



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

Alan Santana Felinto

# **Análise de Retificador Trifásico Assimétrico com Capacitores Flutuantes**

Campina Grande, Paraíba

Fevereiro de 2017

Alan Santana Felinto

# **Análise de Retificador Trifásico Assimétrico com Capacitores Flutuantes**

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

Área de Concentração: Processamento da Energia

Orientador: Prof. Dr. Cursino Brandão Jacobina

Campina Grande, Paraíba

Fevereiro de 2017

Alan Santana Felinto

## **Análise de Retificador Trifásico Assimétrico com Capacitores Flutuantes**

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

Aprovado em \_\_\_\_ / \_\_\_\_ / \_\_\_\_

---

**Professor Avaliador**

Universidade Federal de Campina Grande  
Avaliador

---

**Prof. Dr. Cursino Brandão Jacobina**

Universidade Federal de Campina Grande  
Orientador

Campina Grande, Paraíba  
Fevereiro de 2017

*Dedico este trabalho aos meus pais que sempre acreditaram em mim e investiram na minha educação.*

# Agradecimentos

Agradeço à minha família e em especial aos meus pais José e Maria de Fátima. Foi o trabalho duro deles para me manter estudando que me possibilitou chegar a essa realização.

Agradeço a todos os professores que fizeram parte da minha formação. Em especial, agradeço a dois professores, Gutemberg Lira e Alexandre Cunha, que marcaram minha graduação pelas valiosas lições ensinadas.

Agradeço ao professor Cursino Jacobina por todo apoio prestado e ensinamentos repassados nesses 3 anos nos quais ele vem me orientando.

Por fim, Agradeço aos meus colegas de laboratório João Paulo, Edgard Luiz, Victor Felipe e Rodrigo Pereira que ajudaram na construção desse trabalho de forma direta e indireta.

*E você estava esperando voar.  
Mas como chegar até as nuvens  
com os pés no chão?  
(Renato Russo)*

# Resumo

Neste trabalho é realizado um estudo sobre um retificador de potência trifásico assimétrico em cascata com capacitores flutuantes. O conversor em estudo é composto por um conversor trifásico de três braços (Conversor T) em cascata com uma ponte-H por fase (Conversor H). O conversor T processa potência e está conectado a uma carga  $CC$ , e o conversor H possui em seus barramentos capacitores flutuantes. A relação de tensões de barramento no conversor é de 3:1, de modo a gerar a maior quantidade possível de níveis igualmente espaçados entre si. São apresentadas duas estratégias de PWM. A primeira é um *Level-shifted* PWM, denominado aqui de LSPWM. A segunda é uma estratégia de PWM vetorial (SVPWM). As duas modulações apresentam otimização dos níveis gerados pelo conversor, gerando uma tensão de saída com o máximo número de níveis. São apresentadas em seguida estratégias de controle para as tensões de barramento. A tensão de barramento do conversor T é controlada por meio de um controle de corrente em cascata e as tensões de barramento do conversor H são controladas utilizando-se a tensão homopolar do conversor, de modo que o controle dos capacitores flutuantes é realizado sem alterar-se os níveis do PWM. Por fim, são apresentadas análises de regime permanente, perdas e distorções harmônicas, bem como simulações e resultados experimentais para validação das análises.

**Palavras-chave:** PWM vetorial, *Level-shifted* PWM, Conversor trifásico, Retificador, Capacitor-flutuante, Controle.

# Abstract

This work studies a cascaded asymmetrical three-phase power rectifier with floating capacitors. The converter studied consists on a three-leg three-phase converter (Converter T) cascaded with one H-bridge on each phase (Converter H). Converter T process active power and is connected to a DC load. Converter H has floating capacitors on its DC-links. The DC-link voltage ratio between converter T and converter H is 3:1, so the converter generates the greatest number of voltage levels equally distributed that the topology is able to generate. Two PWM strategies are presented. The first one is a level-shifted PWM, here named LSPWM. The second one is a space vector PWM (SVPWM). The two modulations presented optimize the converter level generation, generating an output voltage with the maximum number of levels. Control strategies for the DC-link voltages are also shown. Converter T DC-link voltage control is performed by a cascaded current control and converter H DC-links control is accomplished by manipulating the converter homopolar voltage, therefore the floating capacitors control is achieved without modifying the PWM levels. Finally, steady state behaviour, losses and harmonic distortion are analysed. Simulation and experimental results are present in order to validate the analysis.

**Keywords:** Space Vector PWM, Level-shifted PWM, Three-phase converter, Rectifier, Floating Capacitor, Control.



# Lista de ilustrações

Figura 1 – Retificador trifásico analisado. . . . .	19
Figura 2 – Retificador trifásico de três braços. . . . .	19
Figura 3 – Circuito Equivalente. . . . .	20
Figura 4 – Portadoras e níveis - LSPWM. . . . .	23
Figura 5 – Exemplo de chaveamento utilizando $v_{tri3}$ - LSPWM. . . . .	24
Figura 6 – Diagrama vetorial no plano $dq$ para o conversor analisado. . . . .	25
Figura 7 – Diagrama vetorial no plano $dq$ para o conversor trifásico de 3 braços. . . . .	26
Figura 8 – Diagrama vetorial no plano $xy$ para o conversor analisado. . . . .	27
Figura 9 – Diagrama vetorial no plano $xy$ para o conversor trifásico de 3 braços. . . . .	27
Figura 10 – Diagrama de controle do sistema. . . . .	30
Figura 11 – Resultado de simulação: Tensão de saída $v_{g1}$ - LSPWM. . . . .	39
Figura 12 – Resultado de simulação: Tensão de saída $v_{g1}$ - SVPWM. . . . .	40
Figura 13 – Resultado de simulação: Tensão de saída $v_{g1}$ - conversor de três braços. . . . .	40
Figura 14 – Resultado de simulação: Correntes ( $i_j$ ) - LSPWM. . . . .	41
Figura 15 – Resultado de simulação: Correntes ( $i_j$ ) - SVPWM. . . . .	41
Figura 16 – Resultado de simulação: Correntes ( $i_j$ ) - Conversor de três braços. . . . .	42
Figura 17 – Resultado de simulação: Tensões de barramento $v_{Chj}$ - LSPWM. . . . .	42
Figura 18 – Resultado de simulação: Tensão de barramento $v_{Ct}$ - LSPWM. . . . .	43
Figura 19 – Resultado de simulação: Tensões de barramento $v_{Chj}$ - SVPWM. . . . .	43
Figura 20 – Resultado de simulação: Tensão de barramento $v_{Ct}$ - SVPWM. . . . .	44
Figura 21 – Resultado experimental: Tensões de saída do conversor ( $v_{gj}$ ), $ma = 1$ . . . . .	45
Figura 22 – Resultado experimental: Tensões de polo ( $v_{tj}$ , $v_{hj1}$ e $v_{hj2}$ ), $ma = 1$ . . . . .	46
Figura 23 – Resultado experimental: Tensões geradas pelo conversor T por fase ( $v_{htj}$ ), $ma = 1$ . . . . .	46
Figura 24 – Resultado experimental: Tensões de barramento ( $v_{Ct}$ e $v_{Chj}$ ), $ma = 0,64$ . . . . .	47
Figura 25 – Resultado experimental: Correntes ( $i_j$ ), $ma = 0,64$ . . . . .	47

# Lista de tabelas

Tabela 1 – Portadoras $v_{trik}$ . . . . .	23
Tabela 2 – Distribuição de potências: $\mu_{gt} = 1$ para $i_1 > 0$ e $\mu_{gt} = 0$ para $i_1 < 0$ . . .	34
Tabela 3 – Distribuição de potências: $\mu_{gt} = 0$ para $i_1 > 0$ e $\mu_{gt} = 1$ para $i_1 < 0$ . . .	35
Tabela 4 – Distribuição de potências: $\mu_{gt} = 0,5$ . . . . .	35
Tabela 5 – Distribuição de potências $\mu_{gt} = 1$ . . . . .	35
Tabela 6 – THD (Correntes) e WTHD (Tensões) para as diferentes topologias e modulações $f_{\Delta} = 10 kHz$ e $m_a = 0,64$ . . . . .	36
Tabela 7 – Perdas: Topologia estudada LSPWM $f_{\Delta} = 10 kHz$ . . . . .	37
Tabela 8 – Perdas: Topologia convencional SVPWM $f_{\Delta} = 10 kHz$ . . . . .	37
Tabela 9 – Frequência média de chaveamento dos IGBTs (kHz) $f_{\Delta} = 10kHz$ , $m_a = 0.64$ . . . . .	38
Tabela 10 – Perdas para a topologia em estudo para THD = 2% (LSPWM, $f_{\Delta} = 5 kHz$ ). . . . .	38
Tabela 11 – Perdas para o conversor de três braços para THD = 2% (SVPWM, $f_{\Delta} = 20 kHz$ ). . . . .	38

# Lista de abreviaturas e siglas

TCC	Trabalho de Conclusão de Curso
CC	Corrente contínua
PWM	Modulação por largura de pulso ( <i>Pulse Width Modulation</i> )
LSPWM	<i>Level-shifted</i> PWM
SVPWM	PWM vetorial ( <i>Space Vector</i> PWM)
DC	Corrente contínua ( <i>Direct current</i> )
CA	Corrente Alternada
THD	Distorção Harmônica Total ( <i>Total Harmonic Distortion</i> )
max	Máximo
min	Mínimo
PI	Controlador Proporcional Integral
PLL	Malha de Captura de Fase ( <i>Phase-locked loop</i> )
WTHD	Distorção Harmônica Total Ponderada ( <i>Weightened Total Harmonic Distortion</i> )
IGBT	Transistor Bipolar de Porta Isolada ( <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> )
RL	Carga Resistiva Indutiva
DSP	Processador Digital de Sinais ( <i>Digital Signal Processor</i> )

# Lista de símbolos

$j$	Índice genérico para referir-se às três fases $j = \{1, 2, 3\}$
$e_{gj}$	Tensão na rede trifásica
$l_g$	Indutor de acoplamento
$i_j$	Corrente na fase $j$
$v_{gj}$	Tensões de saída do PWM trifásico
$v_{htj}$	Tensões geradas pelo conversor por fase
$v_{hj1}$	Tensões de pólo do braço 1 das pontes-H
$v_{hj2}$	Tensões de pólo do braço 2 das pontes-H
$v_{gt}$	Tensão homopolar
$q_{tj}$	Estados das chaves do conversor T
$q_{hj1}$	Estados das chaves dos braços 1 do conversor H
$q_{hj2}$	Estados das chaves dos braços 2 do conversor H
$v_{Ct}$	Tensão de barramento do conversor T
$v_{Chj}$	Tensões de barramento do conversor H
$C_t$	Capacitor de barramento do conversor T
$C_h$	Capacitor de barramento dos conversores H
$i_{Ct}$	Corrente no capacitor de barramento do conversor T
$i_{Ch}$	Correntes nos capacitores de barramento do conversor H
*	Denota variáveis de referência
$0_j$	Centro do barramento de cada ponte-H
$t$	Centro do barramento do conversor T
$g$	Neutro da rede elétrica
$h_{j1}$	Terminal de cada ponte-H conectado á rede

$h_{j2}$	Terminal de cada ponte-H conectado ao conversor T
$t_j$	Centro de cada braço do conversor T
$v_{gt}^*$	Tensão homopolar de referência
$v_{Ct}^*$	Tensão de barramento de referência do conversor T
$v_{Ch}^*$	Tensão de barramento de referência do conversor H
$v_{htj}^*$	Tensão de referência para cada fase do conversor
$v_{gj}^*$	Tensão de referência para o PWM trifásico
$v_{gtmax}^*$	Máxima tensão homopolar de referência
$v_{gtmin}^*$	Mínima tensão homopolar de referência
$\mu_{gt}$	Fator de distribuição para o LSPWM
$k$	Índice genérico para se referir à portadoras do LSPWM ( $k = \{1, 2, 3, 4, 5\}$ )
$v_{trik}$	Portadoras triangulares do LSPWM
$v_{ik}$	Tensão inferior de uma portadora
$v_{sk}$	Tensão superior de uma portadora
$Q_{ik}$	Estado das chaves que define a tensão inferior de uma portadora
$Q_{sk}$	Estado das chaves que define a tensão superior de uma portadora
$Q_{atual}$	Estado atual das chaves
$v_{g123}^*$	Vetor de tensões de referência $v_{g123}^* = \{v_{g1}^*; v_{g2}^*; v_{g3}^*\}$
$v_{gdq}^*$	Vetor de tensões de referência no plano dq $v_{gdq}^* = \{v_{gd}^*; v_{gq}^*\}$
$v_{gd}^*$	Componente d do vetor $v_{gd}^*$
$v_{gq}^*$	Componente q do vetor $v_{gd}^*$
$v_{gdq}$	Vetor de tensões no plano dq $v_{gdq} = \{v_{gd}, v_{gq}\}$
$v_{g123}$	Vetor de tensões $v_{g123} = \{v_{g1}, v_{g2}, v_{g3}\}$
$T_{dq}$	Matriz da transformação de Clark
$v_{gxy}$	Vetor de tensões no plano xy $v_{gxy} = \{v_{gx}; v_{gy}\}$
$v_{gx}^*$	Componente x do vetor $v_{gxy}^*$

$v_{gy}^*$	Componente y do vetor $v_{gxy}^*$
$T_{xy}$	Matriz da transformação xy
$ceil()$	Função que arredonda o número para o maior inteiro mais próximo
$floor()$	Função que arredonda o número para o menor inteiro mais próximo
$k_n$	Fator de normalização da transformação xy
$n_{camadas}$	Número de camadas hexagonais no diagrama dq do conversor
$v_{gmax}^*$	Máxima tensão instantânea que o conversor pode gerar
$T_{PWM}$	Período do PWM
$t_{v1}$	Largura de pulso do vetor $V_{1xy}$
$t_{v2}$	Largura de pulso do vetor $V_{2xy}$
$t_{v3}$	Largura de pulso do vetor $V_{dxy}$
$V_{1xy}$	Vetor obtido arredondando o valor normalizado de referência
$V_{2xy}$	Vetor obtido arredondando o valor normalizado de referência
$V_{3xy}$	Vetor obtido arredondando o valor normalizado de referência
$V_{4xy}$	Vetor obtido arredondando o valor normalizado de referência
$V_{dxy}$	Mais próximo da referência dos vetores $V_{3xy}$ e $V_{4xy}$
$V_{1x}$	Componente x do vetor $V_{1xy}$
$V_{1y}$	Componente y do vetor $V_{1xy}$
$V_{2x}$	Componente x do vetor $V_{2xy}$
$V_{2y}$	Componente y do vetor $V_{2xy}$
$V_{dx}$	Componente x do vetor $V_{dxy}$
$V_{dy}$	Componente y do vetor $V_{dxy}$
$Res$	Controlador PI ressonante
$Hist$	Controlador por histerese
$I_g^*$	Amplitude de referência para as correntes
$cont_j$	Indica a necessidade de carregamento ou descarregamento dos capacitores flutuantes.

$cont$	Valor de $cont_j$ efetivamente utilizado
$i_{cont}$	Corrente de controle
$e_{hj}$	Erros de tensões de barramento do conversor H
$\Delta h$	Banda de histerese
$\&$	Operador lógico <i>and</i>
$carg$	Indica a necessidade de carregamento simultâneo dos três capacitores flutuantes
$desc$	Indica a necessidade de descarregamento simultâneo dos três capacitores flutuantes
$\mu_{pos}$	Valor atribuído para $\mu_{gt}$ para corrente de controle positiva
$\mu_{neg}$	Valor atribuído para $\mu_{gt}$ para corrente de controle negativa
$Q^*$	Estado ideal das chaves da ponte-H para correção do erro de tensão de barramento
$q_{hj1}^*$	Estado ideal das chaves dos braços 1 do conversor H
$q_{hj2}^*$	Estado ideal das chaves dos braços 2 do conversor H
$eval_{red}$	Avalia a capacidade das redundâncias de corrigirem o erro de tensão de barramento
$k_i$	Ganho integral do controlador PI
$k_p$	Ganho proporcional do controlador PI
$k_a$	Ganho do controlador ressonante
$k_b$	Ganho do controlador ressonante
$k_c$	Ganho do controlador ressonante
$P_{carga}$	Potência da carga
$h$	Passo de cálculo
$f_{\Delta}$	Frequência das portadoras
$m_a$	Índice de modulação de amplitude
$P_{hj}(\%)$	Porcentagem de potência processada por cada ponte-H

$P_{ht}(\%)$	Porcentagem de potência processada pelo conversor H
$P_t(\%)$	Porcentagem de potência processada pelo conversor T
$P_{chaveamento}$	Perdas por chaveamento
$P_{condução}$	Perdas por condução
$P_{total}$	Perdas totais
$v_{C3b}$	Tensão de barramento do conversor de três braços
$THD(\%)$	Distorção harmônica total
$WTHD(\%)$	Distorção harmônica total ponderada
$\gamma_1$	Componente fundamental do sinal
$\gamma_u$	Harmônica de ordem u
$u$	número da harmônica
$N_u$	Número de harmônicas considerado



# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>17</b>
<b>2</b>	<b>MODELO DO SISTEMA</b>	<b>20</b>
<b>3</b>	<b>ESTRATÉGIAS DE PWM</b>	<b>22</b>
<b>3.1</b>	<b>LSPWM</b>	<b>22</b>
<b>3.2</b>	<b>SVPWM</b>	<b>24</b>
<b>4</b>	<b>ESTRATÉGIA DE CONTROLE</b>	<b>29</b>
<b>4.1</b>	<b>Controle do conversor T</b>	<b>29</b>
<b>4.2</b>	<b>Controle dos capacitores flutuantes</b>	<b>30</b>
4.2.1	Utilizando LSPWM	30
4.2.2	Utilizando SVPWM	31
<b>5</b>	<b>RESULTADOS E ANÁLISES</b>	<b>33</b>
<b>5.1</b>	<b>Simulações</b>	<b>33</b>
5.1.1	Análise de Regime Permanente (LSPWM)	33
5.1.2	THD e WTHD	36
5.1.3	Perdas nos IGBTs	36
5.1.4	Simulação do controle	38
<b>5.2</b>	<b>Resultados experimentais</b>	<b>44</b>
<b>6</b>	<b>CONCLUSÃO</b>	<b>48</b>
	<b>REFERÊNCIAS</b>	<b>50</b>

# 1 Introdução

Conversores estáticos são circuitos de eletrônica de potência que controlam sua tensão de saída utilizando comutações de chaves semicondutoras com o objetivo de transmitir potência entre fontes e cargas com formas de onda de tensão diferentes, ou para atuarem de forma ativa na manutenção da qualidade da energia, como nos filtros ativos ou compensadores estáticos. Os conversores convencionais produzem apenas dois níveis de tensão. Uma possibilidade para desenvolver mais níveis de tensão é conectar tais conversores em cascata, de modo que a associação passa a desenvolver mais níveis (FELINTO et al., 2016). Os conversores que produzem em sua saída mais de dois níveis são chamados de conversores multiníveis.

Conversores multiníveis, comparados aos de dois níveis, apresentam diversas vantagens, tais como maior capacidade de tensão e processamento de potência, melhoria na qualidade da tensão de saída com menores frequências de chaveamento, baixa interferência eletromagnética, baixo estresse elétrico nas chaves semicondutoras, tensão de modo comum reduzida, e alta eficiência (RAJEEVAN et al., 2013).

Nesse contexto, conversores compostos por células em cascata foram estudados na literatura (MALINOWSKI et al., 2010), assim como foram propostas estratégias de controle e PWM (RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002). Conversores em cascata são capazes de atingir altas tensões devido a adição de módulos de conversão de tensões de barramento menores em série (WEN; SMEDLEY, 2008). Por esse motivo essas topologias são utilizadas em sistemas de conversão para geração de energia eólica de alta potência (MALINOWSKI et al., 2010).

No entanto, para aplicações como *drives* de máquinas, conversores em cascata podem demandar um alto número de fontes CC, a depender do número de células utilizadas. De modo a contornar tal limitação, pode-se utilizar em conversores compostos por várias células a estratégia de alimentar os conversores de mais alta potência com fontes e os conversores de menor potência com capacitores flutuantes (DU; OZPINECI; TOLBERT, 2007; ROTELLA et al., 2009; VAZQUEZ et al., 2009; LU; CORZINE, 2007). Naturalmente, foram desenvolvidas estratégias de controle e PWM para manter a tensão de barramento do capacitor flutuante no valor desejado.

Ainda, as topologias de conversores em cascata podem utilizar células de conversão de mesma tensão de barramento ou de tensões de barramento diferentes. Estas últimas são chamadas topologias assimétricas e em geral produzem um número maior de níveis do que as mesmas configurações utilizando tensões de barramento iguais. A assimetria nas tensões de barramento provoca uma assimetria no processamento de potência dos

conversores em cascata. Os conversores de maior tensão de barramento processam mais energia que os de menor tensão de barramento.

A utilização de topologias assimétricas em cascata permite um chaveamento com um número de níveis mais elevado, o que associado à utilização de capacitores flutuantes e o refinamento das técnicas de controle e PWM, permite uma redução no conteúdo harmônico das tensões chaveadas e das correntes geradas, como pode ser observado em (MELLO; JACOBINA; CORREA, 2016).

Os conversores estáticos podem ainda ser classificados pela direção do fluxo de potência. Conversores CC-CA (fonte CC e carga CA) são chamados inversores e conversores CA-CC (fonte CA e carga CC) são denominados retificadores. As análises realizadas neste trabalho consideram o conversor operando como retificador. Retificadores possuem largas aplicações, para usos diretos, alimentando cargas CC, assim como podem constituir estágios intermediários de conversão, em conversores CA-CC-CA, alimentando o barramento de inversores que podem ter aplicações diversas como o acionamento de máquinas polifásicas como apresentado em (MELO; JACOBINA; ROCHA, 2013).

Neste trabalho é analisada uma topologia de conversor estático estudada em (JACOBINA et al., 2014) aplicada num sistema de conversão com uma máquina hexafásica e em (MACIEL et al., 2013), na qual a topologia opera como um filtro ativo *shunt* compensando correntes harmônicas e potência reativa de modo a manter fator de potência unitário na rede elétrica. Esta topologia é composta por um conversor trifásico de três braços (conversor T), no qual em cada uma de suas fases está conectado em cascata uma ponte-H (conversor H), como mostrado na figura 1. No caso em estudo, o conversor trifásico está conectado a uma carga contínua, e os barramentos das pontes H são capacitores flutuantes. Além disso, a relação de tensões de barramento dos conversores T e H, respectivamente, é de 3:1. Essa relação de tensões de barramento proporciona ao conversor em estudo gerar a maior quantidade possível de níveis igualmente espaçados entre si. As análises realizadas consideram o conversor operando como retificador, embora a maior parte das análises possa ser estendida para a aplicação do conversor como inversor.

No trabalho é apresentado o modelo do sistema, duas técnicas de PWM e uma estratégia de controle, bem como os estudos de regime permanente do sistema e análises de perdas e THD, de modo a comparar as estratégias de controle entre si e comparar o conversor em estudo com uma topologia convencional. A topologia utilizada para comparação foi o conversor trifásico de três braços, apresentado na figura 2.

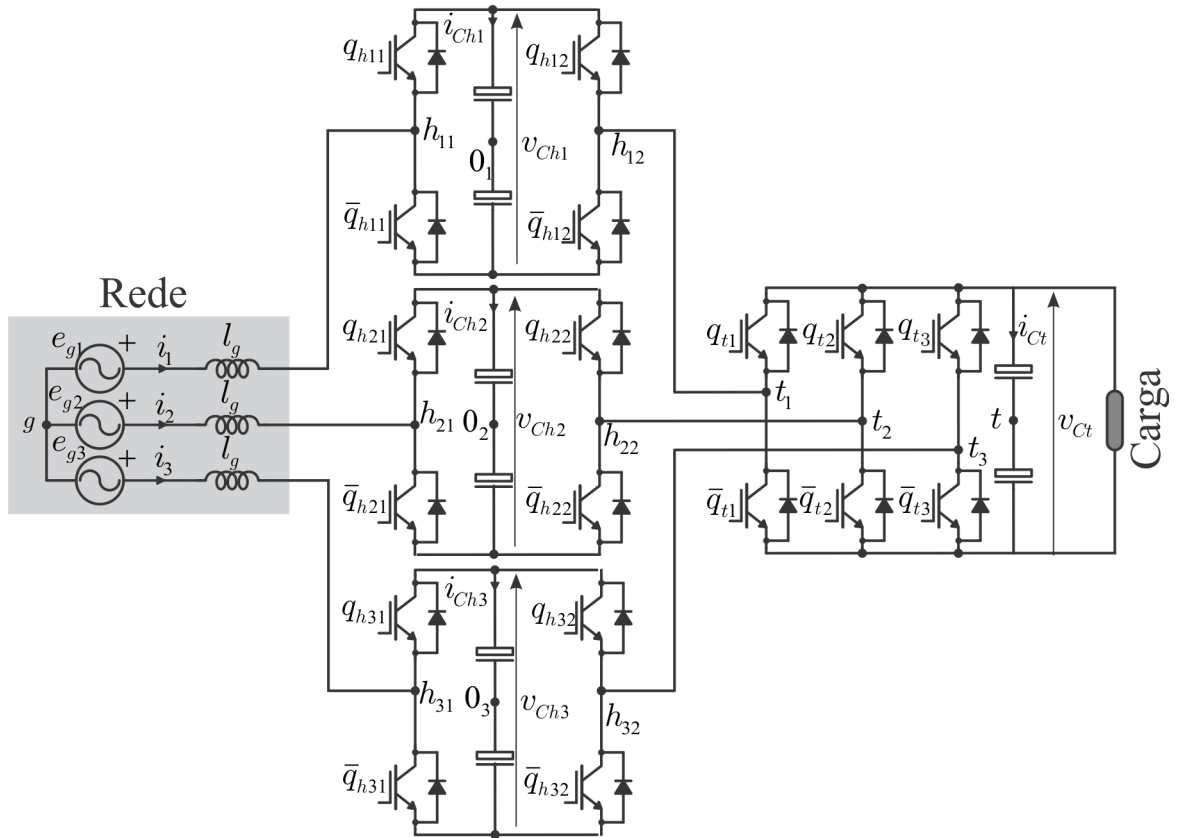


Figura 1 – Retificador trifásico analisado.

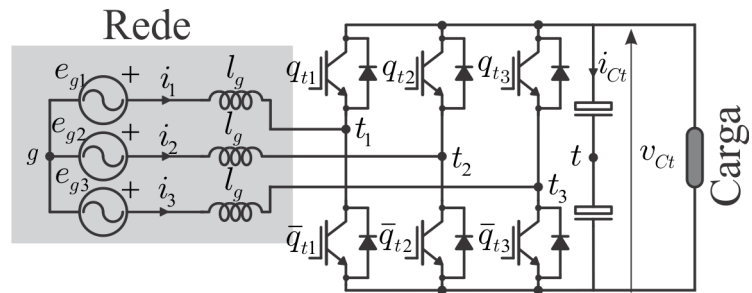


Figura 2 – Retificador trifásico convencional.



As tensões de polo do conversor podem ser determinadas a partir dos estados das chaves e das tensões nos barramentos. As variáveis  $q_{tj}$ ,  $q_{hj1}$  e  $q_{hj2}$  representam o estado de condução das chaves, assumindo os valores zero ou um, zero denotando que a chave está aberta e um que a chave está fechada. Desse modo, calculam-se as tensões de polo por 2.5, 2.6 e 2.7 onde  $v_{Ct}$  e  $v_{Chj}$  representam as tensões dos barramentos nos conversores T e H, respectivamente.

$$v_{tj} = (2q_{tj} - 1) \frac{v_{Ct}}{2} \quad (2.5)$$

$$v_{hj1} = (2q_{hj1} - 1) \frac{v_{Chj}}{2} \quad (2.6)$$

$$v_{hj2} = (2q_{hj2} - 1) \frac{v_{Chj}}{2} \quad (2.7)$$

As equações dinâmicas dos capacitores dos barramentos são dadas por 2.8 e 2.9, onde  $C_t$  e  $C_h$  são as capacitâncias dos capacitores de barramento,  $i_l$  é a corrente na carga conectada ao barramento do conversor T e  $i_{Ct}$  é a corrente no capacitor de barramento do conversor T, dada por 2.10, onde a corrente na carga CC é dada por  $i_l$ .

$$\frac{C_t}{2} \frac{dv_{Ct}}{dt} = i_{Ct} \quad (2.8)$$

$$\frac{C_h}{2} \frac{dv_{Chj}}{dt} = (q_{hj1} - q_{hj2}) i_j \quad (2.9)$$

$$i_{Ct} = \left( \sum_{j=1}^3 i_j (2q_{tj} - 1) \right) - i_l \quad (2.10)$$

## 3 Estratégias de PWM

A seguir são apresentadas duas estratégias de PWM aplicadas ao conversor em estudo. São elas: PWM *level-shifted*, que a partir desse ponto será citada como LSPWM e um PWM vetorial (*Space-vector* PWM), que será referido como SVPWM. A partir deste ponto, o símbolo "\*" denota variáveis de referência. Tal notação será utilizada no detalhamento das duas estratégias de PWM.

### 3.1 LSPWM

Esta modulação foi primeiramente proposta em (CARRARA et al., 1992). Na modulação LSPWM, para gerar as tensões de referência  $v_{htj}^*$ , utiliza-se uma tensão auxiliar  $v_{gt}^*$ , segundo a equação 3.1, onde  $v_{gj}^*$  representa a tensão de referência para a fase  $j$ .

$$v_{htj}^* = v_{gj}^* + v_{gt}^* \quad (3.1)$$

Para calcular a tensão  $v_{htj}^*$  inicialmente encontra-se a tensão  $v_{gt}^*$  de modo a garantir que a tensão de referência do conversor não ultrapasse sua capacidade de gerar tensão. Assim, calcula-se a tensão homopolar por 3.2, onde  $\mu_{gt}$  é um fator de distribuição para o qual  $0 \leq \mu_{gt} \leq 1$  e  $v_{gt_{max}}^*$  e  $v_{gt_{min}}^*$  são as máxima e mínima tensões homopolares, calculadas por 3.3 e 3.4 respectivamente.  $v_{Ch}^*$  e  $v_{Ct}^*$  são as tensões de barramento de referência.

$$v_{gt}^* = \mu_{gt} v_{gt_{max}}^* + (1 - \mu_{gt}) v_{gt_{min}}^* \quad (3.2)$$

$$v_{gt_{max}}^* = v_{Ch}^* + \frac{v_{Ct}^*}{2} - \max(v_{gj}^*) \quad (3.3)$$

$$v_{gt_{min}}^* = -v_{Ch}^* - \frac{v_{Ct}^*}{2} - \min(v_{gj}^*) \quad (3.4)$$

Uma vez calculadas as tensões de referência para cada fase do conversor ( $v_{htj}^*$ ), realiza-se uma modulação LSPWM, chaveando sempre entre os dois níveis adjacentes mais próximos. No caso do conversor em estudo, cada fase gera seis níveis, portanto há cinco intervalos de chaveamento e cinco portadoras, como mostrado na figura 4. Inicialmente, localiza-se a referência em uma das regiões, e em seguida, compara-se a tensão de referência com a portadora referente ao intervalo, chaveando entre os dois níveis que delimitam o intervalo. Na figura 4 são apresentadas as portadoras, os níveis entre os quais elas oscilam e são utilizadas e os estados das chaves referentes a cada nível.

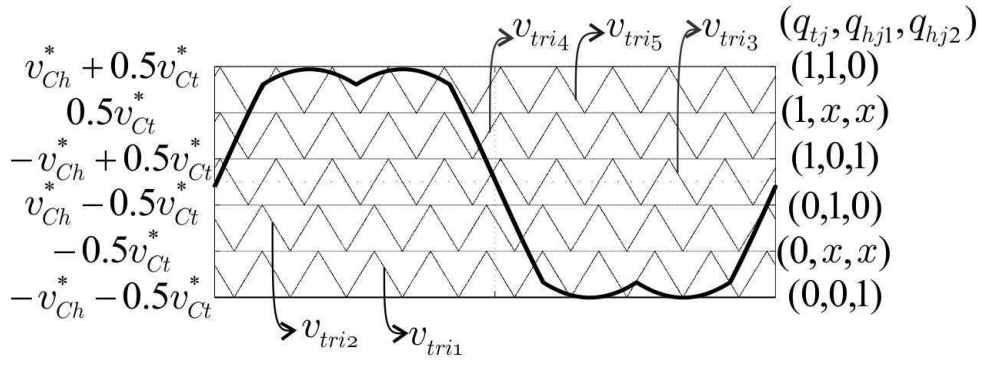


Figura 4 – Portadoras e níveis - LSPWM.

Considerando que a portadora escolhida oscile entre um nível inferior  $v_{ik}$  e um nível superior  $v_{sk}$ , e que cada um desses níveis seja gerado por um conjunto de estados de chaves,  $Q_{ik}$  e  $Q_{sk}$ , respectivamente, a geração dos estados das chaves  $Q_{atual} = \{q_{tj}, q_{hj1}, q_{hj2}\}$  é dada por 3.5.

$$\begin{cases} \text{se } v_{htj}^* > v_{trik}, & Q_{atual} = Q_{sk} \\ \text{caso contrário,} & Q_{atual} = Q_{ik} \end{cases} \quad (3.5)$$

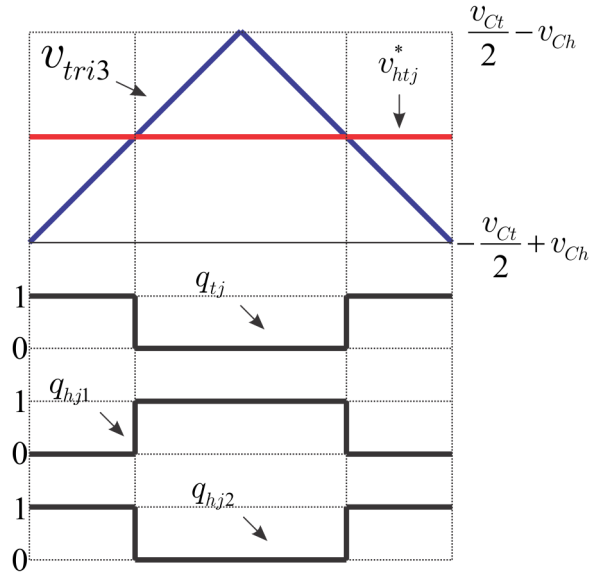
Na tabela 1 são descritas as cinco portadoras triangulares  $v_{trik}$  com seus respectivos intervalos de utilização, níveis superiores ( $v_{sk}$ ), inferiores ( $v_{ik}$ ) e os estados das chaves que os geram ( $Q_{sk}$  e  $Q_{ik}$ ). Os estados de chaves indicados com dois xis (x,x), indicam que basta que as duas chaves tenham o mesmo valor, podendo este ser igual a um ou a zero.

 Tabela 1 – Portadoras  $v_{trik}$ .

$v_{trik}$	Intervalo de utilização	$Q_{sk}$	$Q_{ik}$
$v_{tri1}$	$-\frac{v_{Ct}}{2} - v_{Ch} < v_{htj}^* < -\frac{v_{Ct}}{2}$	$\{0,x,x\}$	$\{0,0,1\}$
$v_{tri2}$	$-\frac{v_{Ct}}{2} < v_{htj}^* < -\frac{v_{Ct}}{2} + v_{Ch}$	$\{0,1,0\}$	$\{0,x,x\}$
$v_{tri3}$	$-\frac{v_{Ct}}{2} + v_{Ch} < v_{htj}^* < +\frac{v_{Ct}}{2} - v_{Ch}$	$\{1,0,1\}$	$\{0,1,0\}$
$v_{tri4}$	$\frac{v_{Ct}}{2} - v_{Ch} < v_{htj}^* < \frac{v_{Ct}}{2}$	$\{1,x,x\}$	$\{1,0,1\}$
$v_{tri5}$	$\frac{v_{Ct}}{2} < v_{htj}^* < \frac{v_{Ct}}{2} + v_{Ch}$	$\{1,1,0\}$	$\{1,x,x\}$

Na figura 5 é exemplificada a comutação das chaves em um período de PWM. Para o caso apresentado, foi utilizada a portadora  $v_{tri3}$ . São mostrados os estados das chaves em função da comparação da referência com a portadora.




 Figura 5 – Exemplo de chaveamento utilizando  $v_{tri3}$  - LSPWM.

## 3.2 SVPWM

O SVPWM promove uma abordagem geométrica para a solução do PWM trifásico. Utilizando a transformação de Clark para transformar o vetor de tensões trifásico em um vetor bifásico, cada conjunto de estados de chaves do conversor se torna um vetor num espaço bidimensional. O PWM é realizado escolhendo-se os 3 vetores mais próximos ao vetor de referência e que sejam os vértices de um triângulo que contenha o vetor de referência. Chavea-se então entre estes durante o período do PWM.

Inicialmente, é necessário que se conheçam todos os vetores que podem ser gerados pelo conversor, o que é realizado em uma análise prévia, ou calculado na fase de inicialização do sistema de PWM. Em seguida, o vetor coluna de referências  $v_{g123}^* = \{v_{g1}^*; v_{g2}^*; v_{g3}^*\}$  é determinado e dele se obtêm o vetor coluna transformado  $v_{gdq}^* = \{v_{gd}^*; v_{gq}^*\}$  por meio da matriz transformação de Clark apresentada em 3.6. A matriz de transformação não é quadrada devido a tensão homopolar ter sido omitida, pois essa tensão será usada para o controle dos capacitores flutuantes. A equação 3.7 apresenta a expressão para transformar o vetor trifásico  $v_{g123}^*$  no vetor bifásico  $v_{gdq}^*$ . Do mesmo modo, para o cálculo dos vetores gerados pelo conversor, deve-se utilizar a referida transformação para calcular o conjuntos de vetores no domínio  $dq$  segundo 3.8

$$T_{dq} = \begin{bmatrix} 1 & -0,5 & -0,5 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$v_{gdq}^* = T_{dq} v_{g123}^* \quad (3.7)$$

$$v_{gdq} = T_{dq} v_{g123} \quad (3.8)$$

A partir desse ponto, o problema do SVPWM se resume em localizar o vetor de referências no espaço de vetores gerado pelo conversor, o que pode não ser uma tarefa simples dependendo da complexidade do conversor. Na figura 6 é apresentado o diagrama vetorial no plano  $dq$  dos vetores gerados pelo conversor em estudo. Na figura 7 é apresentado o diagrama vetorial gerado pelo conversor trifásico de três braços. Nos dois diagramas, cada asterisco indica um vetor e todas as suas redundâncias. Denominam-se redundâncias as diferentes combinações de chaves que produzem um mesmo vetor de tensões  $v_{gdq}$ . Nota-se a partir das figuras 6 e 7 que a adição de chaves aumenta de forma vertiginosa a quantidade de vetores gerados.

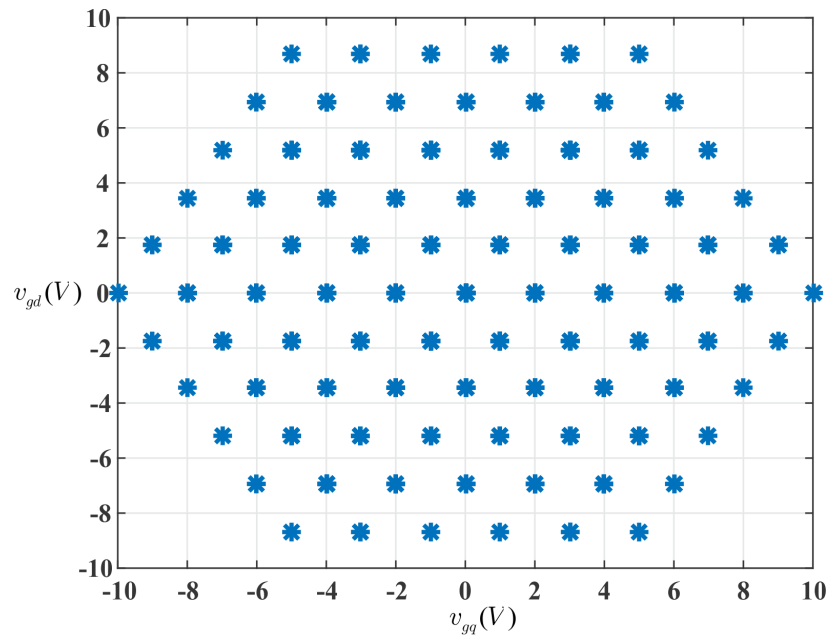


Figura 6 – Diagrama vetorial no plano  $dq$  para o conversor analisado.

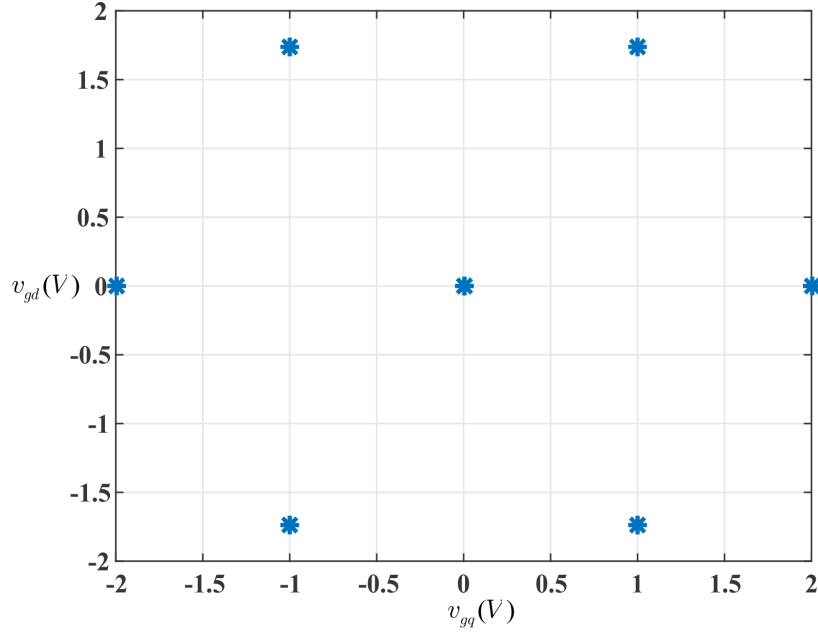


Figura 7 – Diagrama vetorial no plano  $dq$  para o conversor trifásico de 3 braços.

Uma solução para esse problema está apresentado em (MELLO; JACOBINA; CORREA, 2016). Será apresentada a seguir uma versão desse método adaptada ao conversor em estudo. Para a localização do vetor de referências, é realizada uma nova transformação nos vetores, de modo a transformar a geometria dos vetores e normalizá-los facilitando a localização da referência. A transformação é dada pela equação 3.9, onde  $k_n$  é uma constante de normalização dada por 3.10. Tal transformação muda a forma como os vetores se distribuem no plano. Os vetores adjacentes no plano  $dq$  formam triângulos equiláteros. No plano transformado (plano  $xy$ ) os triângulos equiláteros são transformados em triângulos retângulos. Os diagramas vetoriais normalizados e transformados são apresentados nas figuras 8 e 9.

$$T_{xy} = k_n \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & 0,5 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$k_n = \frac{n_{camadas}}{\sqrt{3}v_{gmax}^*} \quad (3.10)$$

$$v_{gxy} = T_{xy}v_{gdq} \quad (3.11)$$

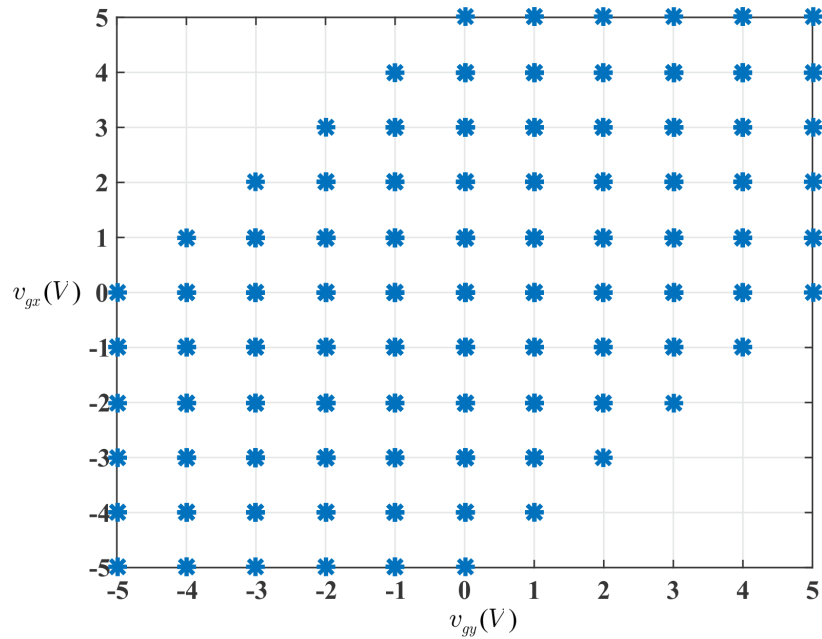


Figura 8 – Diagrama vetorial no plano  $xy$  para o conversor analisado.

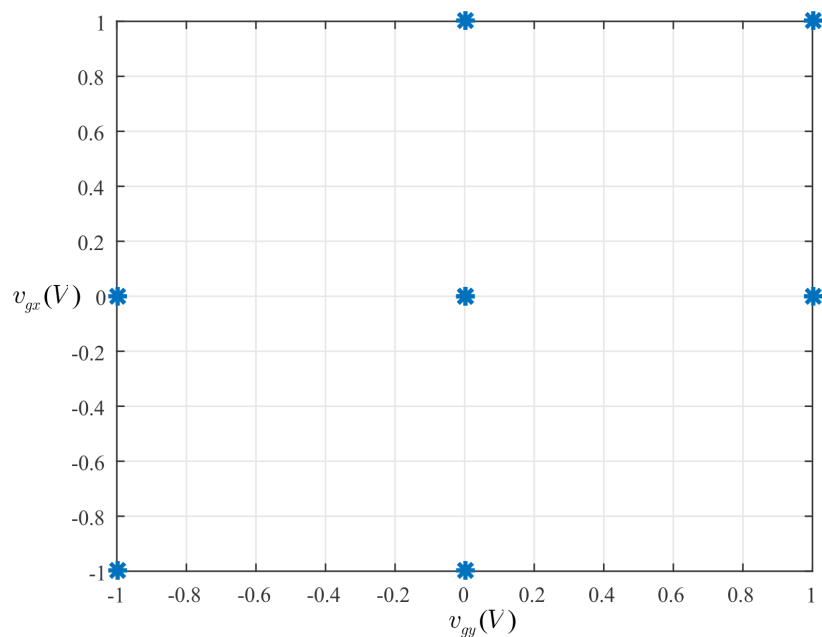


Figura 9 – Diagrama vetorial no plano  $xy$  para o conversor trifásico de 3 braços.

Obtendo-se os vetores gerados pelo conversor e o vetor de referência no plano  $xy$ , deve-se encontrar os 3 vetores que delimitam o triângulo que contém o vetor de referência. Isso é realizado facilmente, uma vez que a referência está normalizada. Através das equações de 3.12 a 3.15 obtém-se 4 vetores dentre os quais 3 serão escolhidos para gerar o vetor referência, onde  $\text{ceil}()$  é uma função que arredonda o número para o maior inteiro mais

próximo e  $\text{floor}()$  é uma função que arredonda o número para o menor inteiro mais próximo.

$$V_{1xy} = \begin{bmatrix} \text{floor}(v_{gx}^*) \\ \text{ceil}(v_{gy}^*) \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$V_{2xy} = \begin{bmatrix} \text{ceil}(v_{gx}^*) \\ \text{floor}(v_{gy}^*) \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$V_{3xy} = \begin{bmatrix} \text{ceil}(v_{gx}^*) \\ \text{ceil}(v_{gy}^*) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$V_{4xy} = \begin{bmatrix} \text{floor}(v_{gx}^*) \\ \text{floor}(v_{gy}^*) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Dos 4 vetores calculados, os 3 vetores utilizados serão os vetores  $V_{1xy}$ ,  $V_{2xy}$  e o mais próximo da referência dentre os vetores  $V_{3xy}$  e  $V_{4xy}$ . Para isso calcula-se a distância entre os dois vetores. Encontrados os 3 vetores, o tempo de aplicação de cada vetor é determinado resolvendo-se o sistema em 3.16, onde  $t_{v1}$ ,  $t_{v2}$  e  $t_{v3}$  são os períodos de tempo nos quais ficarão aplicados cada um dos três vetores e  $V_{dxy}$  será igual a  $V_{3xy}$  ou  $V_{4xy}$  dependendo de qual dos dois esteja mais próximo do vetor de referência.

$$\begin{bmatrix} t_{v1} \\ t_{v2} \\ t_{v3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{1x} & V_{2x} & V_{dx} \\ V_{1y} & V_{2y} & V_{dy} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_{gx}^* T_{PWM} \\ v_{gy}^* T_{PWM} \\ T_{PWM} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

A partir daí, durante o período do PWM são aplicados às chaves do conversor a combinação de valores referentes aos vetores identificados e utilizando as larguras de pulso calculadas por 3.16. Até aqui estão determinados os vetores que devem ser aplicados e suas respectivas larguras de pulso. Para a determinação do estado das chaves, deve-se escolher a redundância a ser utilizada, se houver mais de uma combinação de chaves que produza um mesmo vetor de tensões. A escolha da redundância é realizada baseada no critério de carregamento ou descarregamento dos capacitores flutuantes, e será apresentada na subseção 4.2.2.

## 4 Estratégia de controle

A seguir são apresentadas as estratégias utilizadas para controlar as tensões dos barramentos capacitivos do conversor em estudo. O controle do conversor T foi realizado por meio de controle em cascata de corrente. O controle dos barramentos do conversor H foi realizado manipulando a tensão homopolar do conversor, o que é realizado de forma distinta para cada estratégia de PWM apresentada.

### 4.1 Controle do conversor T

O controle do conversor T é realizado através de um controle de corrente, de modo que a potência entregue pela fonte seja igual à potência fornecida pelo conversor T para a carga. O diagrama de controle está apresentado na figura 10.

O controle do barramento do conversor T é garantido por um controle realimentado em cascata composto por um controlador PI, que controla a amplitude da corrente, e um controlador PI ressonante ( $R_{es}$ ) cujos modelo e implementação são apresentados em (JACOBINA et al., 2001).

O controlador PI define a amplitude das correntes de referência. A fase das correntes de referências são dadas por um PLL de potência, que pode ser analógico ou digital e cujo modelo está apresentado em (FILHO et al., 2008). Apenas as correntes de duas fases são controladas pois a topologia é a três fios ( $i_3 = -i_1 - i_2$ ). A saída do bloco  $R_{es}$  define as tensões de referência  $v_{g1}^*$  e  $v_{g2}^*$ . A terceira tensão de referência é dada por  $v_{g3}^* = -v_{g1}^* - v_{g2}^*$ , de modo a manter a soma nula e assim gerar tensões de referência equilibradas.

O bloco *Hist* trata-se de um controlador por histerese que objetiva o controle das tensões de barramento do conversor H e que atua no carregamento e descarregamento dos capacitores flutuantes. O funcionamento desse bloco será apresentado a seguir com mais detalhes para cada estratégia de PWM apresentada.

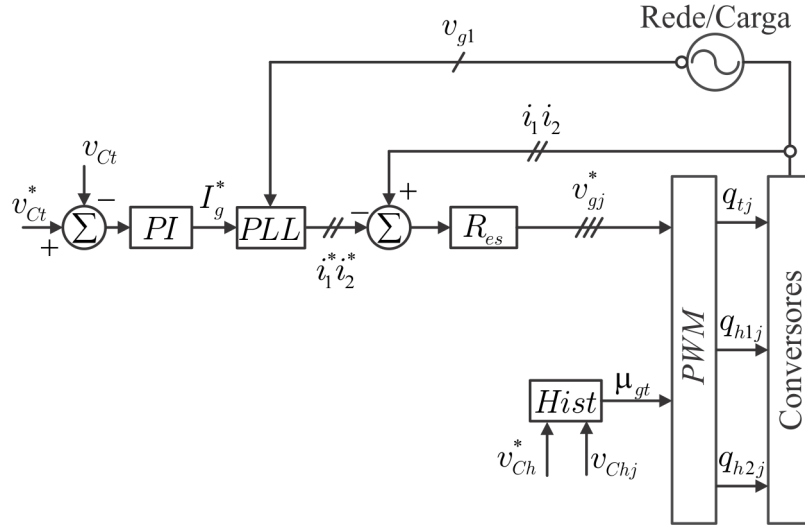


Figura 10 – Diagrama de controle do sistema.

## 4.2 Controle dos capacitores flutuantes

No controle dos barramentos do conversor H utiliza-se a manipulação da tensão entre o neutro da fonte e o centro do barramento do conversor T, que trata-se da tensão homopolar  $v_{gt}$ . É realizado um controle por histerese que define as variáveis de controle  $cont_j$  que determinam para cada fase a necessidade de carregar ou descarregar o barramento da ponte-H. Se  $cont_j = 1$ , o barramento da ponte-H  $j$  precisa ser carregado. Se  $cont_j = 0$ , o barramento da ponte-H  $j$  precisa ser descarregado.

Na equação 4.1 é definido o erro de tensão dos barramentos ( $e_{hj}$ ) onde  $v_{Ch}^*$  e  $v_{Chj}$  são as tensões de barramentos de referência e medidas para o conversor H respectivamente.

$$e_{hj} = v_{Ch}^* - v_{Chj} \quad (4.1)$$

A partir de cada erro de barramento  $e_{hj}$ , são definidas variáveis de controle  $cont_j$  conforme 4.2. Essas variáveis são resultantes de um controle por histerese com banda de histerese  $\Delta h$ .

$$\begin{cases} se & e_{hj} > \Delta h, & cont_j = 1 \\ se & e_{hj} < -\Delta h, & cont_j = 0 \end{cases} \quad (4.2)$$

### 4.2.1 Utilizando LSPWM

Quando utiliza-se o LSPWM, os capacitores flutuantes do conversor H são controlados através da tensão homopolar  $v_{gt}$ , utilizando-se o fator de distribuição  $\mu_{gt}$ , de modo a não alterar os níveis de chaveamento do LSPWM.

A partir das variáveis  $cont_j$  são calculadas duas variáveis auxiliares:  $carg$  e  $desc$ , sendo definidas respectivamente por 4.3 e 4.4. Essas variáveis ajudam a sinalizar quando os três capacitores flutuantes devem ser simultaneamente carregados  $carg$  e quando os três devem ser descarregados  $desc$ . Dessa forma, os três capacitores devem ser carregados para  $carg = 1$  e devem ser descarregados para  $desc = 0$ .

$$carg = cont_1 cont_2 cont_3 \quad (4.3)$$

$$desc = cont_1 + cont_2 + cont_3 \quad (4.4)$$

Em seguida identifica-se em qual fase encontra-se a ponte-H com o maior erro de tensão de barramento. Essa fase definirá qual será a corrente utilizada para realizar o controle ( $i_{cont}$ ) e qual será a variável  $cont_j$  considerada no controle, conforme 4.5, onde  $cont$  guarda o valor de  $cont_j$  que efetivamente será utilizado. Para essa equação, o símbolo  $\&$  representa o operador lógico *and*.

$$\begin{cases} se \ (|e_{h1}| > |e_{h2}|) \& (|e_{h1}| > |e_{h3}|), & cont = cont_1 \ e \ i_{cont} = i_1 \\ se \ (|e_{h2}| > |e_{h1}|) \& (|e_{h2}| > |e_{h3}|), & cont = cont_2 \ e \ i_{cont} = i_2 \\ se \ (|e_{h3}| > |e_{h1}|) \& (|e_{h3}| > |e_{h2}|), & cont = cont_3 \ e \ i_{cont} = i_3 \end{cases} \quad (4.5)$$

Desse modo, realiza-se o controle como apresentado em 4.6, onde as variáveis  $\mu_{pos}$  e  $\mu_{neg}$  variam em função de  $carg$ ,  $desc$  e  $cont$ . A correspondências entre os valores dos fatores de distribuição em função das referidas variáveis está apresentada em 4.7. O funcionamento de cada uma dessas ações de controle pode ser confirmada observando as tabelas da subseção 5.1.1. As condições  $carg = 1$  e  $desc = 0$  são mutuamente excludentes e prevalecem sobre as outras, de modo que  $carg = 1$  resultará em  $\mu_{gt} = 1$  e  $desc = 0$  fará  $\mu_{gt} = 0,5$  independente do valor da variável  $cont$ .

$$\begin{cases} se \ i_{cont} > 0, & \mu_{gt} = \mu_{pos} \\ se \ i_{cont} < 0, & \mu_{gt} = \mu_{neg} \end{cases} \quad (4.6)$$

$$\begin{cases} se \ cont = 1 \ carg \neq 1 \ e \ desc \neq 0, & \mu_{pos} = 1 \ e \ \mu_{neg} = 0 \\ se \ cont = 0 \ carg \neq 1 \ e \ desc \neq 0, & \mu_{pos} = 0 \ e \ \mu_{neg} = 1 \\ se \ carg = 1, & \mu_{pos} = 1 \ e \ \mu_{neg} = 1 \\ se \ desc = 0, & \mu_{pos} = 0,5 \ e \ \mu_{neg} = 0,5 \end{cases} \quad (4.7)$$

#### 4.2.2 Utilizando SVPWM

No SVPWM utilizam-se os vetores redundantes para realizar o carregamento ou descarregamento dos capacitores. O método de escolha de redundâncias apresentado a



seguir é uma adaptação para o conversor em estudo do método apresentado em (MELLO; JACOBINA; CORREA, 2016).

O método se baseia no fato de que dependendo do estado das chaves da ponte-H, seu barramento carrega ou descarrega. Define-se então, baseado na necessidade de carregamento ou descarregamento, um estado ideal de chaveamento  $Q^* = \{q_{h11}^*, q_{h12}^*, q_{h21}^*, q_{h22}^*, q_{h31}^*, q_{h32}^*\}$ , calculado por 4.8.

$$\begin{aligned} \text{se } i_j > 0, \quad q_{hj1}^* &= cont_j & \text{e } q_{hj2}^* &= 1 - cont_j \\ \text{se } i_j \leq 0, \quad q_{hj1}^* &= 1 - cont_j & \text{e } q_{hj2}^* &= cont_j \end{aligned} \quad (4.8)$$

Definidos os estados ideais das chaves, calcula-se para cada redundância através da equação 4.9 o valor  $eval_{red}$  que denota o quanto uma redundância tem a capacidade de corrigir as tensões de barramento. Escolhe-se então a redundância que obtiver o maior valor de  $eval_{red}$ .

$$eval_{red} = \sum_{j=1}^3 [(2q_{j1} - 1)(2q_{j1}^* - 1) + (2q_{j2} - 1)(2q_{j2}^* - 1)] |i_j| \quad (4.9)$$

## 5 Resultados e Análises

Foram realizadas simulações de regime permanente para analisar a estratégia de controle das tensões dos capacitores flutuantes, bem como simulações dinâmicas para avaliar o desempenho do conversor, do controle e PWM utilizados. Em tais simulações foram realizados cálculos de THD para corrente, WTHD para tensão, e perdas, realizando uma comparação entre as técnicas de PWM apresentadas, bem como comparando a topologia apresentada com uma outra topologia usual. Por fim, são apresentados resultados experimentais para validação das simulações.

### 5.1 Simulações

As simulações foram realizadas utilizando os *softwares* MATLAB e PSIM. Considere-se, a partir desse ponto, onde não forem citados parâmetros de simulação, os seguintes valores foram utilizados:

- Passo de cálculo:  $h = 1 \mu s$ ;
- Frequência das portadoras:  $f_{\Delta} = 10 kHz$ ;
- Tensão de referência para o barramento do conversor T:  $v_{Ct} = 90 V$ ;
- Tensão de referência para o barramento do conversor T:  $v_{Ch} = 30 V$ ;
- Capacitância dos capacitores de barramento:  $C_t = C_h = 9,4 mF$ ;
- Amplitude da tensão da fonte trifásica (Rede elétrica):  $55,43 V$ ;
- Frequência da rede elétrica:  $60 Hz$ ;
- Indutor de acoplamento:  $l_g = 0,007 H$ .

#### 5.1.1 Análise de Regime Permanente (LSPWM)

Inicialmente foram realizadas simulações de regime permanente utilizando o MATLAB, de modo a validar a estratégia de controle dos capacitores flutuantes apresentada na subseção 4.2.1. Não foram realizadas simulações de regime permanente para o SVPWM pois o controle nessa modulação parte de um conceito diferente, que é o estado ideal das chaves. Por outro lado, foi necessário realizar tais simulações para desenvolver-se a estratégia de controle dos capacitores flutuantes utilizando o LSPWM.

Tal simulação consiste em aplicar o LSPWM ao conversor em estudo e impor correntes senoidais equilibradas. Nos barramentos dos conversores utilizam-se fontes CC, de modo a não ser necessário qualquer tipo de controle. Desse modo calculam-se as potências e analisa-se para cada índice de modulação a influência do fator de distribuição  $\mu_{gt}$  na distribuição das potências entre os conversores T e H. Os resultados dessas simulações produzem tabelas que estão apresentadas parcialmente a seguir nas tabelas de 2 a 5.

Nas tabelas presentes nessa subseção,  $m_a$  representa o índice de modulação de amplitude,  $P_{hj}$  é porcentagem de potência processada por cada ponte-H,  $P_{ht}$  é a soma das potências das 3 pontes-H e  $P_t$  é a potência processada pelo conversor T. Nessas tabelas pode-se observar a tendência de carregamento ou descarregamento de cada conversor para cada índice de modulação  $m_a$  e cada fator de distribuição  $\mu_{gt}$ .

Quando o conversor opera como retificador, o fluxo de potência se processa da fonte CA para a os barramentos gerando uma tendência natural dos barramentos capacitivos se carregarem. O barramento do conversor T fornece à carga toda potência que recebe, portanto faz-se necessário analisar apenas o comportamento dos barramentos do conversor H. Em tal situação, sinais positivos de potência indicam que os capacitores flutuantes tendem a se carregar enquanto sinais negativos indicam que os capacitores flutuantes tendem a descarregar. Se a análise for realizada para o funcionamento como inversor, o significado dos sinais se inverte.

Assim, pode observar-se na tabela 2 que ao aplicar  $\mu_{gt} = 1$  para corrente positiva e  $\mu_{gt} = 0$  para corrente negativa na mesma fase, a ponte-H conectada à referida fase terá seu capacitor carregado e as duas outras pontes-H descarregarão. A tabela 3 mostra que, invertendo-se a lógica anterior, obtém-se o resultado inverso. Aplicando-se  $\mu_{gt} = 0$  para corrente positiva e  $\mu_{gt} = 1$  para corrente negativa, a ponte-H da fase de cuja corrente é utilizada descarrega e as demais são carregadas.

Tabela 2 – Distribuição de potências:  $\mu_{gt} = 1$  para  $i_1 > 0$  e  $\mu_{gt} = 0$  para  $i_1 < 0$ .

$m_a$	$P_{h1}(\%)$	$P_{h2}(\%)$	$P_{h3}(\%)$	$P_{ht}(\%)$	$P_t(\%)$
0,70	19,29	-5,63	-5,30	8,37	91,63
0,69	19,60	-6,31	-5,95	7,34	92,66
0,68	19,91	-6,91	-6,56	6,43	93,57
0,67	20,23	-7,45	-7,07	5,71	94,29
0,66	20,57	-7,90	-7,50	5,17	94,83
0,65	20,90	-8,23	-7,81	4,87	9,13
0,64	21,26	-8,41	-7,97	4,88	95,12

Apenas utilizando as duas ações de controle citadas acima, não haveria como controlar os três capacitores flutuantes simultaneamente, pois em todos os casos, a soma das potências nas pontes-H é sempre positiva, o que indica que a soma das tensões de barramento tenderá sempre a crescer e pelo menos uma fase não poderia ser controlada.

Tabela 3 – Distribuição de potências:  $\mu_{gt} = 0$  para  $i_1 > 0$  e  $\mu_{gt} = 1$  para  $i_1 < 0$ .

$m_a$	$P_{h1}(\%)$	$P_{h2}(\%)$	$P_{h3}(\%)$	$P_{ht}(\%)$	$P_t(\%)$
0,70	-12,77	12,17	11,84	11,24	88,76
0,69	-13,63	12,28	11,94	10,58	89,42
0,68	-14,42	12,41	12,05	10,04	89,96
0,67	-15,13	12,56	12,18	9,61	90,39
0,66	-15,69	12,75	12,35	9,40	90,60
0,65	-16,13	12,96	12,54	9,37	90,63
0,64	-16,40	13,21	12,77	9,58	90,42

Para sanar tal deficiência utiliza-se  $\mu_{gt} = 0,5$ , apresentado na tabela 4, que promove um descarregamento nas três pontes-H simultaneamente para índices de modulação menores do que 0,657. Além disso, complementando as possibilidades de controle da distribuição de potências no conversor está apresentado na tabela 5 a possibilidade  $\mu_{gt} = 1$ , que promove um carregamento simultâneo nas três fases, sendo útil em processos de energização, ou em casos de haver afundamentos dos barramentos devidos a transitórios.

Desse modo, essas quatro ações de controle formam um conjunto que torna possível controlar os três capacitores flutuantes apenas manipulando a tensão  $v_{gt}$  através do fator de distribuição  $\mu_{gt}$ .

Tabela 4 – Distribuição de potências:  $\mu_{gt} = 0,5$ .

$m_a$	$P_{h1}(\%)$	$P_{h2}(\%)$	$P_{h3}(\%)$	$P_{ht}(\%)$	$P_t(\%)$
0,70	1,96	1,97	1,97	5,90	94,10
0,69	1,52	1,53	1,53	4,58	95,42
0,68	1,04	1,05	1,05	3,15	96,85
0,67	0,58	0,58	0,59	1,76	98,24
0,66	0,07	0,09	0,09	0,25	99,75
0,65	-0,42	-0,40	-0,40	-1,22	101,22
0,64	-0,96	-0,95	-0,93	-2,84	102,84

Tabela 5 – Distribuição de potências  $\mu_{gt} = 1$ .

$m_a$	$P_{h1}(\%)$	$P_{h2}(\%)$	$P_{h3}(\%)$	$P_{ht}(\%)$	$P_t(\%)$
0,70	3,29	3,30	3,28	9,87	90,13
0,69	3,01	3,00	3,00	9,01	90,99
0,68	2,76	2,76	2,74	8,26	91,74
0,67	2,55	2,56	2,54	7,66	92,34
0,66	2,43	2,42	2,40	7,25	92,75
0,65	2,36	2,35	2,33	7,04	92,96
0,64	2,40	2,37	2,34	7,11	92,89

### 5.1.2 THD e WTHD

Foram calculadas para as topologias e modulações apresentadas a distorção harmônica total (THD) para correntes e a distorção harmônica ponderada (WTHD) para tensões. Esses cálculos foram realizados para a mesma simulação apresentada na subseção 5.1.4. O cálculo do THD pode ser realizado pela equação 5.1 e do WTHD por 5.2, onde:  $\gamma_1$  é a componente fundamental do sinal,  $\gamma_u$  é a componente harmônica de ordem  $u$  e  $Nu$  é o número de harmônicas considerado.

$$THD(\%) = \frac{100}{\gamma_1} \sqrt{\sum_{u=2}^{Nu} \gamma_u^2} \quad (5.1)$$

$$WTHD(\%) = \frac{100}{\gamma_1} \sqrt{\sum_{u=2}^{Nu} \frac{\gamma_u^2}{u}} \quad (5.2)$$

O WTHD é utilizado para mensurar a distorção harmônica da tensão chaveada, pois, devido ao caráter indutivo da linha que conecta o conversor à rede, a impedância da linha será tão maior quando maior for a frequência da harmônica, atenuando as componentes de maior frequência de forma mais expressiva.

A tabela 6 apresenta as distorções harmônicas calculadas. Para a configuração de 3 braços foi utilizado o SVPWM, uma vez que o LSPWM não pode ser aplicado a esse conversor. Fica evidente que o conteúdo harmônico para a configuração apresentada é melhor do que para a configuração trifásica de três braços. Essa melhoria ocorre devido à maior quantidade de níveis gerados pela topologia com as pontes-H, como pode observar-se nas figuras de 11 a 13.

Tabela 6 – THD (Correntes) e WTHD (Tensões) para as diferentes topologias e modulações  $f_{\Delta} = 10 \text{ kHz}$  e  $m_a = 0,64$ .

	WTHD (%)	THD (%)
Conv. 3 Braços	0,5419	4,0528
LSPWM	0,1277	1,4304
SVPWM	0,1748	1,0076

As duas modulações apresentadas (LSPWM e SVPWM) apresentam baixa distorção harmônica e os seus valores de distorção harmônica são próximos. O fato de o controle dos capacitores flutuantes não alterar os níveis do PWM em nenhuma das duas modulações contribui para a baixa distorção harmônica encontrada.

### 5.1.3 Perdas nos IGBTs

As perdas de potência num conversor se dão em virtude da condução de corrente pelas chaves, e pela comutação dessas chaves. No caso dos conversores apresentados, as

chaves utilizadas são IGBTs. As tabelas 7 e 8 apresentam as perdas por condução ( $P_{condução}$ ) e por chaveamento ( $P_{chaveamento}$ ) respectivamente para a topologia convencional e a topologia em estudo. O cálculo das perdas foi realizado utilizando o *software* PSIM.

Foi utilizado nessa simulação o LSPWM e não foram apresentados resultados para o SVPWM pois os resultados seriam parecidos, o que tornaria redundantes as tabelas. O conversor foi simulado aqui como inversor por uma questão de simplicidade, pois as perdas nesse conversor não se alteram com a direção do fluxo de potência. Em todas as simulações dessa subseção foram utilizadas fontes CC nos barramentos dos conversores e a variação no índice de modulação foi realizada mantendo constante as tensões de barramento ( $v_{Ct} = 90 V$ ,  $v_{Chj} = 30 V$ ) e variando a amplitude das tensões de referência. Para o conversor de três braços foi utilizada uma tensão de barramento que permite gerar a mesma amplitude de tensão que o conversor em estudo ( $v_{C3b} = 75 V$ ). Para esse conversor foi utilizado o SVPWM. Foi utilizada uma carga RL trifásica em delta com resistência 10  $\Omega$  e indutância 7 mH por fase, o que resultou numa potência ativa total de 2250 W para índice de modulação unitário.

Tabela 7 – Perdas: Topologia estudada LSPWM  $f_{\Delta} = 10 kHz$ .

$m_a$	$P_{condução}(W)$	$P_{chaveamento}(W)$	$P_{total}$
1,00	47,84	4,81	52,65
0,80	36,58	4,11	40,69
0,64	27,98	3,48	31,44

Tabela 8 – Perdas: Topologia convencional SVPWM  $f_{\Delta} = 10 kHz$ .

$m_a$	$P_{condução}(W)$	$P_{chaveamento}(W)$	$P_{total}$
1,00	16,61	18,72	35,33
0,80	12,94	18,40	31,34
0,64	10,10	15,16	25,16

Observa-se que a topologia em estudo apresenta perdas de chaveamento consideravelmente reduzidas com relação à topologia convencional. No entanto, as perdas por condução são maiores na topologia em estudo devido ao maior número de chaves. A adição das pontes-H triplica o número de chaves do conversor. A redução nas perdas por chaveamento pode ser explicada pela redução nas tensões de barramento e na frequência média de chaveamento das chaves na topologia estudada com relação ao conversor de três braços, como pode ser observado na tabela 9. A redução na frequência de chaveamento é considerável. Para a configuração de três braços, a frequência média de chaveamento das chaves  $q_{tj}$  é de 6,5 kHz, enquanto na topologia apresentada observou-se 1,42 kHz para o LSPWM e 0,42 kHz para o SVPWM.

Pode-se perceber que para uma mesma frequência de chaveamento, as perdas totais na topologia em estudo são maiores do que na topologia com três braços, porém

Tabela 9 – Frequência média de chaveamento dos IGBTs (kHz)  $f_{\Delta} = 10kHz$ ,  $m_a = 0.64$ .

	$q_{tj}$	$q_{hj1}$	$q_{hj2}$
<i>LSPWM</i>	1.4175	4.8625	5.5075
<i>SVPWM</i>	0.4158	1.8500	4.6625
Conv. 3 braços	6.525	-	-

nessa situação, a distorção harmônica das duas configurações não é igual. Portanto foram analisadas as perdas para as duas configurações produzindo um mesmo THD. Para isso, foram utilizadas portadoras de frequência  $f_{\Delta} = 20 kHz$  para a configuração de três braços e  $f_{\Delta} = 5 kHz$  para a configuração estudada. Os resultados estão apresentados nas tabelas 10 e 11.

Tabela 10 – Perdas para a topologia em estudo para THD = 2% (LSPWM,  $f_{\Delta} = 5 kHz$ ).

$m_a$	$P_{condução}(W)$	$P_{chaveamento}(W)$	$P_{total}$
1,00	47,76	2,39	50,15
0,80	36,57	2,04	38,61
0,64	27,98	1,73	29,71

Tabela 11 – Perdas para o conversor de três braços para THD = 2% (SVPWM,  $f_{\Delta} = 20 kHz$ ).

$m_a$	$P_{condução}(W)$	$P_{chaveamento}(W)$	$P_{total}$
1,00	16,57	34,43	51,00
0,80	12,88	36,76	49,64
0,64	10,05	30,30	40,35

Produzindo um mesmo THD, observa-se que as perdas totais no conversor em estudo são menores do que na configuração de três braços, pois as perdas de chaveamento nessa última aumentam consideravelmente devido ao aumento da frequência de chaveamento.

Mantendo-se a potência constante, quanto maior a tensão maiores são perdas de chaveamento e menores as de condução. Desse modo, para aplicações de mesma potência e maiores tensões, a configuração em estudo possuiria um melhor desempenho no que concerne às perdas, pois reduziria as perdas por condução pela redução da amplitude das correntes, tornando menores as perdas totais.

#### 5.1.4 Simulação do controle

Os conversores com os controles e modulações apresentados foram simulados utilizando os software MATLAB. Além dos valores comuns a todas as simulações, foram utilizados os seguintes valores para a simulação do controle:

- Banda de Histerese:  $\Delta h = 0,01v_{Ch}$ ;

- Ganhos do controlador PI:  $k_i = 10$ ,  $k_p = 0,25$ ;
- Ganhos do controlador PI ressonante:  $k_a = 62,5$ ,  $k_b = 12500$  e  $k_c = 23562$ ;
- Potência da carga CC:  $P_{carga} = 450\text{ W}$ .

Nas figuras de 11 a 13 são apresentadas as tensões de saída do PWM trifásico  $v_{s1}$  utilizando LSPWM, SVPWM e para a configuração de 3 braços, respectivamente. Foram apresentadas as tensões apenas para uma fase, pois as formas de onda das tensões de saída para as outras duas fases são idênticas, estando apenas defasadas de 120 e 240 graus.

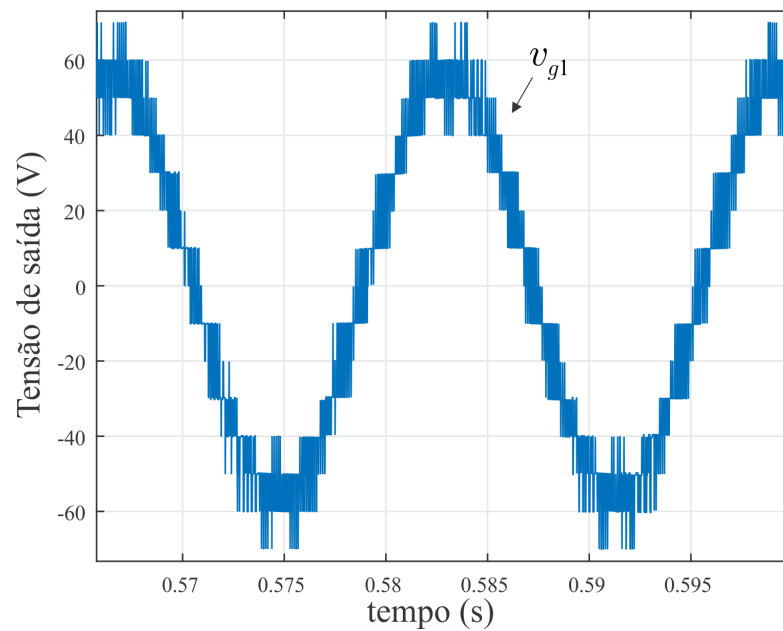
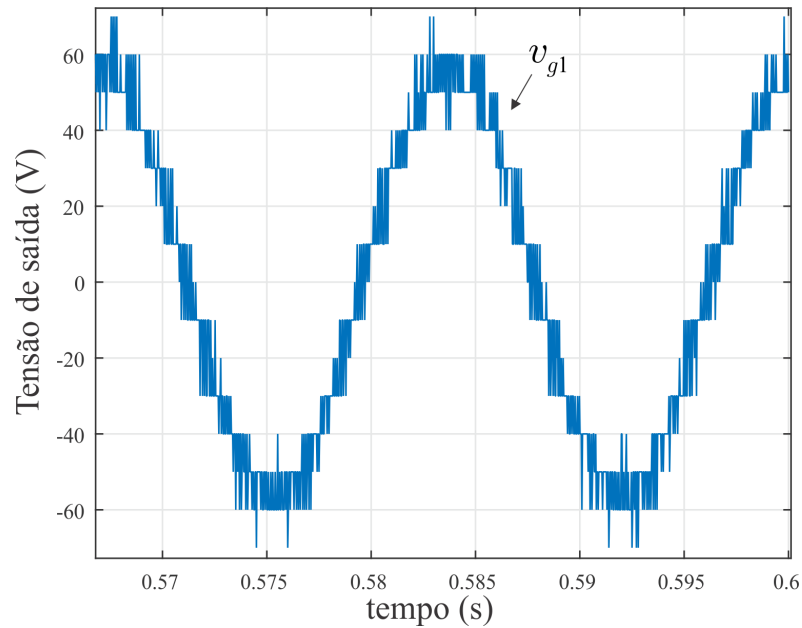
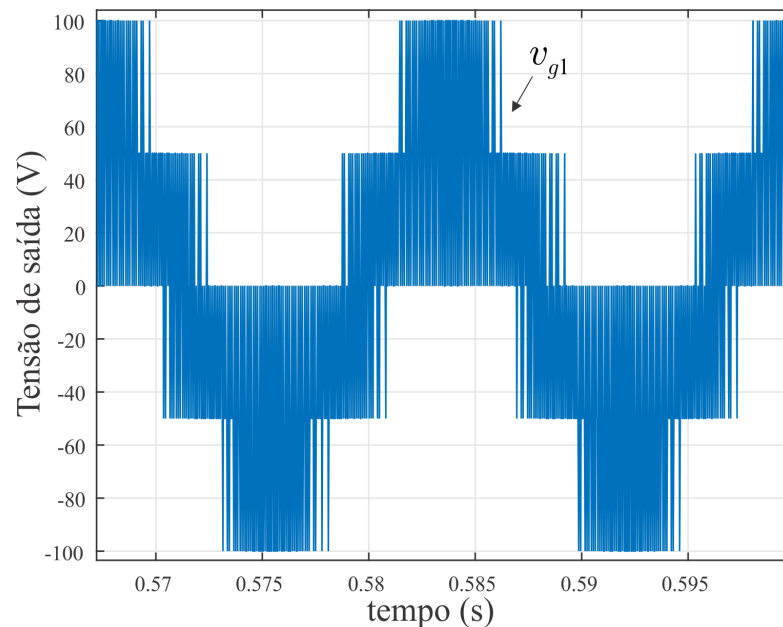


Figura 11 – Resultado de simulação: Tensão de saída  $v_{g1}$  - LSPWM.



Figura 12 – Resultado de simulação: Tensão de saída  $v_{g1}$  - SVPWM.

Pode-se observar que as tensões geradas pelo LSPWM e pelo SVPWM são praticamente idênticas, pois as duas modulações buscam otimizar os níveis de chaveamento e nos dois controles, os níveis do PWM não são alterados, pois utiliza-se a tensão de modo comum ( $v_{gt}$ ) para realizar o controle dos capacitores flutuantes.

Figura 13 – Resultado de simulação: Tensão de saída  $v_{g1}$  - conversor de três braços.

Nota-se ainda que o número de níveis gerados pela configuração em estudo é consideravelmente maior do que para a configuração a três braços, o que justifica os

resultados obtidos de WTHD.

Nas figuras de 14 a 16 são apresentadas as correntes trifásicas  $i_j$  para o LSPWM, SVPWM e conversor de 3 braços, respectivamente. É visível a redução no *ripple* da corrente quando utiliza-se a configuração com as pontes-H em relação à configuração de três braços.

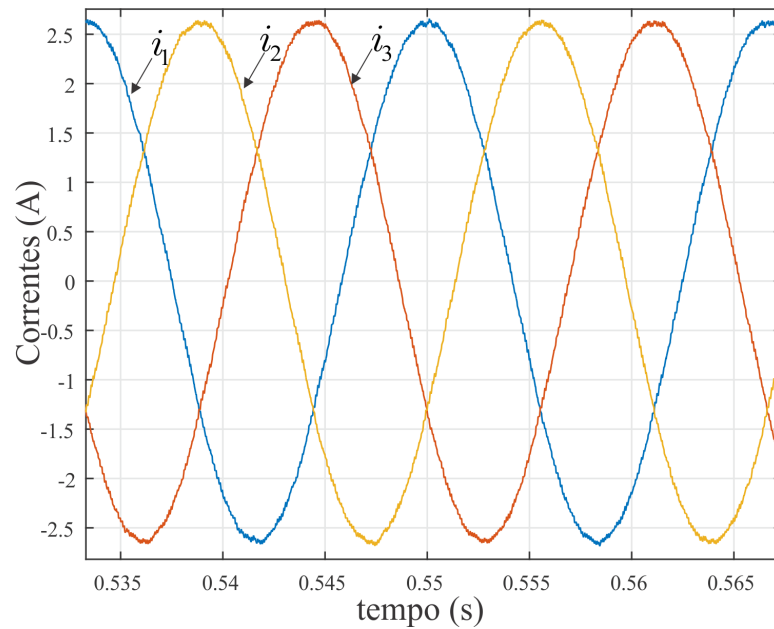


Figura 14 – Resultado de simulação: Correntes ( $i_j$ ) - LSPWM.

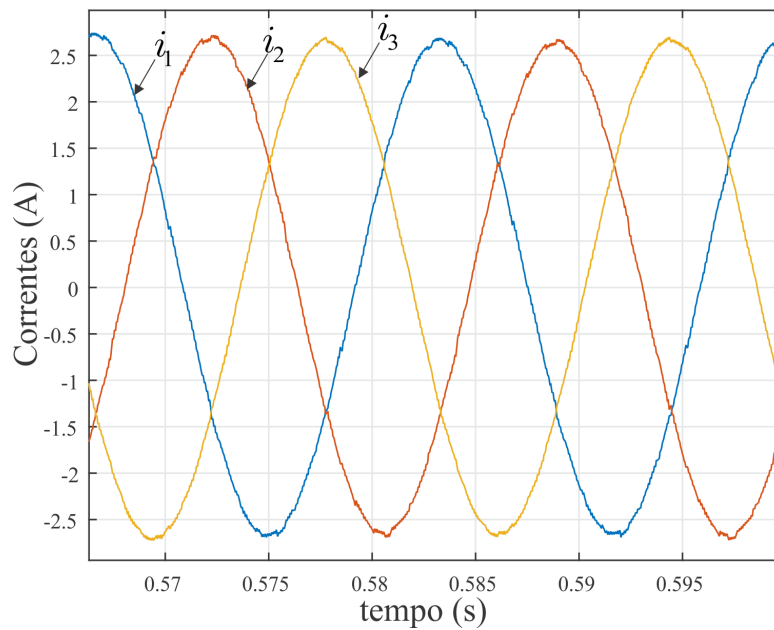


Figura 15 – Resultado de simulação: Correntes ( $i_j$ ) - SVPWM.

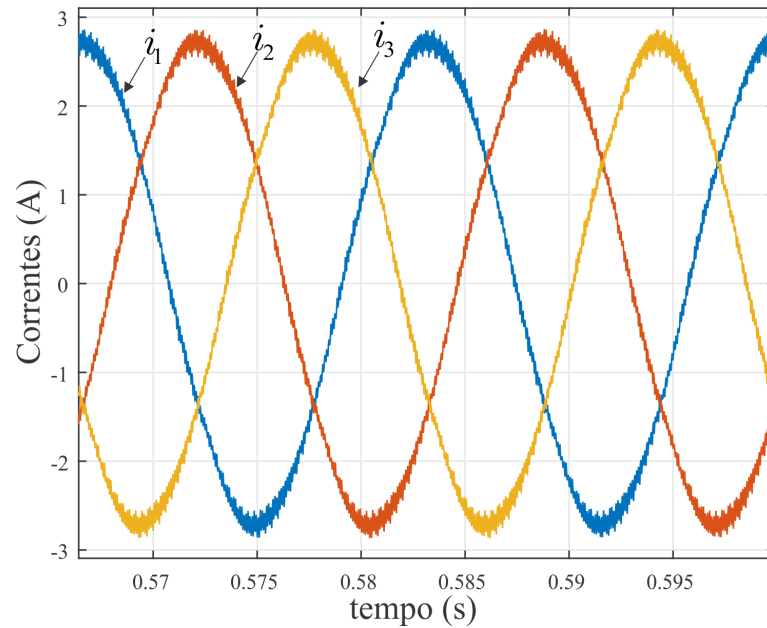


Figura 16 – Resultado de simulação: Correntes ( $i_j$ ) - Conversor de três braços.

Nas figuras de 17 a 20 são apresentadas as tensões de barramento  $v_{Chj}$  e  $v_{Ct}$ , para o LSPWM e SVPWM. Constata-se que o controle é realizado com sucesso, mantendo os barramentos em torno do valor de referência. Para as duas modulações, os capacitores flutuantes são controlados dentro da banda de histerese. Notam-se ondulações nas curvas de  $v_{Ct}$ . Estas são provocadas pelo controle dos capacitores flutuantes.

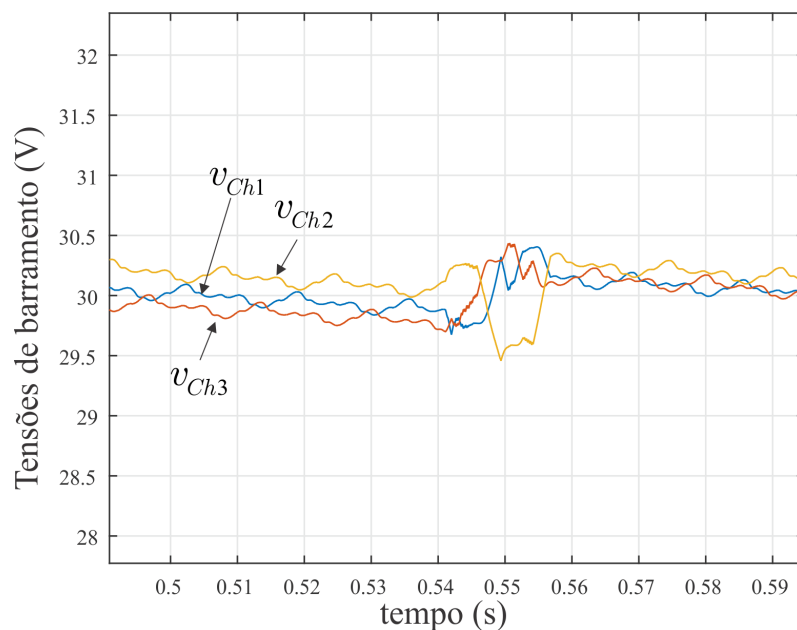


Figura 17 – Resultado de simulação: Tensões de barramento  $v_{Chj}$  - LSPWM.

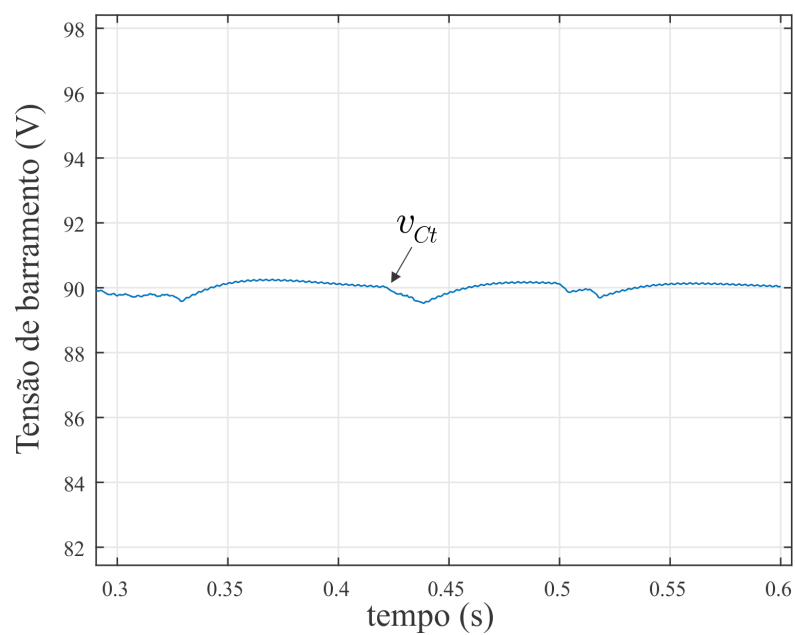


Figura 18 – Resultado de simulação: Tensão de barramento  $v_{Ct}$  - LSPWM.

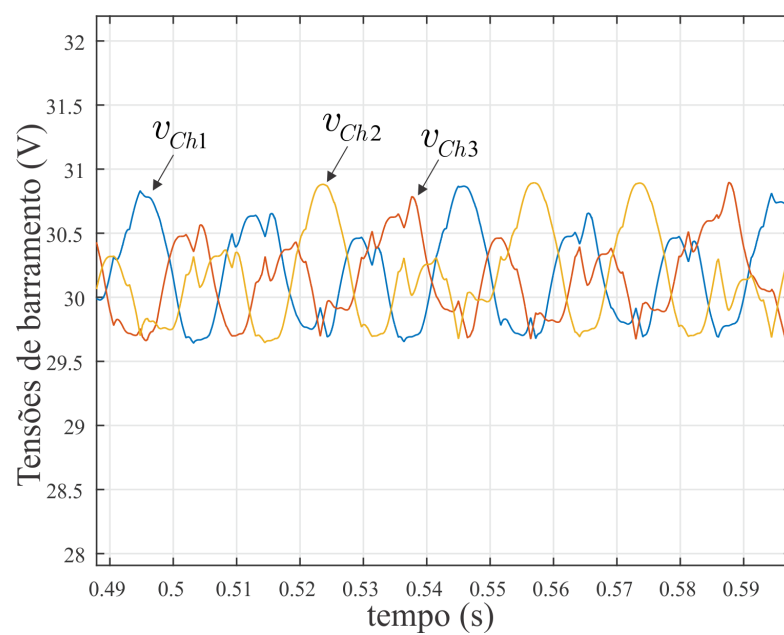


Figura 19 – Resultado de simulação: Tensões de barramento  $v_{Chj}$  - SVPWM.

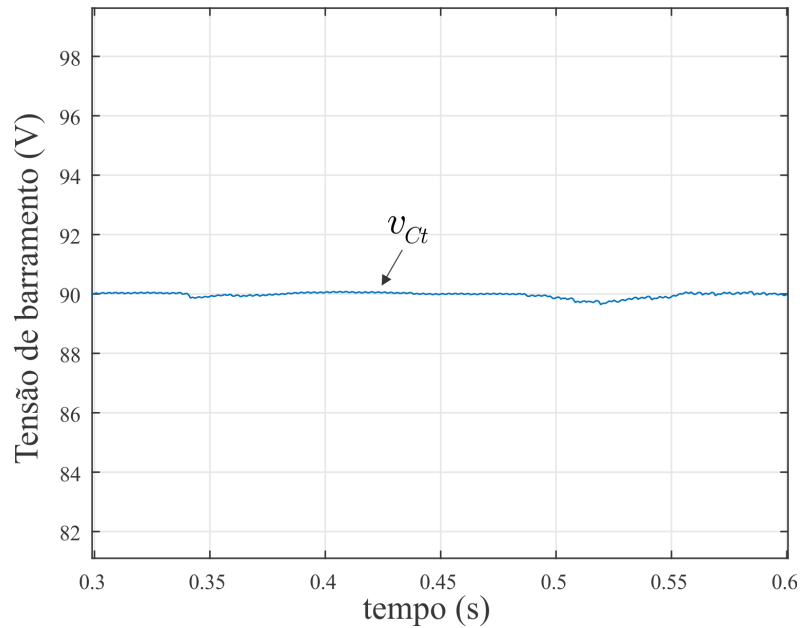


Figura 20 – Resultado de simulação: Tensão de barramento  $v_{Ct}$  - SVPWM.

## 5.2 Resultados experimentais

O conversor em estudo foi montado em laboratório e foram obtidas curvas em osciloscópio. O conversor foi montado como um inversor, por simplicidade, para validar o PWM e o controle dos capacitores flutuantes. O barramento do conversor T foi conectado a uma fonte CC. Num primeiro momento, foram conectadas fontes CC aos barramentos do conversor H e foram obtidos resultados para índice de modulação  $ma = 1$ , de modo a validar a modulação PWM utilizada na montagem (LSPWM). Em seguida, as fontes CC foram retiradas e foram obtidos resultados com capacitores flutuantes e  $ma = 0,64$ . O inversor alimentou uma carga RL trifásica em delta nos dois casos. Foi implementado o LSPWM e o controle dos capacitores flutuantes em um DSP que controlou as chaves de potência presentes numa bancada e foram utilizados os seguintes parâmetros:

- Frequência das portadoras:  $f_{\Delta} = 10 \text{ kHz}$ ;
- Tensão de referência para o barramento do conversor T:  $v_{Ct} = 90 \text{ V}$  ;
- Tensão de referência para os barramentos do conversor H:  $v_{Ch} = 30 \text{ V}$ ;
- Capacitância dos capacitores de barramento:  $C_t = C_h = 9,4 \text{ mF}$ ;
- Frequência da rede elétrica:  $60 \text{ Hz}$ ;
- Índice de modulação:  $ma = 0,64$  e  $ma = 1$ ;
- Indutância da carga por fase:  $0,007 \text{ H}$ ;

- Resistência da carga por fase:  $50 \Omega$ .

Nas figuras de 21 a 25 são apresentadas as telas obtidas no osciloscópio. Observa-se que a montagem se comportou de modo análogo às simulações realizadas e de acordo com o comportamento esperado, validando as análises apresentadas.

Na figura 21 são apresentadas as tensões de saída do PWM ( $v_{gj}$ ) obtidas para um índice de modulação  $ma = 1$ , podendo ser observado um elevado número de níveis de tensão. Observa-se ainda algumas pequenas distorções. Estas ocorreram devido à atrasos nas comutações das chaves, pois em determinados instantes do LSPWM os três braços conectados a uma fase deveriam comutar ao mesmo tempo, o que não ocorreu na montagem, havendo uma diferença nos instantes de chaveamento de cerca de  $2,5 \mu s$ . Uma possível causa para isso são os atrasos de comutação implementados para garantir que as duas chaves de um mesmo braço não se encontrem conduzindo simultaneamente, o que provocaria um curto-circuito no capacitor do barramento.

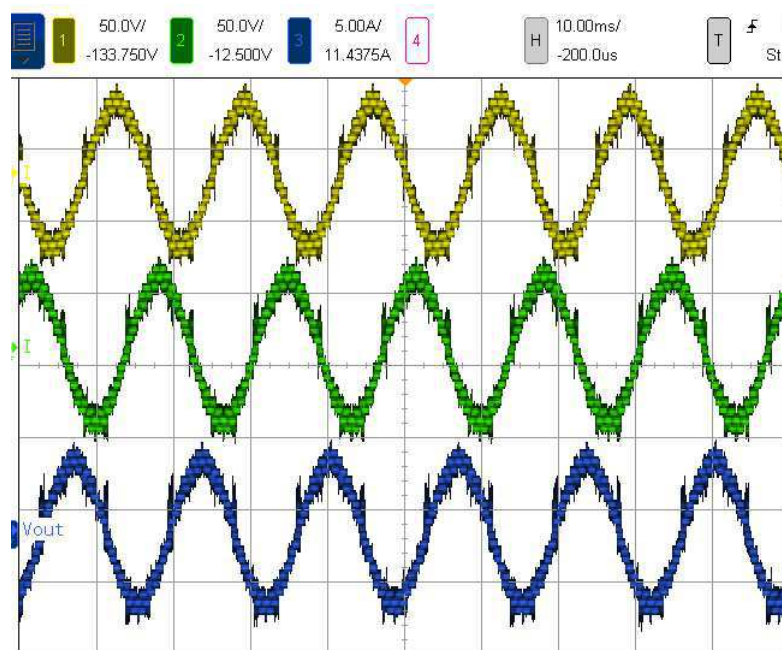


Figura 21 – Resultado experimental: Tensões de saída do conversor ( $v_{gj}$ ),  $ma = 1$ .

Na figura 22 são apresentadas as tensões de polo de uma das fases do conversor em estudo obtidas experimentalmente. Na figura 23 são apresentadas as tensões  $v_{htj}$  obtidas e pode-se observar nela os seis níveis de tensão fornecidos pelo conversor em cada fase. Estes são resultados para  $ma = 1$ .

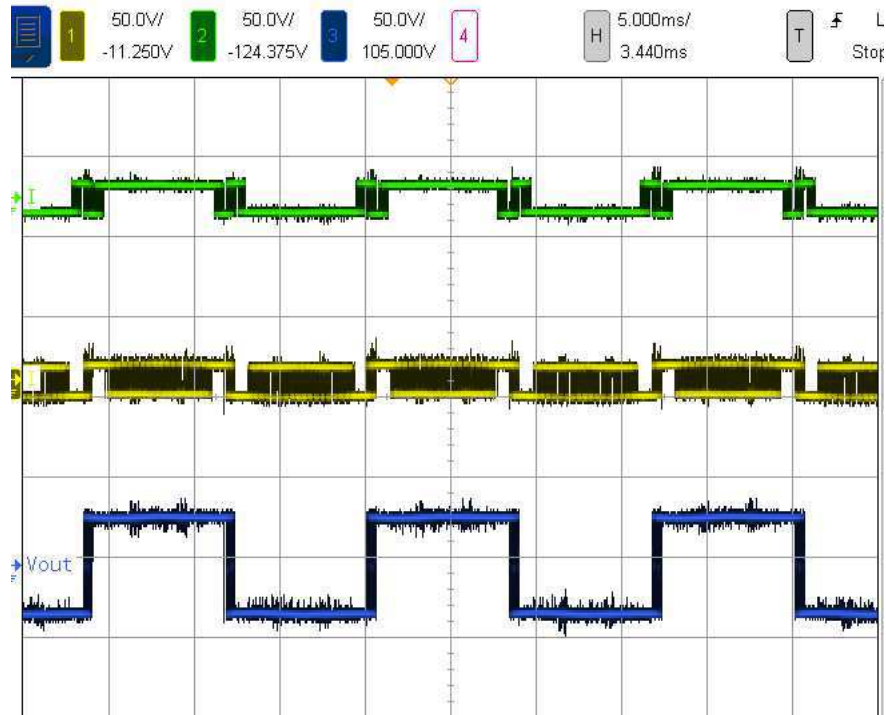


Figura 22 – Resultado experimental: Tensões de polo ( $v_{tj}$ ,  $v_{hj1}$  e  $v_{hj2}$ ),  $ma = 1$ .

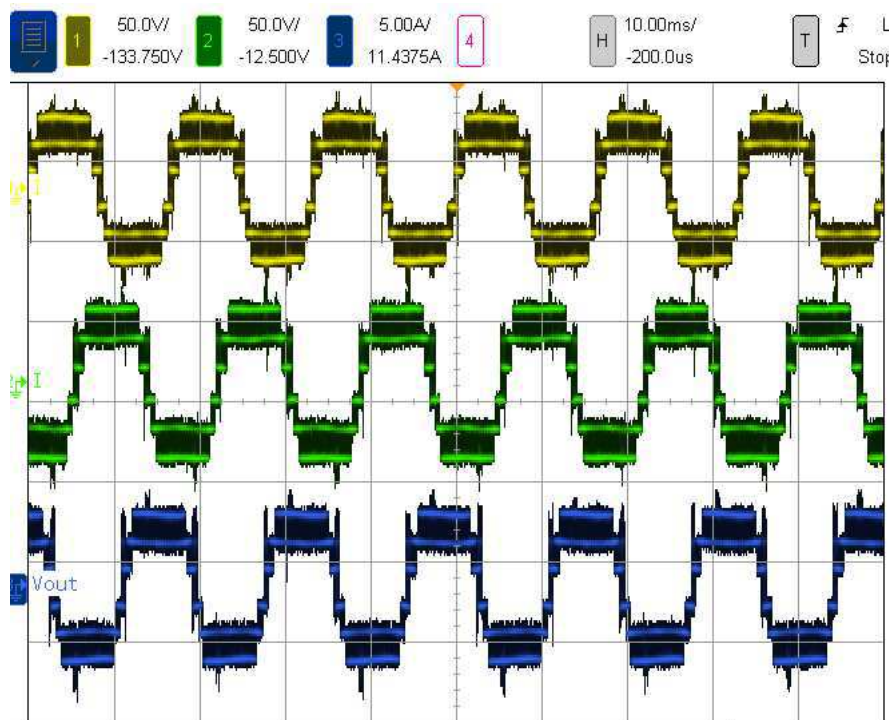


Figura 23 – Resultado experimental: Tensões geradas pelo conversor T por fase ( $v_{htj}$ ),  $ma = 1$ .

Na figura 24 é apresentado um transitório no controle dos capacitores flutuantes. Inicialmente o controle estava inativo e os capacitores flutuantes encontravam-se a uma



tensão maior que a tensão de referência e suas tensões foram corrigidas quando o controle passou a atuar. Na figura 25 são apresentadas as correntes  $i_j$  na situação para a qual a tensão nos capacitores flutuantes está controlada. Em ambas figuras são apresentados resultados para  $ma = 0,64$ .

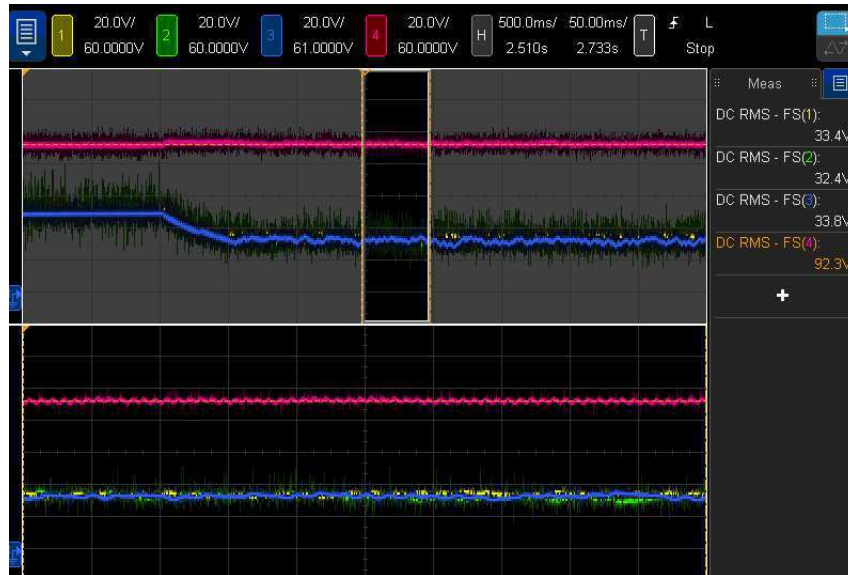


Figura 24 – Resultado experimental: Tensões de barramento ( $v_{Ct}$  e  $v_{Chj}$ ),  $ma = 0,64$ .

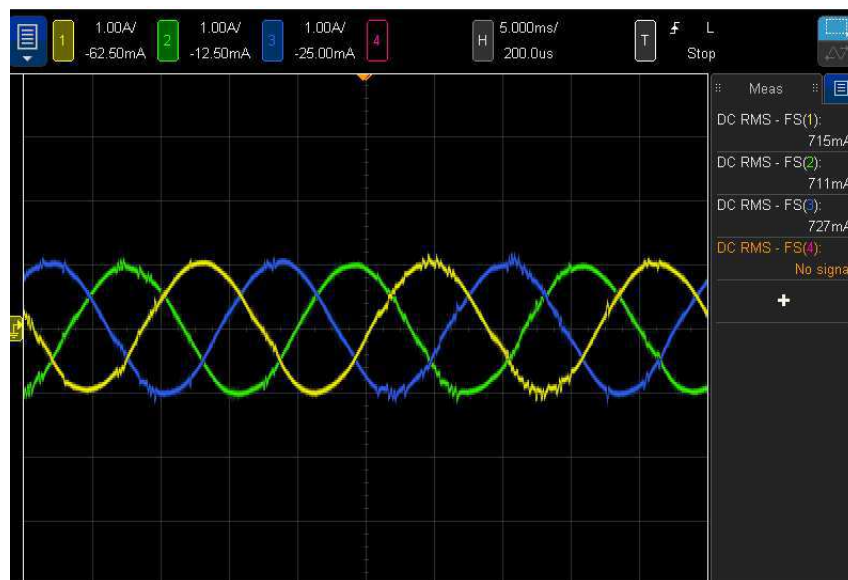


Figura 25 – Resultado experimental: Correntes ( $i_j$ ),  $ma = 0,64$ .



## 6 Conclusão

Neste trabalho, teve-se como objetivo estudar a topologia de conversor trifásico composta por um conversor trifásico de três braços em cascata com pontes-H operando como retificador. Foram apresentados o modelo do conversor e duas modulações PWM: LSPWM e SVPWM. Foi apresentado ainda uma estratégia de controle para as tensões de barramento do conversor. O conversor T foi controlado através de um controle de corrente em cascata e o conversor H, composto por capacitores flutuantes, foi controlado manipulando-se a tensão de modo comum  $v_{gt}$ .

Foram realizadas simulações e análises objetivando determinar a eficácia do conversor e das estratégias de controle e PWM apresentadas. Inicialmente foram apresentados estudos de regime permanente de modo a indicar as tendências de carregamento e descarregamento dos barramentos provocadas por cada ação de controle do LSPWM. Por meio desse estudo, constatou-se que o índice de modulação máximo para realizar o controle dos capacitores flutuantes utilizando as técnicas apresentadas é de  $m_a = 0,657$ .

Foram realizados estudos de distorções harmônicas do conversor apresentado, incluindo os resultados de um conversor trifásico de três braços para fins de comparação. A análise harmônica mostrou que o conversor em estudo utilizando as modulações de PWM apresentadas produz tensões e correntes com baixa distorção harmônica. Foi calculado  $THD = 1,0076\%$  para o LSPWM,  $THD = 1,2304\%$  para o SVPWM e para a configuração de três braços  $THD = 4,0528\%$ , o que mostra uma redução de conteúdo harmônico considerável no conversor apresentado em relação ao conversor trifásico convencional. Tal redução na distorção pode ser esperada observando as figuras das tensões de saída utilizando cada PWM (Figuras de 11 a 13) e pode ser percebida observando as formas de onda das correntes geradas, (Figuras de 14 a 16) que apresentam visivelmente um *ripple* menor para a topologia em estudo.

Foram analisadas ainda as perdas no conversor. Verificou-se que as perdas de chaveamento são reduzidas de forma considerável, devido à redução das frequências médias de chaveamento e das tensões de barramento em relação à configuração convencional. Todavia, as perdas por condução na topologia apresentada se tornaram maiores devido à quantidade de chaves ter sido triplicada com relação à configuração de três braços. Isso tornou as perdas totais maiores na configuração em estudo do que na topologia convencional para os parâmetros de simulação considerados. Para analisar a eficiência dos conversores, foram calculadas as perdas para uma situação na qual as duas configurações possuíam o mesmo THD. Para isso foram alteradas as frequências das portadoras triangulares, aumentando a frequência para o conversor de três braços e diminuindo a frequência para

o conversor com as pontes-H. Nessa situação de THDs iguais, as perdas no conversor estudado são menores devido ao crescimento das perdas no conversor de três braços e ao aumento da frequência de chaveamento.

Por fim, foram apresentados resultados de simulação dos controles mostrando a eficácia das estratégias de controle no sentido de manter as tensões de barramento próximas às tensões de referência. Além disso, foram apresentados resultados experimentais como forma de validação das análises realizadas.

# Referências

- CARRARA, G. et al. A new multilevel pwm method: A theoretical analysis. *Power Electronics, IEEE Transactions*, v. 48, n. 3, p. 517–525, jun 1992. Citado na página 22.
- DU, Z.; OZPINECI, B.; TOLBERT, L. M. Modulation extension control of hybrid cascaded h-bridge multilevel converters with 7 level fundamental frequency switching scheme. In: IEEE. *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.]: IEEE, 2007. Citado na página 17.
- FELINTO, A. S. et al. Stand-alone photovoltaic asymmetrical cascade converter. In: IEEE. *IEEE Energy Conversion Conference and Expo (ECCE-2016)*. [S.l.]: IEEE, 2016. Citado na página 17.
- FILHO, E. S. et al. Comparison of three single-phase pll algorithms for ups applications. *Power Electronics, IEEE Transactions*, v. 55, n. 8, p. 2913–2923, Aug 2008. Citado na página 29.
- JACOBINA, C. B. et al. Current control of unbalanced electrical systems. *Power Electronics, IEEE Transactions*, v. 48, n. 3, p. 517–525, jun 2001. Citado na página 29.
- JACOBINA, C. B. et al. Six-phase machine conversion system with three- and single-phase series converter. *Power Electronics, IEEE Transactions*, v. 50, n. 6, p. 3846–3846, nov 2014. Citado na página 18.
- LU, S.; CORZINE, K. A. Advanced control and analysis of cascaded multilevel converters based on p-q compensation. *Power Electronics, IEEE Transactions*, v. 22, n. 4, p. 1242–1252, Jul 2007. Citado na página 17.
- MACIEL, A. M. et al. Three-phase shunt active power filter based on the interconnection of single-phase and three-phase converters. In: IEEE. *2013 Brazilian Power Electronics Conference*. [S.l.]: IEEE, 2013. p. 1239–1244. Citado na página 18.
- MALINOWSKI, M. et al. A survey on cascaded multilevel inverters. *Power Electronics, IEEE Transactions*, v. 57, n. 7, p. 2197–2206, July 2010. Citado na página 17.
- MELLO, J. P. R. A.; JACOBINA, C. B.; CORREA, M. B. R. Three-phase unidirectional rectifiers with open-end source and cascaded floating capacitor hbridges. In: IEEE. *IEEE Energy Conversion Conference and Expo (ECCE-2016)*. [S.l.], 2016. Citado 3 vezes nas páginas 18, 26 e 32.
- MELO, V. F. M. B.; JACOBINA, C. B.; ROCHA, N. Ac-dc-ac six-phase machine drive system based on single-phase bridge converters. In: IEEE. *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON-2013)*. [S.l.]: IEEE, 2013. Citado na página 18.
- RAJEEVAN, P. et al. A nine-level inverter topology for medium-voltage induction motor drive with open-end stator winding. *Power Electronics, IEEE Transactions*, v. 60, n. 9, p. 3627–3636, Sep 2013. Citado na página 17.

RODRIGUEZ, J.; LAI, J.-S.; PENG, F. Z. Multilevel inverters: A survey of topologies controls and applications. *Power Electronics, IEEE Transactions*, v. 49, n. 4, p. 724–738, Aug 2002. Citado na página 17.

ROTELLA, M. et al. Pwm method to eliminate power sources in a nonredundant 27-level inverter for machine drive applications. *Power Electronics, IEEE Transactions*, v. 56, n. 1, p. 194–201, Jan 2009. Citado na página 17.

VAZQUEZ, S. et al. Dc-voltage-ratio control strategy for multilevel cascaded converter fed with a single dc source. *Power Electronics, IEEE Transactions*, v. 56, n. 7, p. 2513–2521, Jul 2009. Citado na página 17.

WEN, J.; SMEDLEY, K. Synthesis of multilevel converters based on single- and/or three-phase converter building blocks. *Power Electronics, IEEE Transactions*, v. 23, n. 3, p. 1247–1256, May 2008. Citado na página 17.