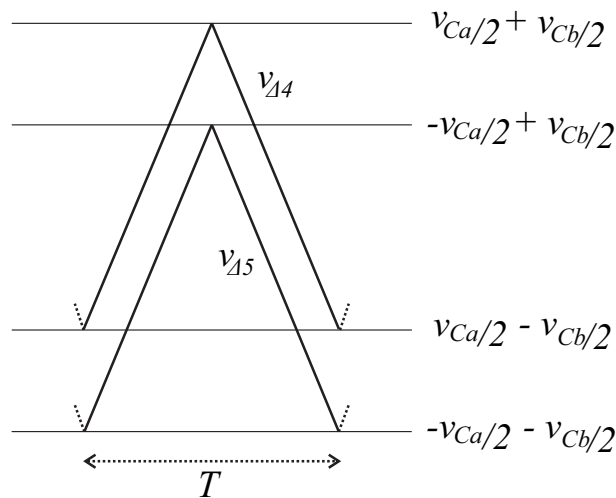


Figura 10 – Representação das portadoras adicionais utilizadas pelo *Level-Shifted PWM* modificado.

Durante o regime permanente, as potências de entrada e de saída são iguais e a tensão média nos capacitores v_{Cm} é constante. A abordagem apresentada procura controlar o fluxo de potência entre os dois capacitores de forma a manter v_{Ca} e v_{Cb} em seus valores corretos.

A desvantagem dessa situação é que em alguns momentos, visando corrigir a tensão nos capacitores, os níveis de tensão que garantem a menor distorção harmônica não podem ser utilizados. O *Level-Shifted PWM* modificado consiste em utilizar a tabela 4 para encontrar as portadoras que serão comparadas a uma ou mais tensões $v_{s_{ab}}^*$ e utilizar a tabela 2 para encontrar as portadoras que serão comparadas às demais tensões de referência.

Durante esse trabalho, foi visto que, para corrigir as tensões nos barramentos, é suficiente utilizar essa técnica apenas para gerar v_{gab} , enquanto se utiliza a versão tradicional do *Level-Shifted PWM* para gerar v_{lab} e v_{hab} . Esse fato garante bons resultados na distorção harmônica de v_l .

3.4.1 Exemplo 2

Deseja-se gerar v_g^* e v_l^* . Utilizando as equações 3.1-3.3, encontra-se v_{gab}^* , v_{lab}^* e v_{hab}^* .

Caso v_{gab}^* pertença ao intervalo $\frac{-v_{Ca}}{2} + \frac{v_{Cb}}{2} < v_{gab}^* \leq \frac{v_{Ca}}{2} + \frac{v_{Cb}}{2}$ e deseje-se diminuir a tensão no barramento A, a portadora utilizada pode ser $v_{\Delta 1}$ ou $v_{\Delta 4}$, conforme a tabela 4. A escolha da portadora triangular dependerá do sentido da corrente $i = i_g$.

Quando $i_g \geq 0$, compara-se v_{gab}^* a $v_{\Delta 4}$. Se $v_{gab}^* \geq v_{\Delta 4}$, $q_{ga} = 1$ e $q_{gb} = 0$. Caso contrário, $q_{ga} = 1$ e $q_{gb} = 1$ (observe a figura 8).

Já quando $i_g < 0$, compara-se v_{gab}^* a $v_{\Delta 1}$. Se $v_{gab}^* \geq v_{\Delta 1}$, $q_{ga} = 1$ e $q_{gb} = 0$. Caso contrário, $q_{ga} = 0$ e $q_{gb} = 0$. A figura 11 mostra como a comparação de v_{gab}^* com as portadoras triangulares é feita.

Isso garante o controle da tensão em cada barramento por meio de v_{gab}^* . Para encontrar q_{la} , q_{lb} , q_{ha} e q_{hb} , utiliza-se a técnica *Level-Shifted PWM* tradicional escolhendo as portadoras que devem ser comparadas a v_{lab}^* e v_{hab}^* por meio da tabela 2. Por exemplo, se $\frac{-v_{Ca}}{2} + \frac{v_{Cb}}{2} < v_{lab}^* \leq \frac{v_{Ca}}{2} + \frac{v_{Cb}}{2}$, v_{lab}^* será comparado à $v_{\Delta 1}$ e isso independe do sentido da corrente $i = -i_l$.

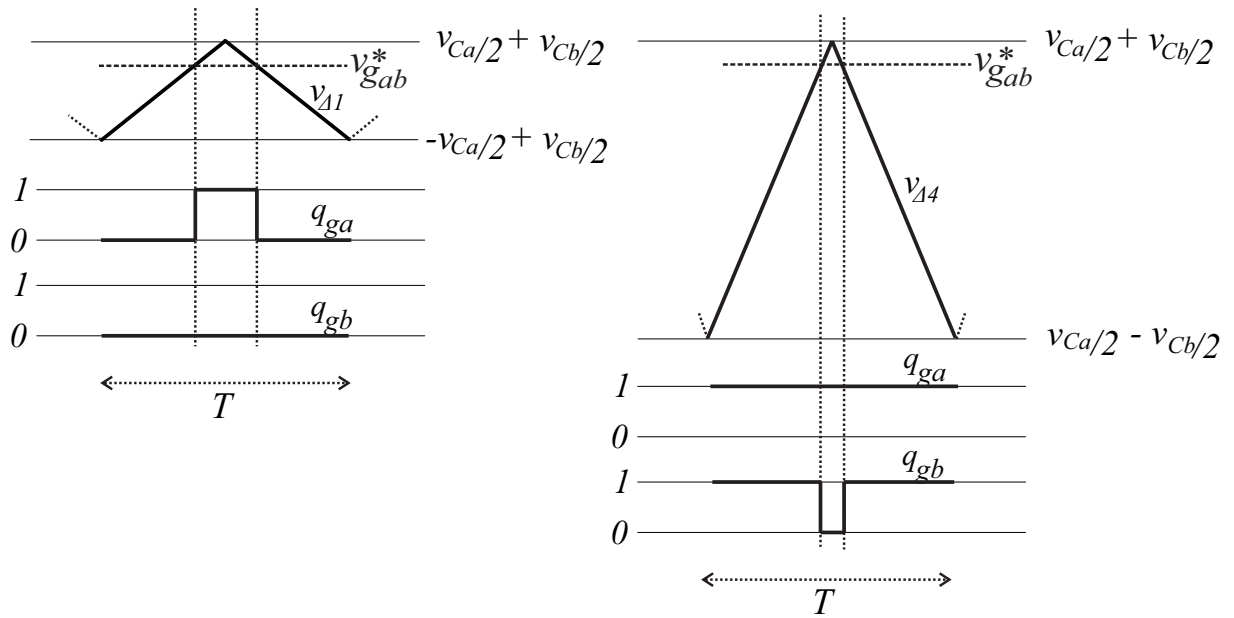


Figura 11 – Representação da comparação entre v_{gab}^* e as portadoras triangulares para o exemplo 2.

4 Estratégias de Controle

Neste capítulo são mostradas, explicadas e discutidas as estratégias de controle empregadas no sistema apresentado. O objetivo do sistema de controle é controlar as tensões dos barramentos CC v_{Ca} e v_{Cb} , de modo a mantê-las iguais às suas referências v_{Ca}^* e v_{Cb}^* .

O controle apresentado é feito em cascata. A malha externa é relativa ao controle da tensão média nos barramentos (v_{Cm}), enquanto a malha interna é relativa ao controle da corrente i_g e da tensão v_{Ca} . Ao controlar v_{Cm} e v_{Ca} , v_{Cb} também é controlado.

Um controle em malha fechada é utilizado de forma a regular a tensão média nos barramentos v_{Cm} . Um controlador proporcional integral (PI) é utilizado para controlar v_{Cm} por meio de i_g e um controlador PI ressonante é utilizado para controlar i_g por meio de v_g^* . O diagrama de controle é mostrado na figura 12.

O controlador R_{Cm} recebe o erro $v_{Cm}^* - v_{Cm}$ e gera a amplitude da corrente de referência i_g^* (I_g^*). O valor da corrente de referência é calculado pelo bloco S_{in} , que sincroniza i_g^* a e_g , garantindo, então, fator de potência unitário na entrada do sistema.

O controlador R_{i_g} recebe o erro $i_g^* - i_g$ e gera a tensão de referência v_g^* . Controladores PI ressonantes são capazes de controlar sinais senoidais e seus modelos são apresentados em [6].

Além de controlar v_{Cm} , é necessário manter v_{Ca} e v_{Cb} balanceados. Utilizando a técnica PWM vetorial, o barramento A tende a transferir energia para o barramento B durante um período completo das tensões. Isso acontece porque, nessa topologia, o barramento de maior tensão tem uma propensão natural de aumentar sua energia armazenada. Apesar dessa tendência de desbalancear a tensão nos capacitores, a modulação PWM vetorial gera ótimos resultados de distorção harmônica total ponderada (*Weighted Total Harmonic Distortion* - WTHD). Como solução, é possível utilizar o PWM vetorial combinado ao *Level-Shifted PWM* modificado para controlar v_{Ca} e v_{Cb} .

Para conseguir isso, uma estratégia em histerese é utilizada. Inicialmente, quando o erro da tensão v_{Ca} está confinado dentro da banda de histerese, o PWM vetorial é usado. Quando o erro da tensão ultrapassa a banda de histerese, o *Level-Shifted PWM* modificado é utilizado para trazer o erro de tensão de volta para zero. Após isso, o PWM vetorial volta a ser utilizado até que o erro da tensão novamente torne-se maior do que o valor permitido. Como dito no capítulo 3, para o *Level-Shifted PWM* modificado, corrigiremos as tensões nos barramentos por meio de v_{gab} , enquanto utilizaremos a versão tradicional do *Level-Shifted PWM* para gerar v_{lab} e v_{hab} .

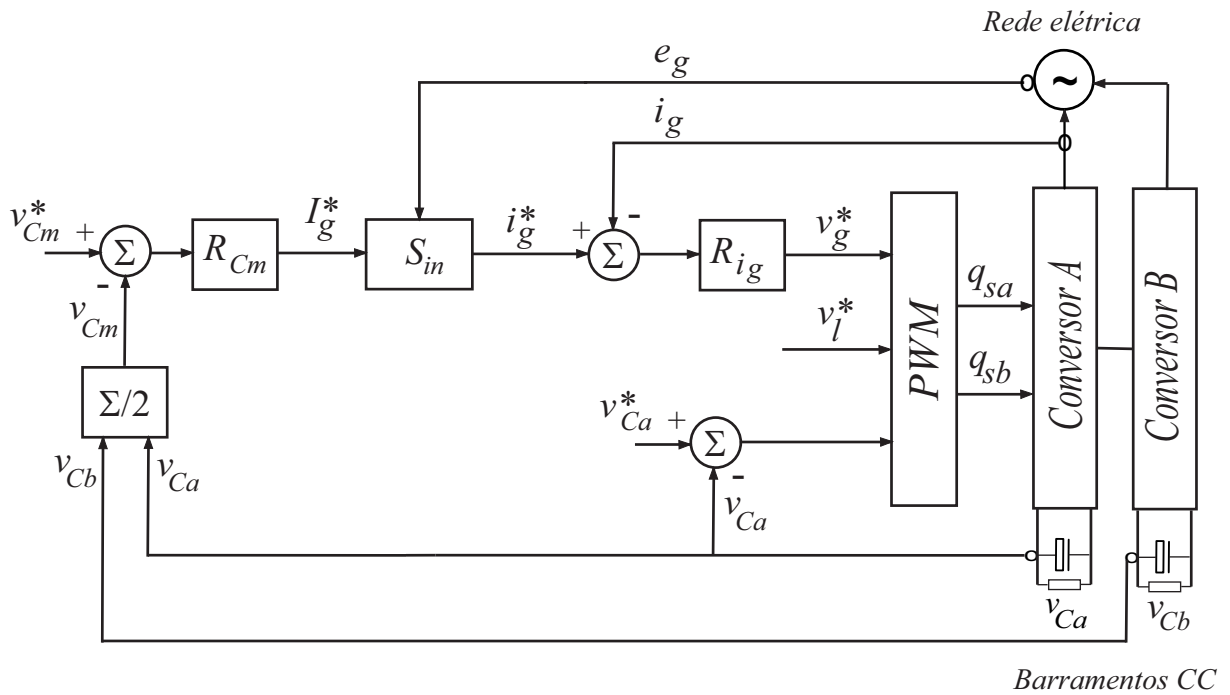


Figura 12 – Diagrama de controle.

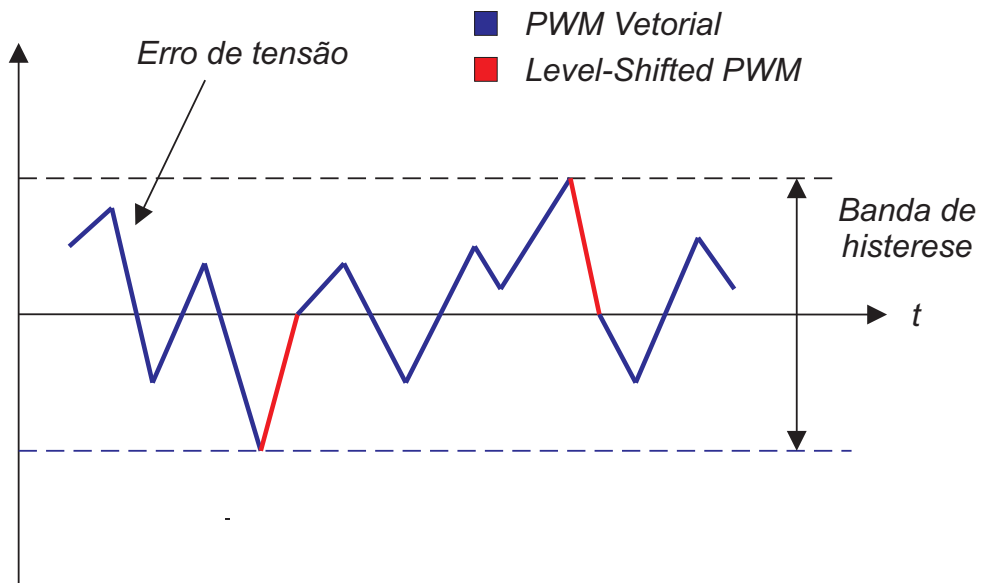


Figura 13 – Regulação da tensão utilizando histerese.

A figura 13 exemplifica como a regulação da tensão é feita. A cor do erro da tensão representa qual técnica de modulação está sendo utilizada. Quando em azul, o PWM vetorial está sendo utilizado. Já quando é mostrado em vermelho, está sendo utilizado o *Level-Shifted PWM*.

5 Resultados e Discussões

Neste capítulo são mostrados e discutidos os resultados de simulação das topologias de três e seis braços. As simulações foram realizadas no *software* MATLAB[®] e os parâmetros utilizados comuns a todas as simulações, assim como os valores dos componentes, são descritos a seguir:

- Passo de cálculo: $h = 1 \mu s$
- Período discreto: $h_{disc} = 100 \mu s$
- Tensão de referência dos barramentos capacitivos: $v_{Ca}^* = 100 V$ e $v_{Cb}^* = 300 V$
- Capacitância individual dos capacitores dos barramentos A e B : $C = 2200 \mu F$

Parâmetros da rede elétrica:

- Magnitude da tensão da rede elétrica: $E_g = 380 V$
- Tensão fasorial da rede elétrica (correspondente à tensão instantânea e_g): $\hat{E}_g = E_g \angle 0^\circ$
- Frequência da rede elétrica: $f_g = 60 \text{ Hz}$; $\omega_g = 120\pi \text{ rad/s}$
- Resistência associada à rede elétrica: $R_g = 5 \Omega$
- Reatância associada à rede elétrica: $\omega_g L_g = 10,5181 \Omega$

Parâmetros da carga:

- Potência recebida pela carga: $P = 1,2 \text{ kW}$
- Magnitude da tensão na carga: $V_l = 400 V$

Ganhos dos controladores:

- Ganho proporcional dos controladores PI R_{Cm} : $K_{pCm} = 0,4$
- Ganho integral dos controladores PI R_{Cm} : $K_{iCm} = 90$
- Ganho proporcional dos controladores PI modificados R_{ig} : $K_{pi_g} = 69,75$
- Ganho integral dos controladores PI modificados R_{ig} : $K_{ii_g} = 12500$

O fator de potência e a tensão fasorial \hat{V}_l na carga não são os mesmos em todas as simulações. Por isso, esses valores serão citados durante as seções deste capítulo. O fator de potência na rede elétrica é mantido unitário por conta do bloco S_{in} que sincroniza a corrente i_g à tensão da rede elétrica e_g . O índice de modulação utilizado foi unitário.

5.1 Resultados do PWM Vetorial com Fontes Ideais

Nessa seção é analisado o desempenho da técnica PWM vetorial apresentada no trabalho. Para garantir que o controle dos barramentos não influenciasse a análise das perdas e do WTHD dessa técnica, foram utilizadas fontes ideais durante essas simulações. Os fatores de potência na carga ($\cos \varphi$) analisados foram 1, 0,8 e 0,6.

Quando $\cos \varphi$ estava igual a 1 ou 0,8, v_l foi imposta adiantada em relação a e_g por um ângulo igual ao do fator de potência da carga. Com isso, e_g e i_l ficaram em fase. Como o fator de potência na entrada foi mantido unitário, i_g e i_l estiveram em fase, minimizando a corrente que circulou pelos braços compartilhados entre os lados retificador e inversor ($i = i_g - i_l$) e, conseqüentemente, as perdas dos IGBTs foram diminuídas.

A tensão v_l é mantida adiantada em relação a e_g pelo ângulo do fator de potência desde que o ângulo entre v_l e v_g possa ser mantido menor ou igual a 60° . Do contrário, o ângulo entre v_l e v_g satura em 60° e não é mais possível manter i_g e i_l em fase. É o que acontece no caso de cargas altamente indutivas, como quando $\cos \varphi = 0,6$.

Cabe lembrar que 60° é a maior defasagem possível entre as tensões v_l e v_g utilizando esse conversor com a tensão total nos barramentos v_{Ct} igual a 1 pu. Para maiores defasagens, a tensão total nos barramentos (v_{Ct}) precisa aumentar.

5.1.1 Análise do WTHD

A distorção harmônica é calculada utilizando o WTHD das tensões geradas pelo conversor e sua equação é dada pela equação 5.1:

$$WTHD(\%) = \frac{100}{\gamma_1} \sqrt{\sum_{u=2}^{N_u} \left(\frac{\gamma_u}{u}\right)^2} \quad (5.1)$$

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

As tabelas 5 e 6 trazem a comparação entre as configurações de seis e três braços. O parâmetro $\mu = 0$ gerou os melhores resultados durante as simulações da topologia de três braços, conseqüentemente esse valor foi utilizado durante a análise apresentada nesse trabalho.

Tabela 5 – WTHDs das tensões geradas pela topologia de três braços com $\mu = 0$.

$\cos \varphi$	v_g WTHD (%)	v_l WTHD (%)
1	0,4571	0,3794
0,8	0,3896	0,3195
0,6	0,3950	0,3297

Tabela 6 – WTHDs das tensões geradas pela topologia de seis braços.

$\cos \varphi$	v_g WTHD (%)	v_l WTHD (%)
1	0,1737	0,1190
0,8	0,2015	0,1188
0,6	0,20553	0,1612

É importante ressaltar que, para todos os fatores de potência na carga apresentados, a distorção harmônica do sistema de seis braços é menor que aquela apresentada pelo sistema de três braços.

A explicação para a baixa distorção harmônica pode ser obtida observando as figuras 14 a 19. A configuração de seis braços gera nove níveis de tensão enquanto a configuração de três braços gera apenas três níveis. O número de níveis gerados confirma com o que é mostrado no plano vetorial (6). Além disso, o uso do PWM vetorial faz com que os melhores vetores de tensão sejam sempre utilizados, contribuindo para uma menor distorção harmônica.

5.1.2 Análise das Perdas nos IGBTs

As tabelas 7 e 8 mostram as perdas por condução, por chaveamento e totais das configurações de três e seis braços, respectivamente. O modelo utilizado para calcular as perdas nos IGBTs foi apresentado em [2] e inclui: 1) perdas por condução dos IGBTs e diodos; 2) perdas ao ligar o IGBT; 3) perdas ao desligar o IGBT e 4) perdas por comutação do diodo.

Tabela 7 – Perdas da topologia de três braços ($\mu = 0$).

$\cos \varphi$	Condução (W)	Chaveamento (W)	Total (W)
1	9,9463	49,4573	59,4036
0,8	10,9359	50,6848	61,6207
0,6	14,8634	58,2298	73,0932

Tabela 8 – Perdas da topologia de seis braços.

$\cos \varphi$	Condução (W)	Chaveamento (W)	Total (W)
1	19,8014	17,5109	37,3123
0,8	21,8304	19,0137	40,8441
0,6	29,7135	22,8521	52,5656

Como pode ser visto, na topologia de seis braços, as perdas por condução são maiores que aquelas da topologia de três braços. Isso é basicamente porque a topologia de seis braços tem duas vezes mais chaves de potência controladas do que a topologia de três braços. Entretanto, as perdas por chaveamento da configuração de seis braços são absolutamente menores que aquelas da configuração de três braços.

A redução nas perdas por chaveamento é muito mais significativa que o aumento nas perdas por condução. Portanto, a topologia de seis braços tem uma performance melhor em termos de perdas totais. Isso é explicado porque os IGBTs do conversor A (barramento CC igual a v_{Ca}) têm frequência de chaveamento maior do que aqueles pertencentes ao conversor B (barramento CC igual a $v_{Cb} = 3v_{Ca}$). Enquanto isso, o barramento CC no caso da topologia de três braços é $v_C = v_{Ca} + v_{Cb}$ e essa é a razão das altas perdas por chaveamento dessa configuração..

As tabelas 9 e 10 mostram a frequência de chaveamento de cada IGBT quando a frequência de amostragem é igual a $f_{ch} = 10 \text{ kHz}$.

Tabela 9 – Frequência de chaveamento (kHz) dos IGBTs da topologia de três braços ($\mu = 0$).

$\cos \varphi$	f_{qg}	f_{qh}	f_{qi}
1	8,16	6,00	4,86
0,8	7,02	6,09	4,92
0,6	6,84	5,97	6,24

Tabela 10 – Frequência de chaveamento (kHz) dos IGBTs da topologia de seis braços.

$\cos \varphi$	f_{qga}	f_{qha}	f_{qia}	f_{qgb}	f_{qhb}	f_{qib}
1	8,76	4,62	8,58	2,82	1,74	0,18
0,8	6,30	6,03	8,40	2,16	1,32	0,96
0,6	7,86	2,88	8,94	1,98	1,32	1,56

As perdas por chaveamento da topologia de seis braços podem ser ainda menores, já que é possível diminuir a frequência de chaveamento até que o WTHD das tensões geradas por esse conversor torne-se igual ao proveniente da topologia de três braços, como pode ser visto na tabela 11.

Tabela 11 – Perdas da topologia de seis braços quando com o mesmo WTHD da topologia de três braços.

$\cos \varphi$	Condução (W)	Chaveamento (W)	Total (W)
1	19,8014	8,0493	27,8442
0,8	21,8304	9,4511	31,2720
0,6	29,7135	11,2588	40,9511

5.2 Resultados do Controle

Durante as simulações apresentadas nesta seção, o fator de potência na carga é $\cos \varphi = 0,95$ e a tensão fasorial na carga (correspondente à tensão instantânea v_l) é $\hat{V}_l = V_l \angle 18,19^\circ$. O erro máximo de v_{Ca} permitido pela banda de histerese é igual a 3%.

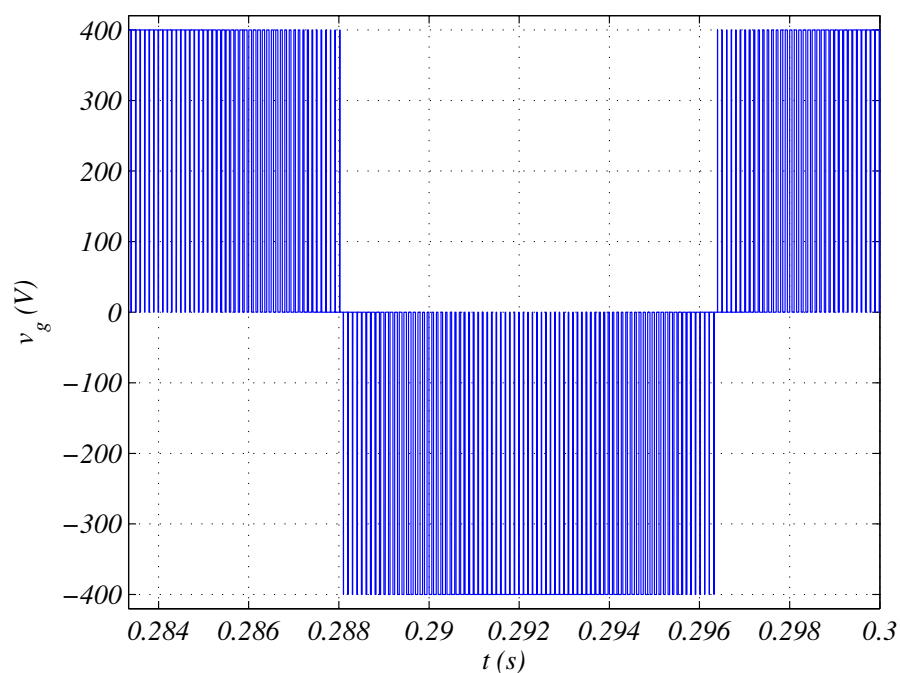
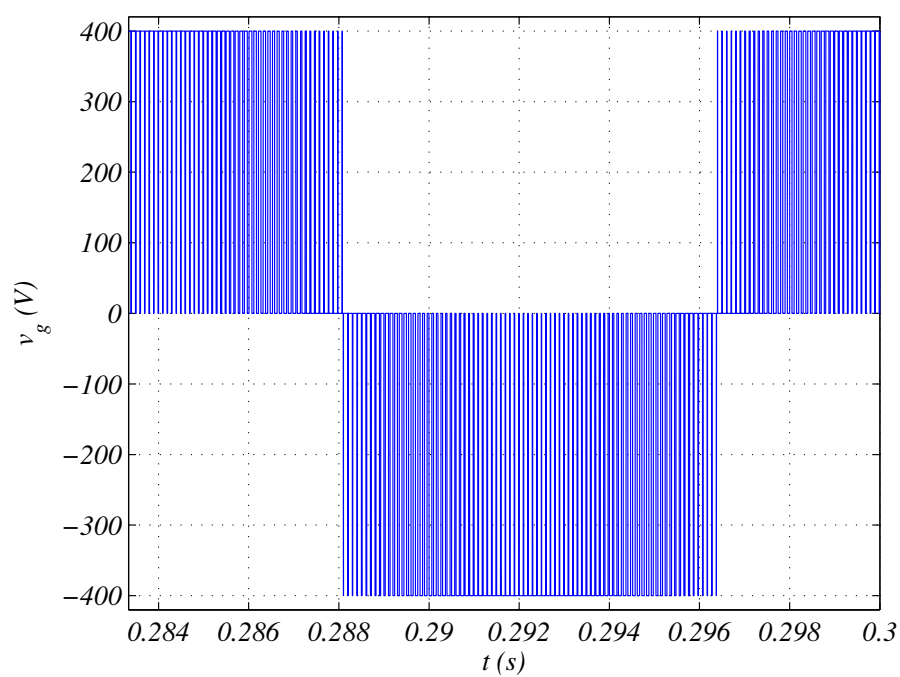
As figuras 20 e 21 mostram os resultados da simulação do controle dos barramentos CC. Entre $t = 0s$ e $t = 0,05s$, apenas a modulação vetorial foi utilizada para gerar as tensões v_g e v_l e isso desbalanceia as tensões nos barramentos. Como foi dito anteriormente, o PWM vetorial propicia a descarregamento do barramento CC A (de menor tensão), enquanto que realiza o oposto com o barramento CC B (de maior tensão).

Após $t = 0,05s$, o controle responsável por balancear os capacitores foi ligado e o uso da modulação *Level-Shifted PWM* modificada induziu as tensões a retornarem a seus valores originais. Após alcançar o regime permanente, será necessário utilizar o *Level-Shifted PWM* modificado apenas durante uma pequena fração do tempo para corrigir as tensões nos barramentos.

A figura 22 mostra a tensão na carga (v_l) gerada pelo sistema completo após atingir o regime permanente. A técnica *Level-Shifted PWM* modificada foi utilizada apenas durante 23,8% do período das tensões e isso permitiu manter os barramentos balanceados e gerar resultados com baixa distorção harmônica

5.3 Figuras das simulações

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

Figura 14 – Tensão v_g gerada pela topologia de três braços ($\mu = 0$) quando $\cos \varphi = 1$.Figura 15 – Tensão v_g gerada pela topologia de três braços ($\mu = 0$) quando $\cos \varphi = 0,8$.

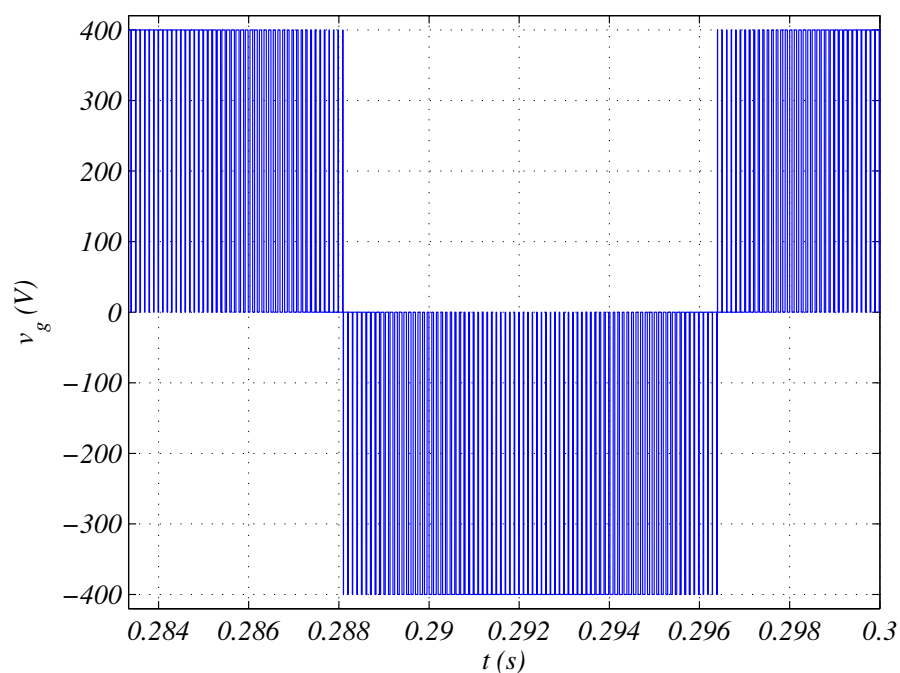


Figura 16 – Tensão v_g gerada pela topologia de três braços ($\mu = 0$) quando $\cos \varphi = 0,6$.

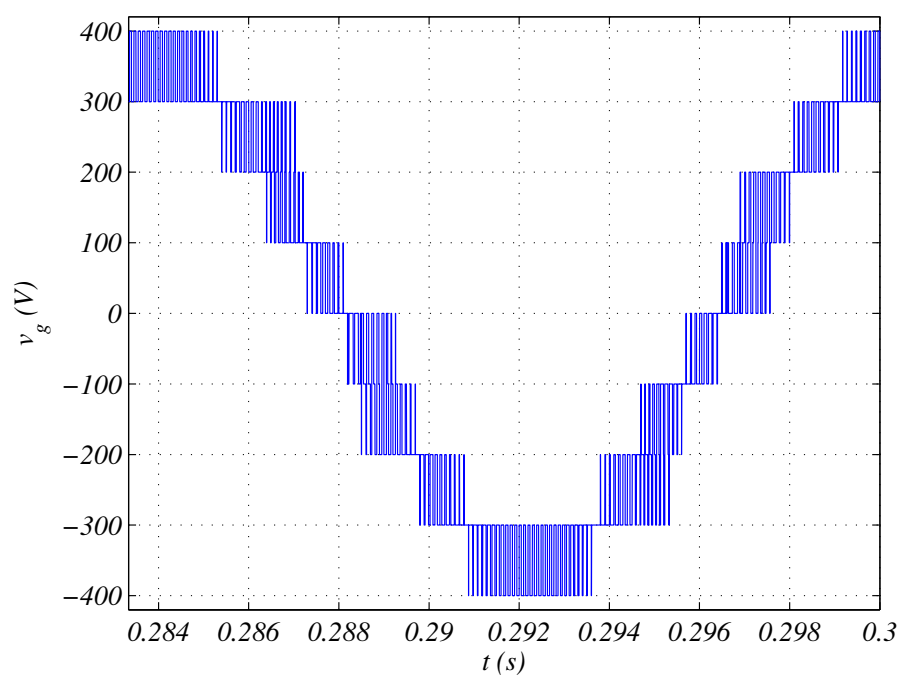


Figura 17 – Tensão v_g gerada pela topologia de seis braços quando $\cos \varphi = 1$.

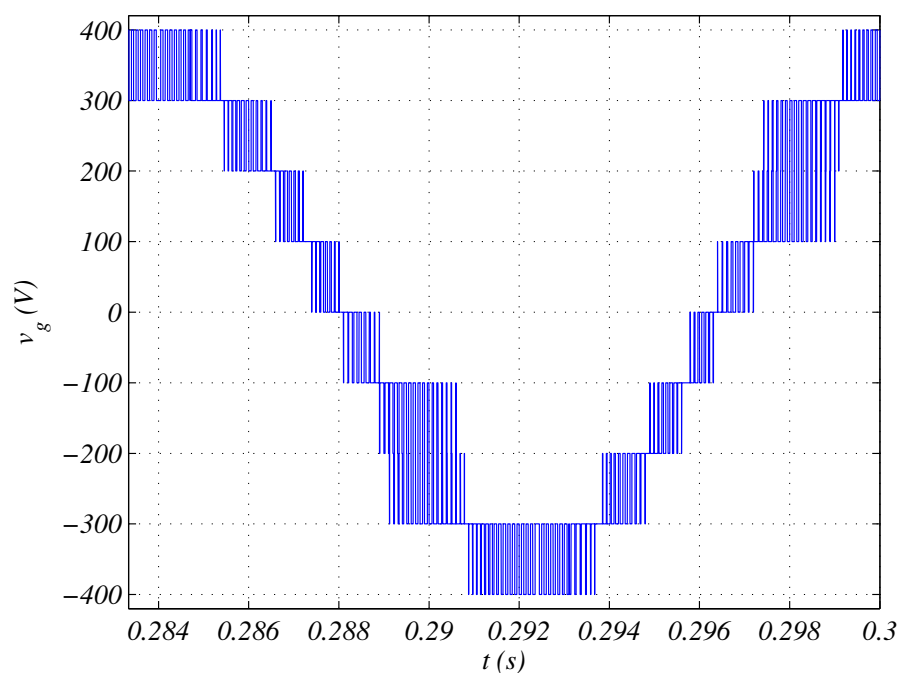


Figura 18 – Tensão v_g gerada pela topologia de seis braços quando $\cos \varphi = 0,8$.

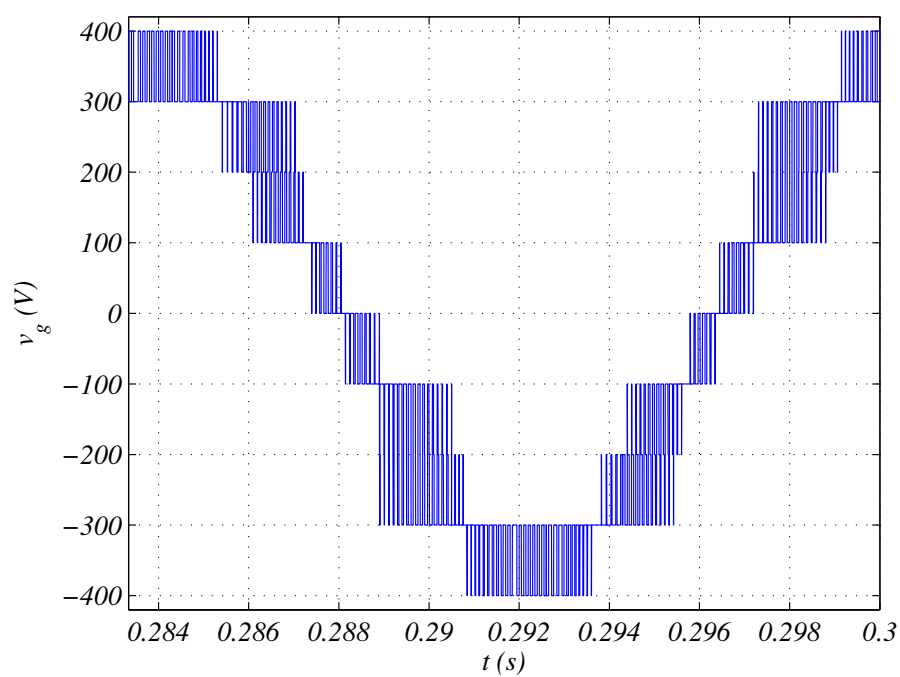


Figura 19 – Tensão v_g gerada pela topologia de seis braços quando $\cos \varphi = 0,6$.

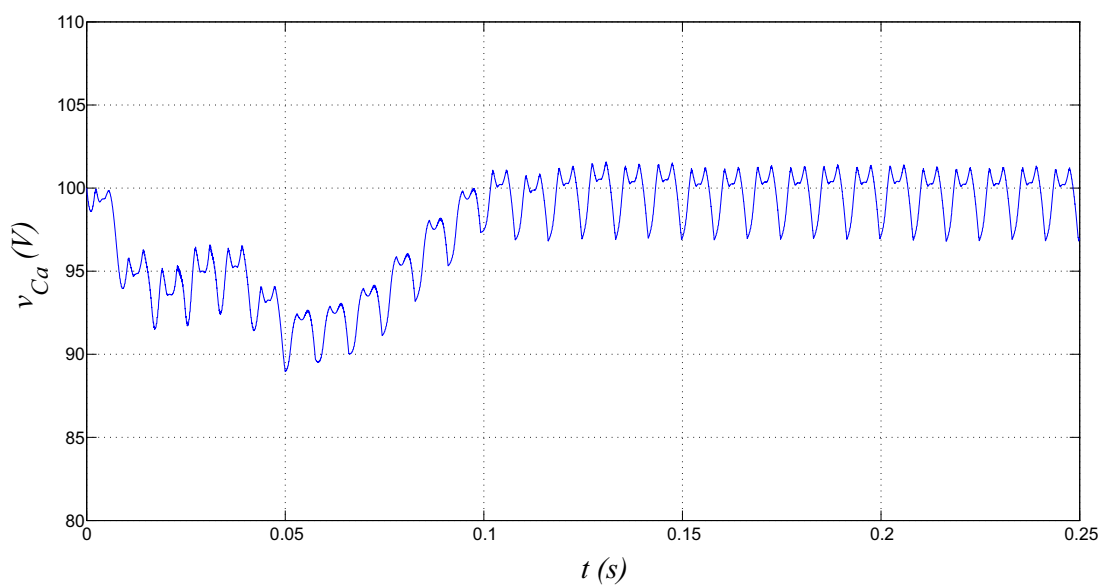


Figura 20 – v_{Ca} versus tempo (após $t = 0,05s$, o controle dos barramentos foi ligado).

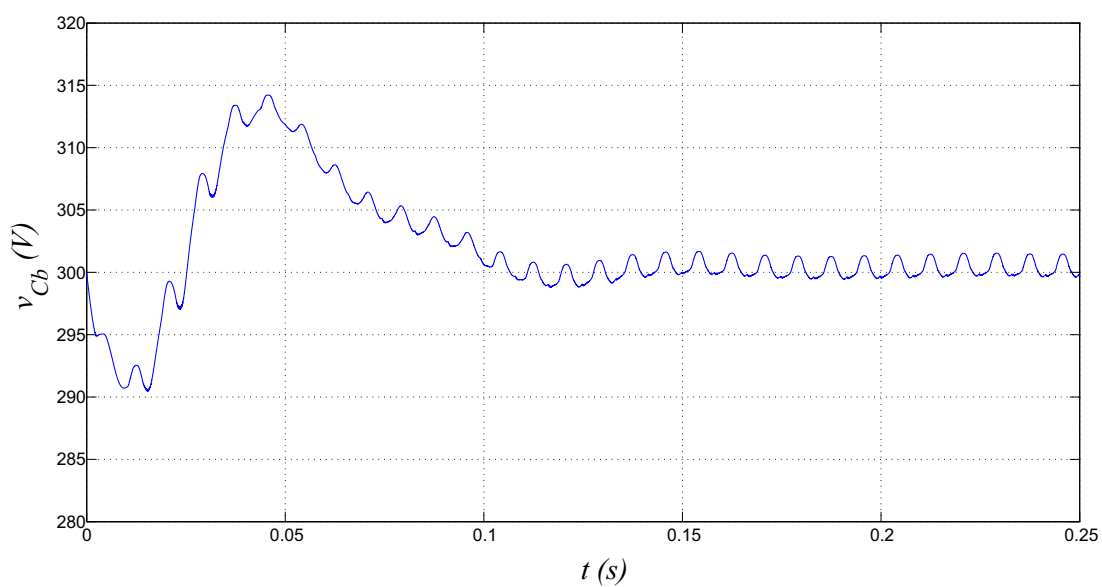
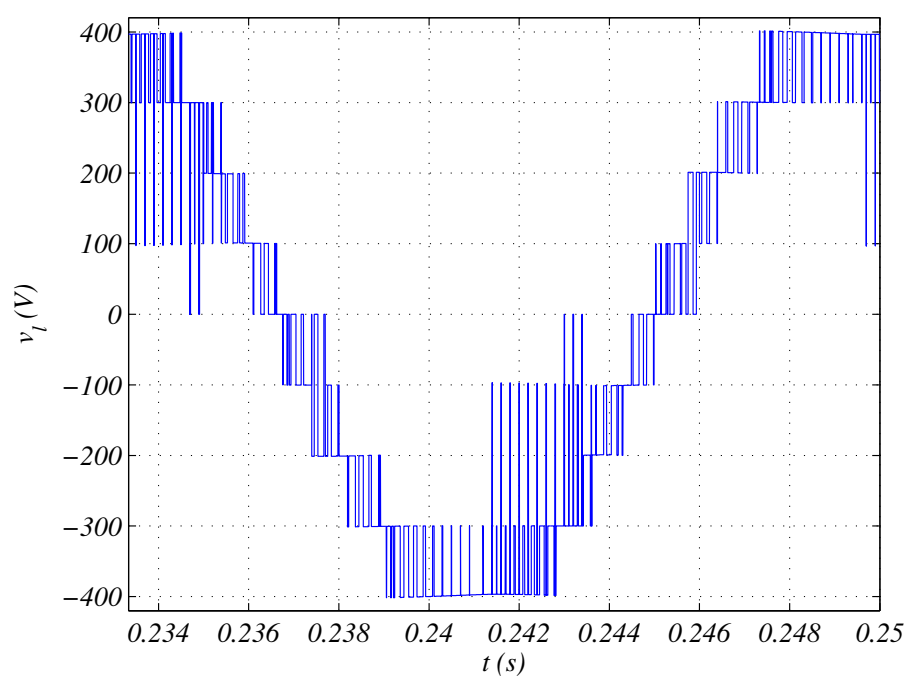


Figura 21 – v_{Cb} versus tempo (após $t = 0,05s$, o controle dos barramentos foi ligado).

Figura 22 – Tensão v_l gerada pelo sistema completo quando $\cos \varphi = 0,95$.

6 Considerações Finais

O objetivo geral deste trabalho foi projetar e simular um conversor ca-cc-ca monofásico-monofásico para alimentar uma carga a partir de uma fonte. Para isso, um conversor multinível foi escolhido e as melhores técnicas de modulação PWM e de controle foram encontradas. Buscou-se um equilíbrio entre a redução das perdas por chaveamento e das distorções harmônicas das tensões.

O conversor multinível escolhido é composto por dois conversores de três braços conectados em série e com barramentos CC com valores distintos. O modelo do sistema foi apresentado e discutido no Capítulo 2.

Técnicas de modulação PWM foram propostas e detalhadas no Capítulo 3, sendo elas: 1) PWM escalar; 2) PWM vetorial; 3) *Level-Shifted PWM* e 4) *Level-Shifted PWM* modificado.

Uma estratégia de controle dos barramentos capacitivos foi apresentada durante o Capítulo 4. Um controle em malha fechada foi utilizado para manter v_{Cm} (a tensão média dos barramentos) dentro do valor correto e um controle em histerese foi utilizado de forma a manter as tensões nos barramentos CC iguais a seus valores de referência. Para realizar esse controle, foi utilizada técnica PWM vetorial em conjunto com o *Level-Shifted PWM* modificado.

No Capítulo 5 foram analisados os resultados coletados dos sistemas de três e de seis braços. Essas análises foram feitas com base em resultados de simulações realizadas no *software* MATLAB[®].

Na primeira parte do Capítulo 5 comparou-se o desempenho das topologias de três e seis braços. No caso da topologia de três braços, foi utilizada a técnica *Variable Shared-Leg Voltage* com o parâmetro $\mu = 0$ apresentada em [4], já a topologia de seis braços utilizou a técnica de modulação PWM vetorial. Os dois conversores foram comparados em termos de distorção harmônica e perdas. Foi constatado que a topologia de seis braços com $v_{Ca} = E$ e $v_{Cb} = 3v_{Ca}$ tem um desempenho melhor do que a topologia de três braços.

Já na segunda parte do Capítulo 5, analisou-se o desempenho do controle e foi confirmado que o mesmo está de acordo com o esperado. Os barramentos CC conseguem ser mantidos bem próximos dos seus valores de referência, enquanto que as tensões geradas possuem distorções harmônicas baixas. A topologia de seis braços permite reduzir as tensões e a potência processada pelas chaves de potência. Observando todos os resultados, prova-se que a topologia de seis braços é uma opção viável para a aplicação desejada.

Devido à escassez de tempo não foi possível levar o trabalho até a fase de experi-

mental. Entretanto, os objetivos desse trabalho foram cumpridos, pois foi possível expor, detalhar, comparar e analisar os diferentes aspectos e etapas de realização do sistema de conversão proposto até a fase de simulação.

Referências

- [1] G. Carrara, S. Gardella, M. Marchesoni, R. Salutati, and Giuseppe Sciotto. A new multilevel pwm method: a theoretical analysis. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 7(3):497–505, Jul 1992. Citado na página 1.
- [2] M.C. Cavalcanti, E.R. da Silva, D. Boroyevich, Wei Dong, and C.B. Jacobina. A feasible loss model for igbt in soft-switching inverters. In *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*, volume 4, pages 1845–1850 vol.4, 2003. Citado na página 19.
- [3] J.M. Chang, W.N. Chang, and S.J. Chiang. Multilevel single-phase rectifier inverter with cascaded connection of two three-arm converters. *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, 153(5):719–725, September 2006. Citado na página 1.
- [4] S.J. Chiang, T.-S. Lee, and J.M. Chang. Design and implementation of a single phase three-arms rectifier inverter. *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, 147(5):379–384, Sep 2000. Citado 2 vezes nas páginas 2 e 27.
- [5] L.G. Franquelo, J. Rodriguez, J.I. Leon, S. Kouro, R. Portillo, and M.A.M. Prats. The age of multilevel converters arrives. *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, 2(2):28–39, June 2008. Citado na página 1.
- [6] C.B. Jacobina, M.B.deR. Correa, T.M. Oliveiro, A.M.N. Lima, and E.R. Cabral da Silva. Current control of unbalanced electrical systems. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 48(3):517–525, Jun 2001. Citado na página 15.
- [7] C.B. Jacobina, A.P.D. de Queiroz, A.C.N. Maia, E.R.C. da Silva, and A.C. Oliveira. Ac-dc-ac multilevel converters based on three-leg converters. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*, pages 5312–5319, Sept 2013. Citado na página 1.
- [8] Jih-Sheng Lai and Fang Zheng Peng. Multilevel converters-a new breed of power converters. In *Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95., Conference Record of the 1995 IEEE*, volume 3, pages 2348–2356 vol.3, Oct 1995. Citado na página 1.
- [9] N. Mittal, B. Singh, S.P. Singh, R. Dixit, and D. Kumar. Multilevel inverters: A literature survey on topologies and control strategies. In *Power, Control and Embedded Systems (ICPCES), 2012 2nd International Conference on*, pages 1–11, Dec 2012. Citado na página 1.

-
- [10] J. Rodriguez, S. Bernet, Bin Wu, J.O. Pontt, and S. Kouro. Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 54(6):2930–2945, Dec 2007. Citado na página 1.