



**Universidade Federal de Campina Grande**

**Centro de Engenharia Elétrica e Informática**

Curso de Graduação em Engenharia Elétrica

YORKISMAR DE ANDRADE MENDONÇA

**ESTUDO DAS PERDAS POR CHAVEAMENTO E CONDUÇÃO EM  
CONVERSORES DE FREQUÊNCIA MULTINÍVEIS DE PONTE  
COMPLETA**

Campina Grande, Paraíba  
Novembro de 2012

YORKISMAR DE ANDRADE MENDONÇA

ESTUDO DAS PERDAS POR CHAVEAMENTO E CONDUÇÃO EM  
CONVERSORES DE FREQUÊNCIA MULTINÍVEIS DE PONTE  
COMPLETA

*Trabalho de Conclusão de Curso submetido à  
Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica da  
Universidade Federal de Campina Grande  
como parte dos requisitos necessários para a  
obtenção do grau de Bacharel em Ciências no  
Domínio da Engenharia Elétrica.*

Área de Concentração: Eletrônica de Potência

Orientador:

Professor Cursino Brandão Jacobina, D. Sc.

Campina Grande, Paraíba  
Novembro 2012

YORKISMAR DE ANDRADE MENDONÇA

ESTUDO DAS PERDAS POR CHAVEAMENTO E CONDUÇÃO EM  
CONVERSORES DE FREQUÊNCIA MULTINÍVEIS DE PONTE  
COMPLETA

Trabalho de Conclusão de Curso submetido à Unidade  
Acadêmica de Engenharia Elétrica da Universidade  
Federal de Campina Grande como parte dos requisitos  
necessários para a obtenção do grau de Bacharel em  
Ciências no Domínio da Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência

Aprovado em        /        /

**Professor Avaliador**  
Universidade Federal de Campina Grande  
Avaliador

**Professor Cursino Brandão Jacobina, D. Sc.**  
Universidade Federal de Campina Grande  
Orientador, UFCG

## AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus, em primeiro lugar, pela minha vida e pelo dom da perseverança, que me permitiu concluir este trabalho.

Agradeço ao meu orientador o professor Cursino Brandão Jacobina, pelo apoio durante o período final deste trabalho. Ao professor Euzeli Cipriano dos Santos Júnior pelas orientações e o apoio passado durante as simulações que resultaram nesse trabalho.

Agradeço também à minha mãe, Maria das Graças, ao meu pai, Abelardo, e ao meu irmão, Yuri, que me ajudaram como família e como amigos, apoiando-me sempre e me ajudando, sendo exemplos de perseverança.

Agradeço à minha querida Suzana, que soube ter paciência nos momentos mais complicados, sempre estando ao meu lado.

Agradeço a toda minha família e aos meus amigos de curso e vida, que com todo carinho e apoio, foram suportes nesta caminhada cheia de dificuldades não medindo esforços para eu chegar a esta etapa da minha vida.

Enfim, agradeço a todos que de alguma forma, passaram pela minha vida e contribuíram para a construção de quem sou hoje.

## RESUMO

Conversores de frequência são amplamente usados em aplicações industriais e sempre é necessária uma escolha inteligente tanto de seus componentes quanto da estratégia de controle para que ocorra o mínimo de perdas. Embora haja inúmeros fabricantes dos mais diferenciados dispositivos ainda há limitações nas suas especificações, seja no valor máximo de corrente ou de tensão. Para contornar este problema usa-se a associação de inversores. No trabalho realizado foram levantadas algumas estratégias de controle para inversores multiníveis em ponte completa e observada a quantidade de potência consumida no chaveamento e na condução das chaves. Buscou-se a modulação que exigisse menos potência do sistema para alimentar a mesma carga nas mesmas condições e ao mesmo tempo consumisse menos na comutação das chaves.

**Palavras-chave:** inversores multiníveis, estratégias de controle, perdas.

## ABSTRACT

Frequency converters are widely used in industrial applications and always needed a smart choice for your components and the control strategy, for minimum losses occur. Although there are many different manufacturers of the devices, we still have limitations in their specifications, for example in maximum value of current or voltage. To solve this problem, it's common use a combination of inverters. At this work were raised some control strategies for multilevel inverters full bridge and observed the quantity of power consumed in the switching and conducting of the switches. The aim was find the modulation that needs less power to feed the system at the same conditions, and wastes less power for the control.

**Keywords:** Multilevel inverters, control strategies, losses.

## LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1: Conversor CA-CC. ....	10
Figura 2: Diagrama de controle em malha fechada.....	11
Figura 3: Comportamento da corrente no controle com Histerese.....	13
Figura 4: Voltage Source Inverter (VSI) .....	14
Figura 5: Sinais no Controle PWM.....	16
Figura 6: Inversor Multinível de Tensão Monofásico de ponte completa.....	17
Figura 7: IGBT.....	19
Figura 8: Intervalo de condução.....	20
Figura 9: Conversor multinível com Fontes de tensão CC isoladas.....	22
Figura 10: Estratégia de controle para a tensão do barramento.....	23
Figura 11: Estratégia PWM utilizando quatro portadoras.....	24
Figura 12: Estratégia PWM utilizando duas portadoras.....	25
Figura 13: Estratégia PWM utilizando duas portadoras defasadas em $90^\circ$ .....	26
Figura 14: Tensões dos capacitores na simulação com quatro portadoras.....	27
Figura 15: Tensão de referencia e tensão média na carga (a), e tensão nos terminais do conversor (b) na simulação com quatro portadoras.....	28
Figura 16: Potência total fornecida e potência consumida nas chaves na simulação com quatro portadoras.....	28
Figura 17: Tensões dos capacitores simulação com duas portadoras uma negativa e uma positiva.....	29
Figura 18: Tensão de referencia e tensão média na carga (a), e tensão nos terminais do conversor (b) na simulação com duas portadoras uma negativa e uma positiva.....	29
Figura 19: Potência total fornecida e potência consumida nas chaves na simulação com duas portadoras uma negativa e uma positiva.....	30
Figura 20: Tensões dos capacitores da simulação com duas portadoras defasada em $90^\circ$ .....	31
Figura 21: Tensão de referencia e tensão na carga filtrada (a), e tensão nos terminais do conversor (b) da simulação com duas portadoras defasada em $90^\circ$ .....	31
Figura 22: Potência total fornecida e potência consumida nas chaves da simulação com duas portadoras defasada em $90^\circ$ .....	31

# SUMÁRIO

1	Introdução .....	9
2	Fundamentação Teórica .....	10
2.1	Conversores CA-CC.....	10
2.1.1	Controle em Malha Fechada.....	11
2.1.2	Controle por Histerese.....	12
2.2	Conversores CC-CA.....	13
2.2.1	Controle por Largura de Pulso (PWM) .....	14
2.3	Conversor Multinível Tipo Cascata .....	16
2.4	Estudo das Perdas.....	19
2.4.1	Perdas por Condução.....	20
2.4.2	Perdas por Chaveamento .....	21
3	Descrição do Sistema .....	22
3.1	Parâmetros do circuito.....	22
3.2	Estratégias de controle .....	23
3.2.1	Retificador.....	23
3.2.2	Inversor multinível. ....	23
4	Resultados Obtidos .....	27
4.1	Modulação utilizando quatro portadoras triangulares. ....	27
4.2	Modulação utilizando uma portadora positiva e uma negativa. ....	29
4.3	Modulação utilizando portadoras defasadas em $90^\circ$ .....	30
5	Conclusão.....	32
6	Bibliografia .....	33

# 1 INTRODUÇÃO

Conversores de frequência são de fundamental importância para o desenvolvimento dos projetos e das inovações na área da engenharia, e conhecê-los cada vez melhor cria a oportunidade de equipamentos cada vez mais eficientes. Na Eletrônica de Potência o grande desafio é desenvolver dispositivos e circuitos que funcionem como fora dito, embora estejamos limitados aos produtos fornecidos pelo mercado, o que dependendo da aplicação nem sempre é suficiente, portanto é necessária a criação de novos componentes que suportem cada vez mais tensão, corrente e frequência.

No entanto, equipamentos novos e modernos são de difícil acesso, e normalmente são caros. Para contornar tais problemas, recorre-se as associações de circuitos, em série para tensões altas e em paralelo para correntes altas.

Uma das topologias que garantem tais resultados é as de conversores multiníveis. O princípio de tais técnicas é dividir a tensão ou a corrente em conversores menores, sendo possível ainda obter níveis intermediários de tais grandezas na forma de degraus diminuindo a distorção harmônica.

Como em todo tipo de conversor, devido a não existência de componentes ideais, as perdas são inevitáveis. Portanto, é de fundamental importância que sempre se busque topologias que possuam as menores perdas de potência ativa.

No trabalho proposto serão analisados os impactos dos diferentes estratégias de controle, avaliando a eficiência do chaveamento e das chaves no que diz respeito às perdas do circuito.

O objetivo do trabalho é estudar as diferentes topologias de conversores multiníveis, distinguindo suas características de funcionamento e suas aplicações, comparando as topologias vistas avaliando as perdas de condução e bloqueio das chaves usadas, elencando os impactos ocorridos.

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Nós tópicos a seguir, será visto o princípio de funcionamento das estruturas usadas nas simulações deste trabalho, ver-se-á também as estratégias de controle utilizadas para controlar o estado das chaves dos circuitos. O estudo das perdas por condução e chaveamento também será apresentado nesta seção.

### 2.1 CONVERSORES CA-CC

Os conversores CA-CC, chamados usualmente de retificadores, convertem o sinal alternado da entrada (CA) em um sinal contínuo na saída (CC). Esse sistema é muito utilizado quando é necessário uma corrente contínua na saída como por exemplo em carregados de baterias industriais, ou é usado quando é necessário fazer o sincronismo de duas redes que originalmente funcionam com frequências diferentes, nessa situação o sinal é retificado e depois invertido para a frequência desejada.

Comumente na sua segunda aplicação usa-se um capacitor na saída do conversor, nesta topologia o circuito funciona como uma fonte de tensão contínua, como mostra a Figura 1.

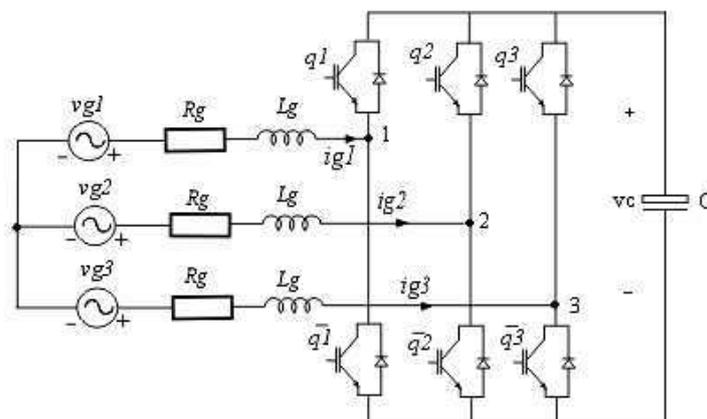


Figura 1: Conversor CA-CC.

O circuito da Figura 1 simula um conversor conectado à rede, representada pelas fontes de tensão  $v_{g_i}$ , esta está ligada ao barramento por condutores representados pelas

resistências e indutâncias  $Rg$  e  $Lg$ , nessa topologia a tensão  $Vc$  é controlada pelo conjunto de chaves complementares  $q_{1,2,3}$ .

Os retificadores podem ser classificados em dois tipos: controlados e não controlados. Nos controlados é possível obter o nível de tensão desejado por diferentes métodos de controle dos estados das chaves. Os não controlados possuem diodos no lugar das chaves e a tensão do barramento é fixa [RASHID, M. H., 1999].

É possível controlar as chaves por várias estratégias de controle. Usando um controle com malha aberta que pode ser feito utilizando o ângulo de disparo das chaves. Ou pode ser feito usando a malha fechada, fazendo a leitura dos valores atuais e utilizando controladores para processar a diferença entre os sinais de referência e os lidos. No trabalho proposto utilizou-se o controle por malha fechada como é dito a seguir.

### 2.1.1 CONTROLE EM MALHA FECHADA

O controle por malha fechada as informações de como a saída se comporta são utilizadas para um controle mais eficiente [OGATA, 1997]. Tais informações são passadas pela realimentação da saída. O diagrama de controle é composto por pelo menos dois elementos, o controlador e a planta, como mostra a Figura 2.

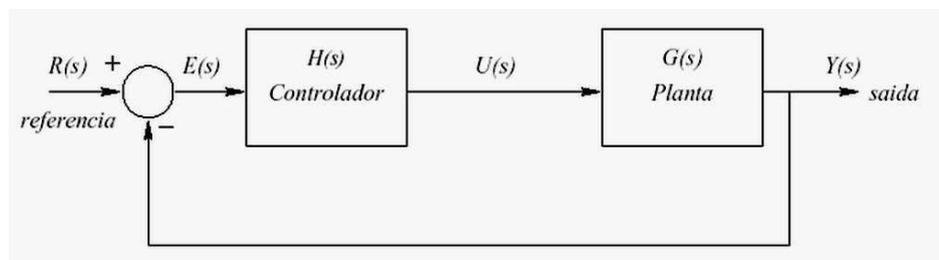


Figura 2: Diagrama de controle em malha fechada.

O controlador é o elemento que processa o sinal de erro entre a referência e o valor real da grandeza e gera um sinal a ser aplicado na planta. Este é escolhido de acordo com a necessidade do processo, no caso estudado foi usado um controlador Proporcional-Integral (PI).

Uma das características do controlador PI é garantir erro nulo para sinais de frequência zero. A equação que representa o mesmo é mostrada a seguir:

$$H(s) = Kp + \frac{Ki}{s} \quad (1)$$

Desenvolvendo (1) temos:

$$H(s) = Ki \left( \frac{\frac{Kp}{Ki}s + 1}{s} \right) \quad (2)$$

Onde:

$Kp$  → é o ganho proporcional.

$Ki$  → é o ganho integral.

As constantes  $Kp$  e  $Ki$  são responsáveis pelo ajuste do controlador.

O sinal de referencia gerado pelo controlador poder utilizado para o controle das chaves. No trabalho desenvolvido este sinal era a amplitude das correntes de fase, assim utilizávamos esse valor para gerar os valores das correntes de fase e assim atuar sobre as chaves.

### 2.1.2 CONTROLE POR HISTERESE

Tendo o sinal de referência, este deve ser usado no chaveamento do conversor para que o controle da tensão do barramento seja feito. Nas simulações realizadas utilizou-se o controle por histerese.

O controle por histerese utiliza da própria estrutura do conversor para fazer o controle das chaves. Se o erro de corrente é dado por:

$$\Delta i_i = i_i^* - i_i \quad (3)$$

Então temos que se:

$$\Delta i_i > \Delta h \rightarrow q_i = 1 \quad (4)$$

$$\Delta i_i < -\Delta h \rightarrow q_i = 0 \quad (5)$$

Onde  $\Delta h$ , é a banda de histerese e define o limite superior e inferior do controle, como mostra a Figura 3.

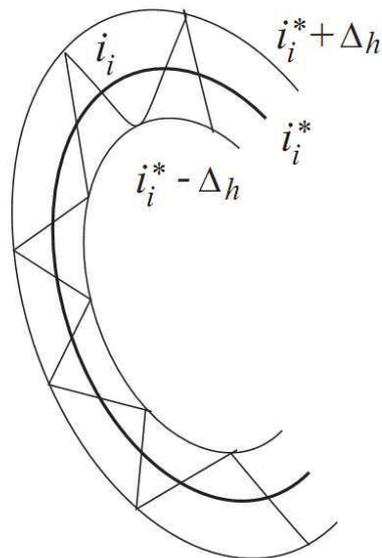


Figura 3: Comportamento da corrente no controle com Histerese.

## 2.2 CONVERSORES CC-CA

Os conversores CC-CA, também conhecidos como inversores de frequência, fazem a conversão da corrente contínua fornecida pela fonte de tensão primária (CC) para corrente alternada na saída (CA). Tal sistema é comumente utilizado para aplicações industriais que necessitam de acionamentos com velocidades variáveis.

Uma das topologias mais utilizadas para este tipo de conversor é o *Voltage Source Inverter* (VSI), ou Inversor tipo Fonte de Tensão, mostrada na Figura 4. Seu funcionamento é relativamente simples e segue algumas condições:

- As chaves  $q_i$  e  $\bar{q}_i$  onde  $i = 1, 2$  são complementares, ou seja, em nenhuma situação estão fechadas ou abertas ao mesmo tempo.
- A tensão  $v_i$  pode assumir valores positivos quando  $q_1$  e  $\bar{q}_2$  estão fechadas, e assume valores negativos quando  $\bar{q}_1$  e  $q_2$  estão fechadas.
- A tensão  $v_i$  é nula em duas situações, quando  $q_1$  e  $q_2$  estão fechadas ou sua complementares.

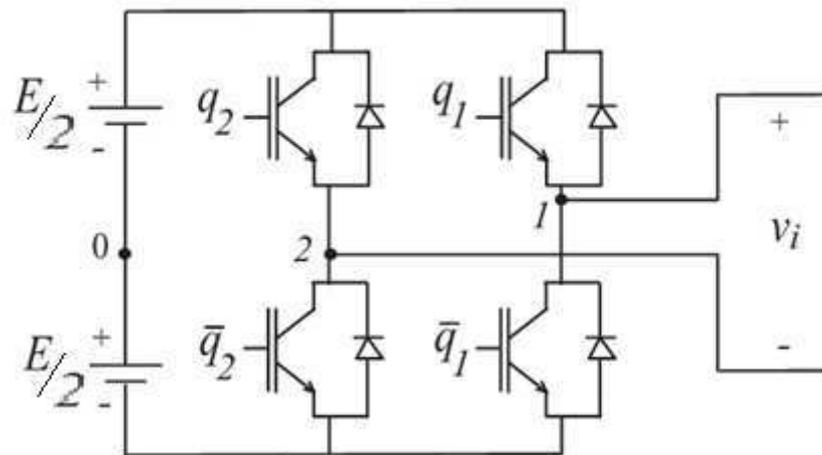


Figura 4: Voltage Source Inverter (VSI) .

Para sistemas trifásicos é adicionado mais um ramo no barramento e as mesmas considerações devem ser feitas.

### 2.2.1 CONTROLE POR LARGURA DE PULSO (PWM)

A estratégia de controle por largura de pulso consiste em controlar o estado das chaves a partir da determinação do intervalo de tempo que a chave fica fechada durante um período fixo de chaveamento.

O primeiro passo para o controle é definir a tensão desejada na saída do conversor. Sabendo que, a tensão de referencia  $v_i^*$ , é dada por:

$$v_i^* = V_i^* \cos (wt) = v_{10}^* - v_{20}^* \quad (6)$$

A partir de (6) podemos dizer que:,

$$v_{10}^* = \frac{v_i^*}{2} + v_x^* \quad (7)$$

$$v_{20}^* = -\frac{v_i^*}{2} + v_x^* \quad (8)$$

A tensão  $v_{\mu}^*$  é o grau de liberdade que permite grampear uma das tensões e é dado a partir de seus valores máximos e mínimos:

$$v_{x \max}^* = \frac{E}{2} - \max(V_i^*) \quad (9)$$

$$v_{x \min}^* = -\frac{E}{2} - \min(V_i^*) \quad (10)$$

Assim introduzindo o parâmetro  $\mu_x$  temos:

$$v_x^* = \mu v_{x1 \max}^* + (1 - \mu_x) v_{x1 \min}^* \quad (11)$$

Onde  $0 \leq \mu_x \leq 1$ . Para os casos em que  $\mu_x = 1$  e  $\mu_x = 0$ , ou seja,  $v_{\mu_x}^* = v_{\mu_x \max}^*$  e  $v_{\mu_x}^* = v_{\mu_x \min}^*$  tem-se as perdas reduzidas, pois uma das chaves de cada braço fica grampeada.

Quando  $\mu_x = 0,5$ , ou seja,  $v_{\mu_x}^* = \frac{v_{\mu_x \max}^* + v_{\mu_x \min}^*}{2}$ , temos uma menor distorção produzida pela alta frequência do chaveamento.

Tendo as tensões de referência, obtêm-se os tempos de chaveamento a partir da comparação desses valores com uma onda triangular *Tri* de amplitude  $E$  e frequência  $fc$ , também chamada de frequência de chaveamento. Segue-se a seguinte lógica, e o resultado é visto na Figura 5:

- Se  $v_{i0}^* > Tri$ ,  $q_i = 1$  (chave fechada), onde  $i = 1, 2, \dots$
- Se  $v_{i0}^* < Tri$ ,  $q_i = 0$  (chave aberta), onde  $i = 1, 2, \dots$

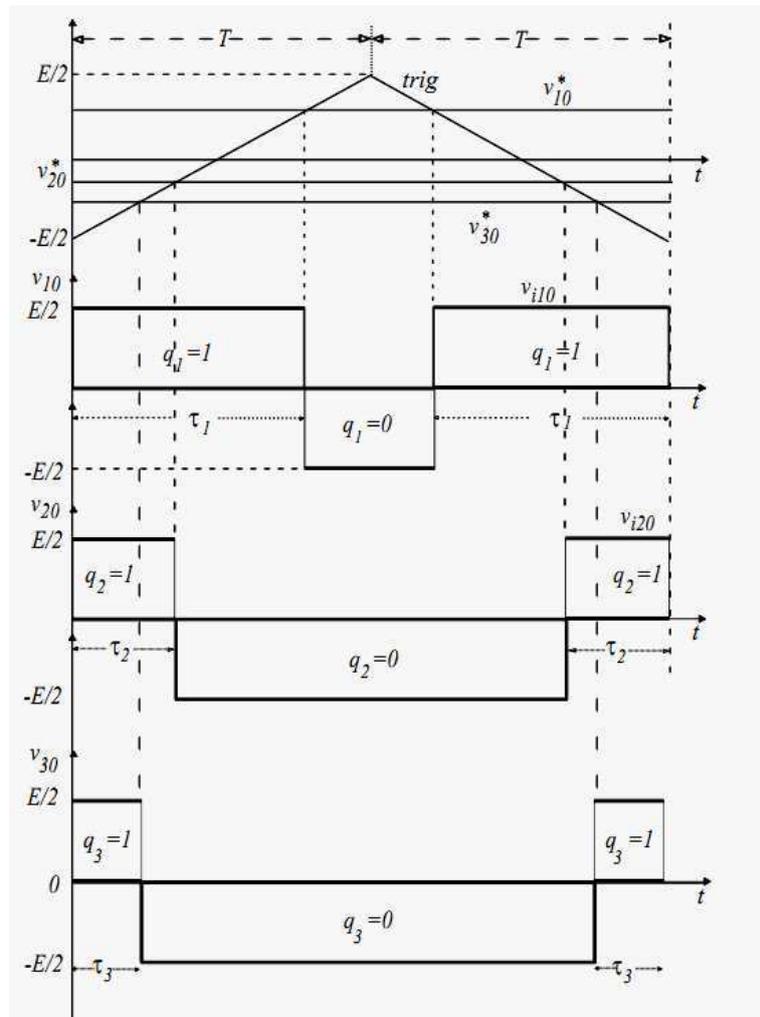


Figura 5: Sinais no Controle PWM.

Podemos ver seu funcionamento na Figura 5, onde é possível ver como a tensão de referência desejada é obtida. Vale salientar que os valores de amplitude e frequência da mesma são as definidas pela necessidade do usuário.

## 2.3 CONVERSOR MULTINÍVEL TIPO CASCATA

Devido à maioria dos componentes eletrônicos terem uma faixa de potência limitada, quando uma aplicação exige valores de corrente e tensão muito elevados, a associação dos componentes se faz necessária. Usa-os em paralelo quando a limitação é a corrente, e em série quando é a tensão.

Quando associamos conversores, o pensamento é análogo, divide-se a corrente ou a tensão. O termo “*multinível*” é utilizado porque é possível obter diferentes níveis de grandezas em alguns casos, isso permite que os efeitos sobre o torque em um

acionamento de máquina seja diminuído e a o processo ganhe estabilidade mecânica [BRAGA, A. C. H.; BARBI, I, 2000].

Uma das topologias, faz o uso de dois inversores de tensão monofásicos de ponte completa, (Figura 6), o circuito permite o fornecimento de cinco níveis de tensão:  $+2V$ ,  $+V$ ,  $0$ ,  $-V$  e  $-2V$ ; enquanto a tensão máxima sobre uma das chaves é de  $+V$ . Uma das desvantagens da topologia é a necessidade de duas fontes de tensão contínua isoladas. Uma de suas aplicações, é voltada para a área de energia solar, onde os painéis fotovoltaicos fornecem vários níveis de tensão contínua, e o conversor permite liga-las à redes de tensão alternada [NÓBREGA, V.F., 2011].

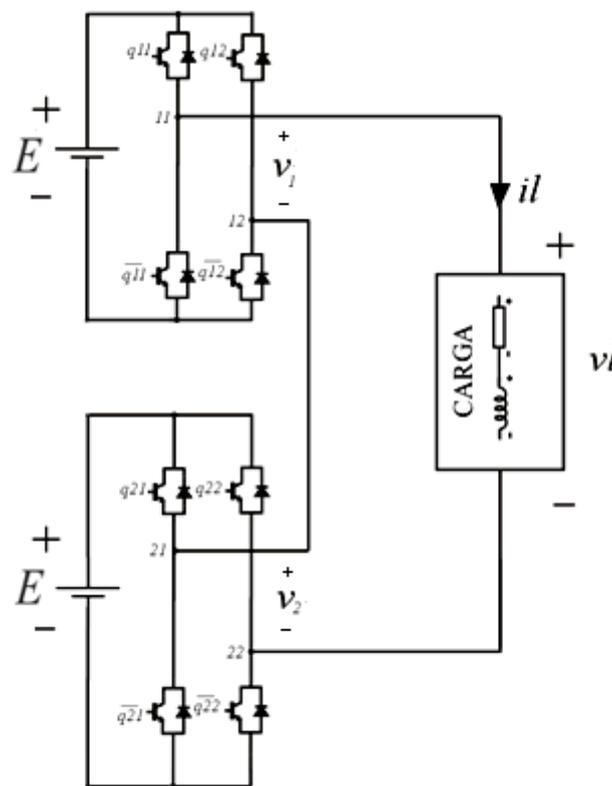


Figura 6: Inversor Multinível de Tensão Monofásico de ponte completa.

Para o controle das chaves pode-se diferentes tipos de modulação PWM, variando as portadoras triangulares de cada chave como mostra [GIARETTA, A. R., 2009].

Considerando:

$$v_l^* = V_l^* \cos(\omega t) = v_1^* + v_2^* \quad (12)$$

onde  $v_1^*$  é a tensão de referência do inversor 1 e  $v_2^*$  é a tensão de referência do inversor 2, sabe que :

$$v_1^* = \frac{v_l^*}{2} + v_{\mu}^* \quad (13)$$

$$-v_2^* = -\frac{v_l^*}{2} + v_{\mu}^* \quad (14)$$

Sendo  $v_{\mu}^*$  um grau de liberdade que permite aumenta e diminuir a amplitude das tensões de referência  $v_1^*$  e  $v_2^*$ , podemos dividir a tensão de diferentes maneiras entre os inversores conectados em cascata. O fato de não utilizar  $v_{\mu}^*$  implica que as tensões de referência possuem módulos iguais. Para calcularmos o  $v_{\mu}^*$  segue-se o pensamento análogo ao feito nas equações (9), (10) e (11), assim temos:

$$v_{\mu}^*_{max} = E - \max\left(\frac{v_l^*}{2}, -\frac{v_l^*}{2}\right) \quad (15)$$

$$v_{\mu}^*_{min} = -E - \min\left(\frac{v_l^*}{2}, -\frac{v_l^*}{2}\right) \quad (16)$$

Assim introduzindo o parâmetro  $\mu$  temos:

$$v_{\mu}^* = \mu v_{\mu}^*_{max} + (1 - \mu)v_{\mu}^*_{min} \quad (17)$$

Como o controle dos estados das chaves é feito por PWM podemos inserir mais dois graus de liberdade  $v_{\mu_1}^*$  e  $v_{\mu_2}^*$ , estes são relacionados aos dois retificadores, o cálculo é feito de forma semelhante ao método anterior. As tensões de polo de referência são dadas por:

$$v_{j1}^* = \frac{v_j^*}{2} + v_{\mu_j}^* \quad (18)$$

$$v_{j2}^* = -\frac{v_j^*}{2} + v_{\mu_j}^* \quad (19)$$

onde  $j = 1, 2$  equivalente ao dois conversores.

Sendo:

$$v_j^* = V_j^* \cos (wt) = v_{j1}^* - v_{j2}^* \quad (6)$$

Assim temos que as tensões máximas e mínimas são dadas por:

$$v_{\mu_j}^*_{max} = \frac{E}{2} - \max(V_j^*) \quad (20)$$

$$v_{\mu_j}^*_{min} = -\frac{E}{2} - \min(V_j^*) \quad (21)$$

Assim introduzindo o parâmetro  $\mu_j$  temos:

$$v_{\mu_j}^* = \mu_j v_{\mu_j}^*_{max} + (1 - \mu_j) v_{\mu_j}^*_{min} \quad (22)$$

Os valores de  $\mu_j$  tem função semelhante ao  $\mu_x$ .

## 2.4 ESTUDO DAS PERDAS

Cada dispositivo semicondutor tem suas especialidades, seja uma corrente elevada ou uma tensão elevada, o que implica que estes devem ser escolhidos de forma inteligente para que as perdas sejam reduzidas no circuito. Tais perdas ocorrem em dois momentos: na comutação e na condução, e o total é dado pela soma das duas.

No trabalho visto, foram utilizados exclusivamente chaves do tipo transistor bipolar de porta isolada, do inglês *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT), a simbologia usada para representá-lo e mostrada na Figura 7.

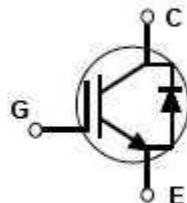


Figura 7: IGBT.

### 2.4.1 PERDAS POR CONDUÇÃO

As perdas por condução ocorrem quando mesmo conduzindo corrente existe diferença de potencial nos terminais da chave, como mostra a Figura 8 entre os tempos  $t_1$  e  $t_2$ .

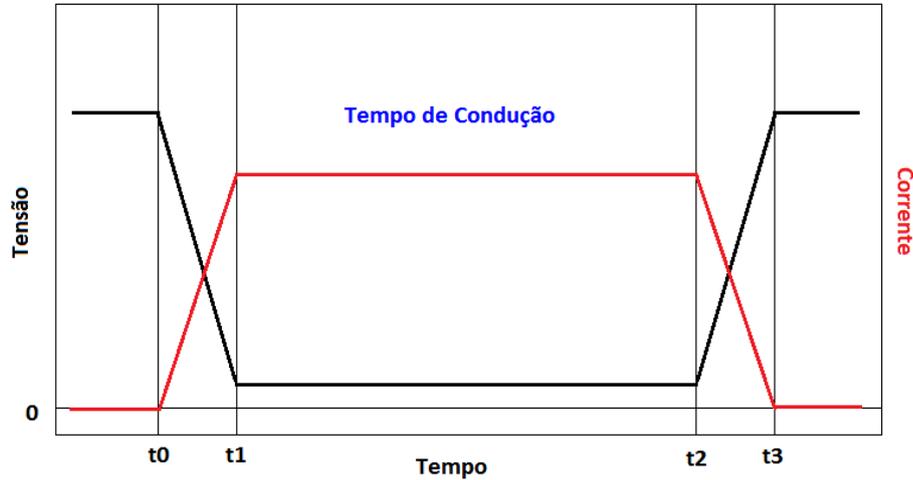


Figura 8: Intervalo de condução.

De acordo com [ZAMBRA, D. A. B., 2006] se a corrente da carga é maior ou igual à zero o IGBT está conduzindo, se a corrente for menor que zero, o diodo que conduz. Considerando um período de chaveamento de  $2\pi$ , as perdas por condução do IGBT e no diodo são dadas por (8) e (9) respectivamente.

$$P_{cond_{SW}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{ce}(\theta) i_{load}(\theta) v_{cmd_{SW}}(\theta) d\theta \quad (23)$$

$$P_{cond_D} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_F(\theta) i_{load}(\theta) v_{cmd_{SW}}(\theta) d\theta \quad (24)$$

onde  $v_{ce}$  é a queda de tensão no IGBT e  $v_F$  é a queda de tensão no diodo para  $i_{load} = 0$ ,  $i_{load}$  é a corrente na carga e  $v_{cmd_{SW}}$  e o sinal de comando.

As perdas totais são dadas por:

$$P_{cond_{TOTAL}} = P_{cond_{SW}} + P_{cond_D} \quad (25)$$

### 2.4.2 PERDAS POR CHAVEAMENTO

As perdas por chaveamento ocorrem em três momentos:

- No disparo da chave: momento em que a chave recebe o comando para conduzir (intervalo entre  $t_0$  e  $t_1$ , da Figura 8).
- No bloqueio da chave: momento em que a chave recebe o comando para bloquear (intervalo entre  $t_2$  e  $t_3$ , da Figura 8).
- Durante a recuperação reversa do diodo: é o intervalo de tempo que o diodo está conduzindo corrente reversa, acontece em casos onde a corrente muda de sentido abruptamente.

Seguindo as definições dadas por [ZAMBRA, D. A. B., 2006] as perdas citadas são dadas respectivamente por:

$$P_d = \frac{1}{2\pi} \sum E_d(i_{load}(\theta)) \quad (26)$$

$$P_b = \frac{1}{2\pi} \sum E_b(i_{load}(\theta)) \quad (27)$$

$$P_{rec} = \frac{1}{2\pi} \sum E_{rec}(i_{load}(\theta)) \quad (28)$$

As perdas totais por chaveamento são dadas por:

$$P_{chav_{TOTAL}} = P_d + P_b + P_{rec} \quad (29)$$

### 3 DESCRIÇÃO DO SISTEMA

#### 3.1 PARÂMETROS DO CIRCUITO

O sistema simulado é mostrado na Figura 9, referente a um conversor multinível com entrada trifásica e saída monofásica.

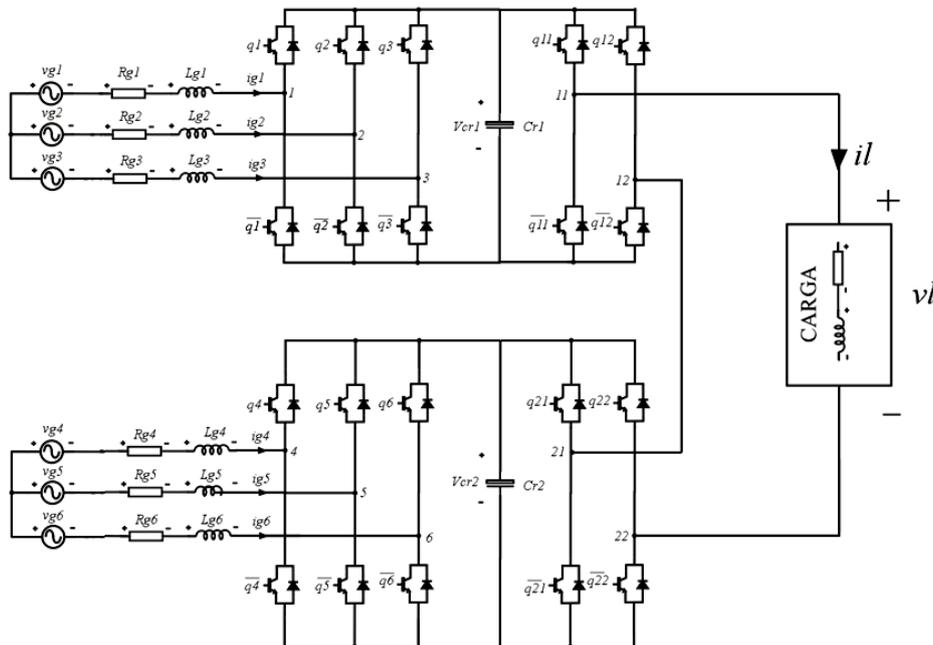


Figura 9: Conversor multinível com Fontes de tensão CC isoladas.

A entrada do sistema é composta por fontes trifásicas isoladas de amplitude igual a  $220 \cdot \sqrt{2}$  e frequência de 60 Hz, que representam as bobinas secundárias de um transformados com secundário duplo, baseado na informação que as fontes de tensões devem ser independentes foi utilizada essa topologia, mostrado também em [TEODORESCU, R., 2002].

As resistências  $Rg_i$ , são iguais a  $0,1 \Omega$  representando 1% do valor da carga, e as indutâncias  $Lg_i$  são de  $2 \text{ mH}$ , onde  $i = 1, 2, 3, 4, 5 \text{ e } 6$ .

Cada fase está ligada a um braço do retificador, este possui duas chaves IGBT complementares. Por fim sistema é composto por dois capacitores em série cada um com a capacitância no valor de  $2,2 \text{ mF}$  resultando em um capacitor de  $1,1 \text{ mF}$  que representará a fonte de tensão CC de cada circuito.

Por fim, as duas fontes de tensão CC formam o inversor multinível e ponte completa. Alimentando uma carga de  $10 \Omega$  e  $2 \text{ mH}$ .

## 3.2 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE

### 3.2.1 RETIFICADOR

Como o retificador mostrado é do tipo controlado pode-se, através do controle do chaveamento regular a tensão no barramento em vários níveis. Para as simulações realizadas foi colocado um valor de  $500 \text{ V}$  como referência para a tensão do barramento ( $v_c^*$ ). Seguiu-se então a estratégia de controle da **Erro! Fonte de referência não encontrada.**

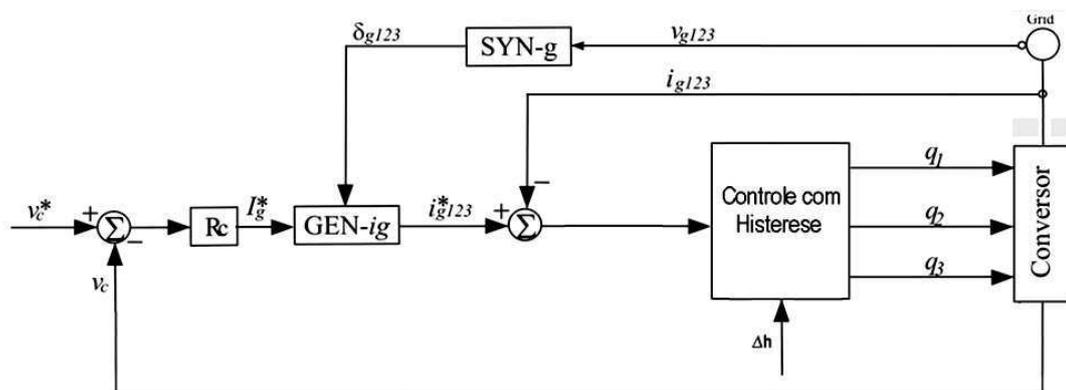


Figura 10: Estratégia de controle para a tensão do barramento.

O valor real da tensão do capacitor,  $v_c$ , é lido do conversor e comparado com a referência,  $v_c^*$ , o desvio é processado pelo controlador proporcional-integral  $Rc$ , este fornece a amplitude de referência da corrente de fase do conversor,  $I_g^*$ . O bloco SYN-g é um detector de fase, este lê a fase das tensões de alimentação e envia para o bloco GEN-g, que junto com a amplitude  $I_g^*$ , gera as correntes alternadas de referência para as fases 1, 2, e 3, representadas por  $i_{g123}^*$ . O desvio entre a corrente das fases  $i_{g123}$  e as referências é passado pelo controle de histerese. A partir da banda de histerese  $\Delta h$ , é gerado o estado das chaves para o conversor. Tal controle é utilizado para os dois circuitos retificadores.

### 3.2.2 INVERSOR MULTINÍVEL.

Para o inversor multinível utilizamos três estratégias PWM. Na primeira utilizaram-se quatro portadoras triangulares e o sinal de referência como mostra a Figura 11.

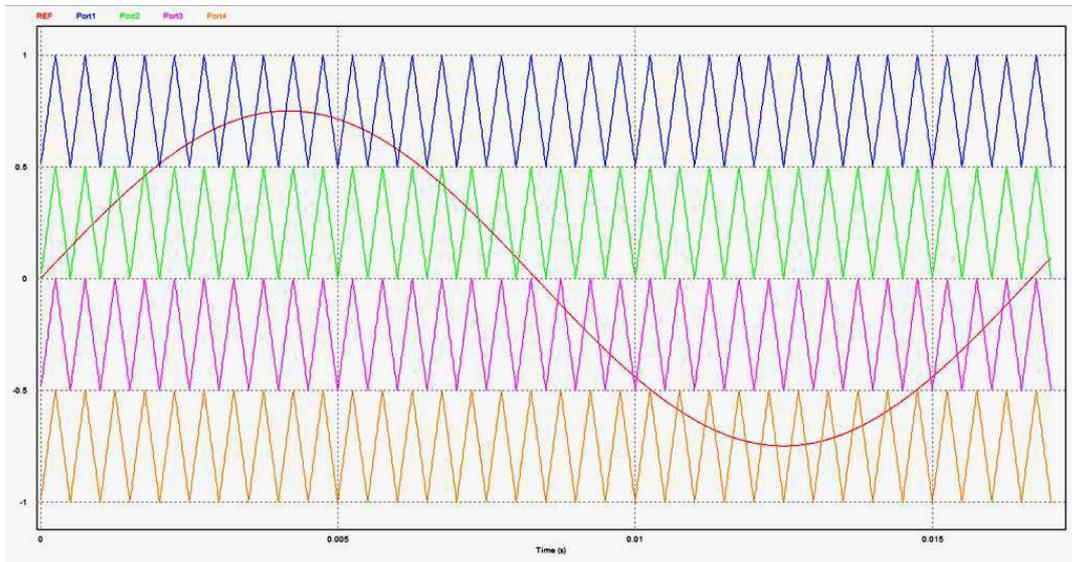


Figura 11: Estratégia PWM utilizando quatro portadoras.

Nesse método cada chave possui sua portadora comparada à mesma referência. Considerando uma onda triangular (*trian*) com valores de 0 a 0,500 *p.u.* e frequência de 10 *kHz*, as portadoras foram obtidas variando o nível DC em passos de  $-0,500p.u.$  iniciando com 0,500*p.u.*, ou seja:

$$Port_1 = 0,500 + trian \quad (30)$$

$$Port_2 = 0 + trian \quad (31)$$

$$Port_3 = -0,500 + trian \quad (32)$$

$$Port_4 = -1,000 + trian \quad (33)$$

As portadoras (11), (12), (13) e (14) foram comparadas ao sinal de referencia dado por  $V_{ref}(t) = 0,750 \cdot \sin(2\pi 30t)$  e assim foi obtido o estado das chaves.

Nesta modulação temos que as chaves passam cerca de 75% do período da referência conduzindo e 25% comutando, para valores de referencias máximos. Tal estratégia pode ser utilizada também variando a fase das portadoras.

No segundo método comparamos a mesma referência à portadoras com níveis DC diferentes do tipo:

$$Port_1 = 0 + trian \quad (34)$$

$$Port_2 = -1,000 + trian \quad (35)$$

onde *trian* tem agora a amplitude variando de 0 a 1,000 *p.u.*, como mostra a Figura 12.

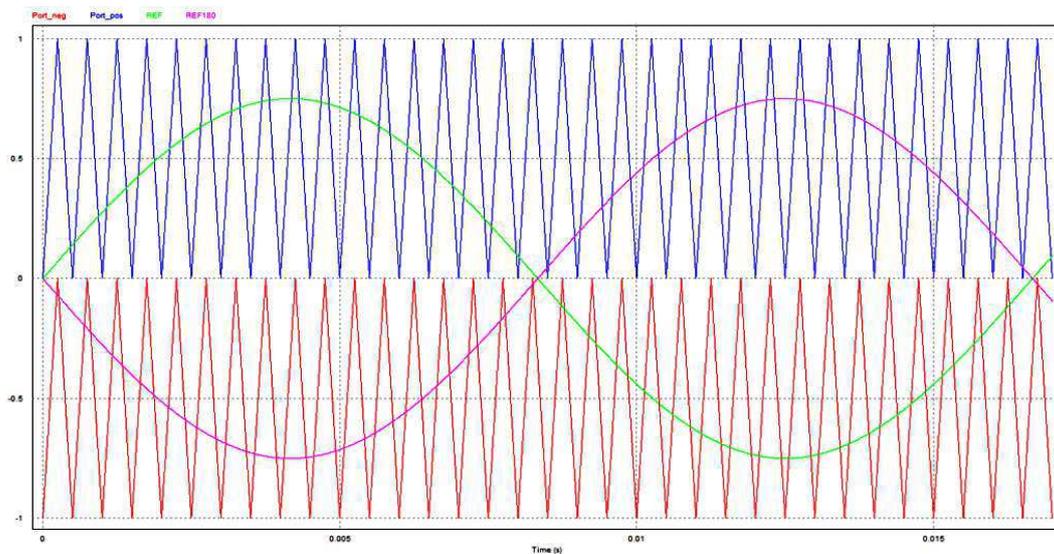


Figura 12: Estratégia PWM utilizando duas portadoras.

Neste método observa-se que durante metade do período da referência conduzindo e na outra metade ocorre a comparação resultante do chaveamento, aumentando às perdas por chaveamento mas diminuindo as perdas por condução em relação ao método anterior.

E o terceiro método utilizando duas portadoras defasadas em  $90^\circ$  de amplitude variando de 0 a 2,000 *p.u.* com um nível DC de 1,000 *p.u.* como mostra a Figura 13.

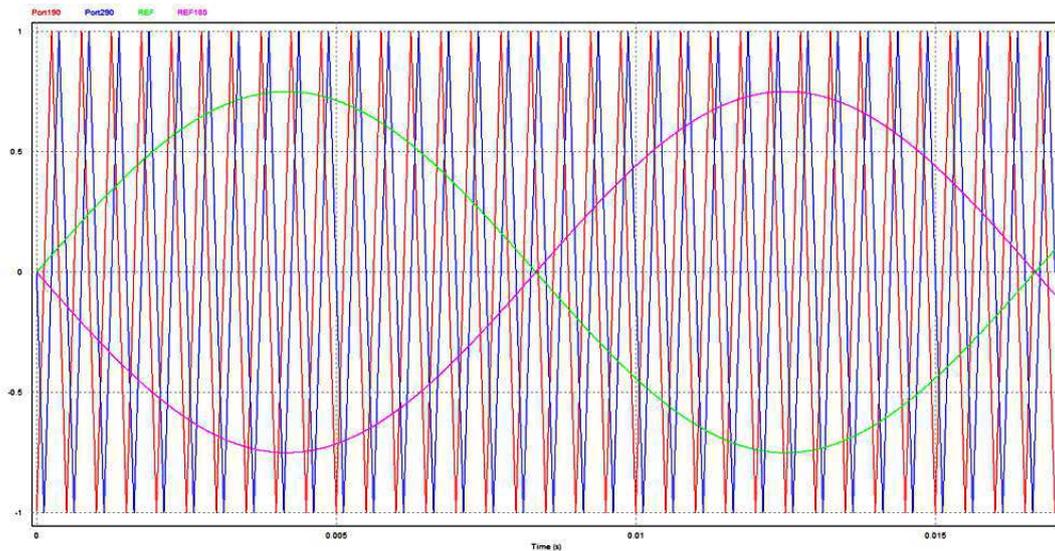


Figura 13: Estratégia PWM utilizando duas portadoras defasadas em  $90^\circ$

Quando foram realizadas as simulação não se levou em consideração a relação entre as perdas e a taxa de distorção harmônica (THD), levando apenas em consideração o funcionamento do circuitos nas condições de  $\mu_x = 0,5$ , e dividindo por igual a tensão no barramento ( $\mu = 0,5$ ), e nos barramentos dos inversores  $\mu_1 = 0,5$  e  $\mu_2 = 0,5$ .

As simulações foram realizadas no programa PSIM 9.0 da Powersim Inc.. Para o cálculo das perdas utilizamos os dispositivos da seção “Thermal Module”, esta oferece a oportunidade de mensurar as perdas de condução e chaveamento dos dispositivos a partir dos dados do *datasheet* dos elementos utilizados.

## 4 RESULTADOS OBTIDOS

### 4.1 MODULAÇÃO UTILIZANDO QUATRO PORTADORAS TRIANGULARES.

#### TRIANGULARES.

Na simulação realizada utilizou-se o circuito mostrado na Figura 6, utilizando a modulação PWM com quatro portadoras triangulares, Figura 11. As primeiras variáveis analisadas foram as tensões nos capacitores, a tensão de referência foi de  $500\text{ V}$ . Como mostrado na Figura 14, observa-se que as tensões  $V_c$  e  $V_{c_2}$  foram controladas em torno da referência apresentando um erro máximo de  $7,4\%$ .

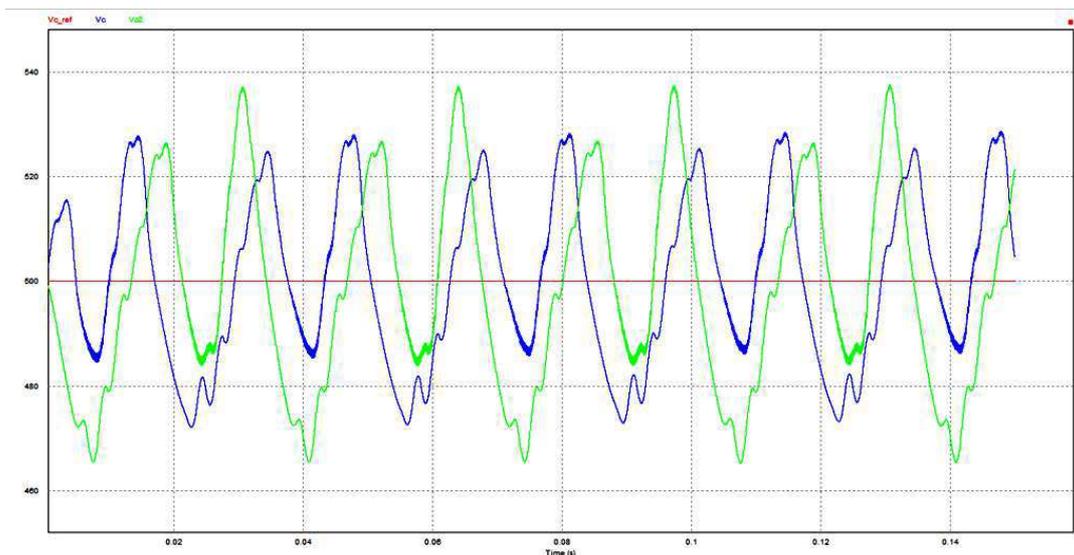


Figura 14: Tensões dos capacitores na simulação com quatro portadoras.

A próxima situação analisada diz respeito à tensão na carga, neste caso poderíamos submetê-la a um valor duas vezes maior que a tensão do barramento ( $1.000\text{ V}$ ), foi decidido então, colocar uma tensão de  $750\text{ V}$  com uma frequência de  $30\text{ Hz}$ , o resultado é mostrado na Figura 15.

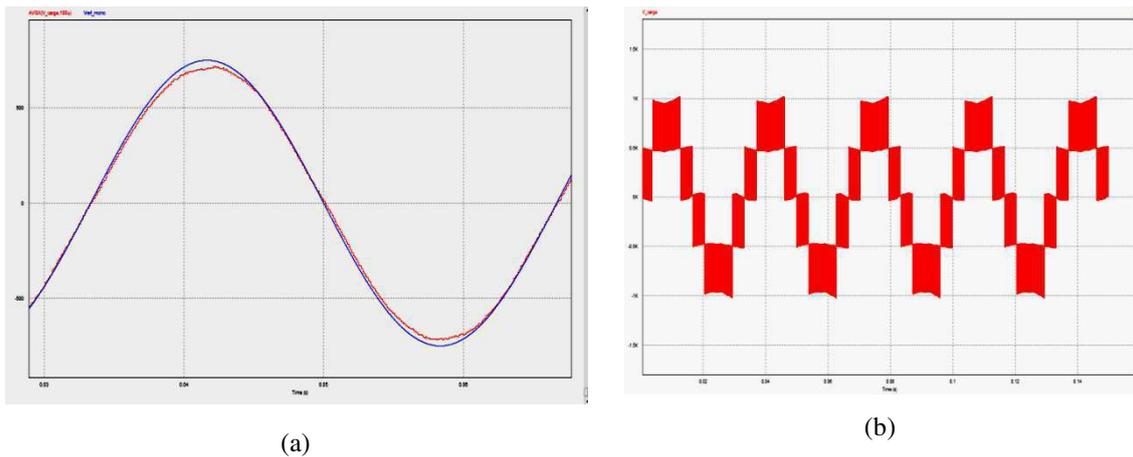


Figura 15: Tensão de referência e tensão média na carga (a), e tensão nos terminais do conversor (b) na simulação com quatro portadoras.

O erro percentual observado entre a referência e a tensão da carga foi aproximadamente 4,4%.

Sabendo que o circuito funciona de forma correta partiu-se para a análise das perdas. Primeiro fez-se a soma da quantidade de potência fornecida por cada fonte, e em seguida somou-se as perdas de potência nas chaves (perdas de condução e chaveamento da chave e do diodo). Assim analisou-se os sinais no domínio da frequência, onde o valor da frequência zero representa a potência ativa.

Dos 27.048 W de potencia total fornecida, 1.178 W foi o consumido pelas chaves, o restante da potência foi consumido pela carga e pelos resistores  $R_g$ . Tal valor é referente à 4,36% de perdas por condução e chaveamento dos IGBT's.

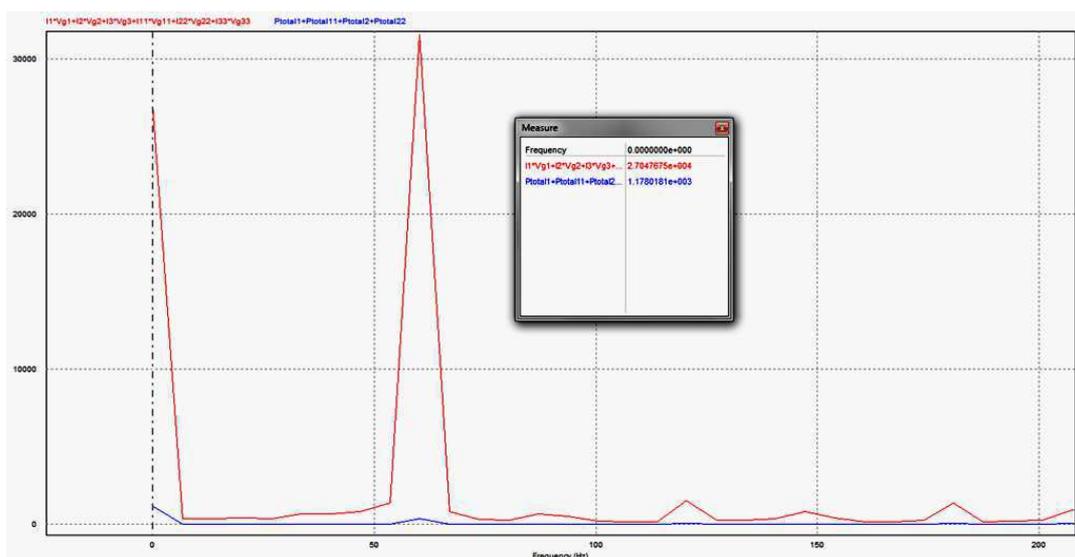


Figura 16: Potência total fornecida e potência consumida nas chaves na simulação com quatro portadoras.

## 4.2 MODULAÇÃO UTILIZANDO UMA PORTADORA POSITIVA E UMA NEGATIVA.

Nesta segunda simulação do mesmo circuito, utilizou-se a modulação PWM da Figura 12, os mesmos valores de referencia foram usados, ou seja, para tensão no barramento 500 V. O resultado foi um controle efetivo da tensão apresentando um erro percentual de 6,05%, mostrado na Figura 17.

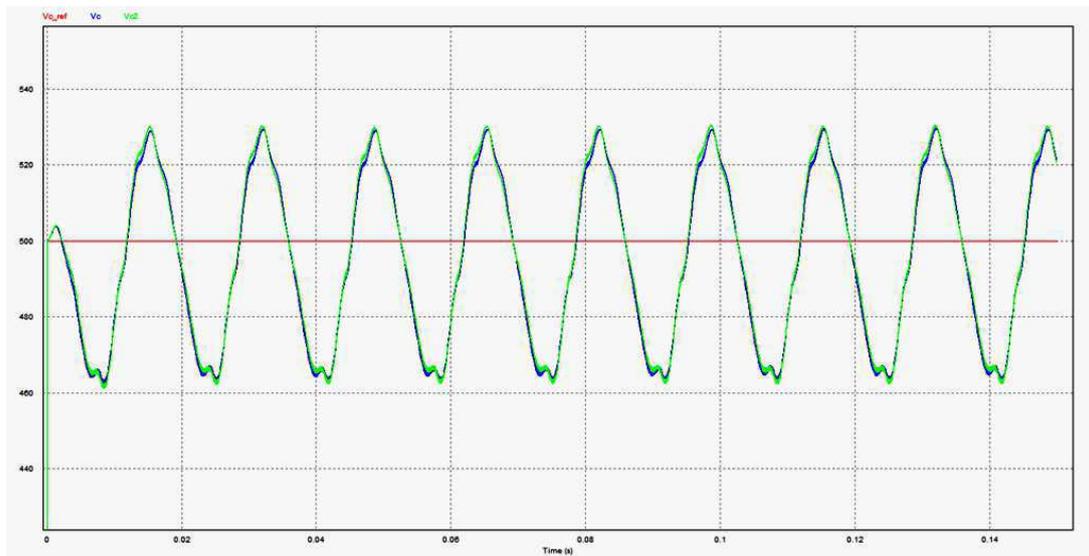


Figura 17: Tensões dos capacitores simulação com duas portadoras uma negativa e uma positiva.

A tensão na carga teve um erro de 4,31% e o resultado é mostrado na Figura 18.

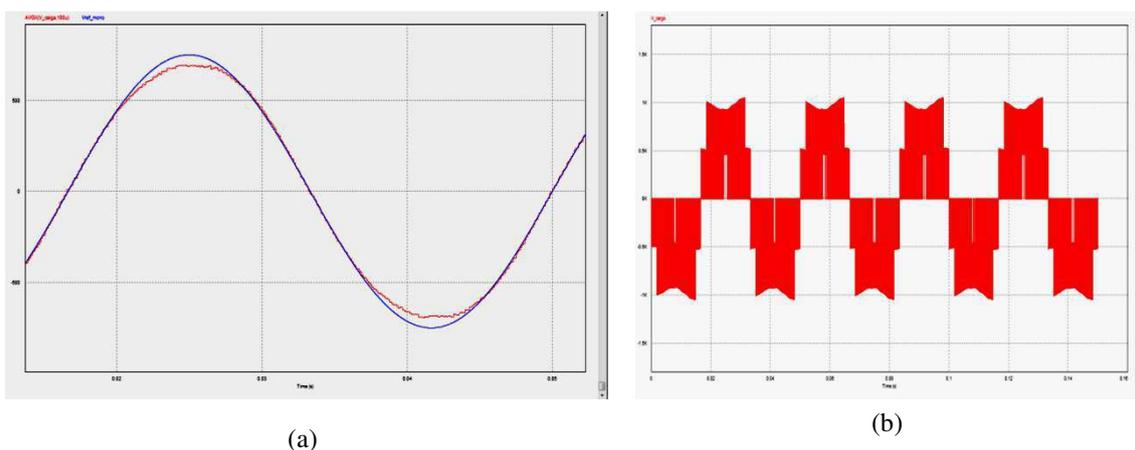


Figura 18: Tensão de referência e tensão média na carga (a), e tensão nos terminais do conversor (b) na simulação com duas portadoras uma negativa e uma positiva.

Por fim, dos 26.586 W fornecidos pelas fontes, 1.286 W foram consumidos pelas chaves, esse valor é equivalente à 4,84%.

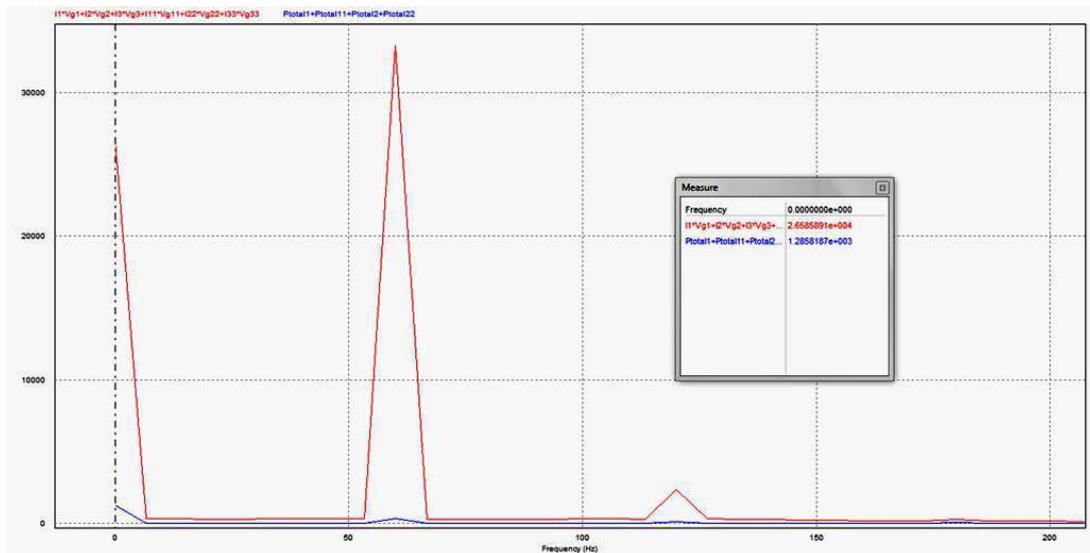


Figura 19: Potência total fornecida e potência consumida nas chaves na simulação com duas portadoras uma negativa e uma positiva.

### 4.3 MODULAÇÃO UTILIZANDO PORTADORAS DEFASADAS EM $90^\circ$

Na última simulação usou-se a modulação com duas portadoras defasadas em  $90^\circ$  como mostra a Figura 13. Considerando os mesmos valores de referência temos na tensão do barramento um erro percentual de 17,86%, mostrado na Figura 20, e na carga o erro foi de 6,32%, as tensões são mostradas na

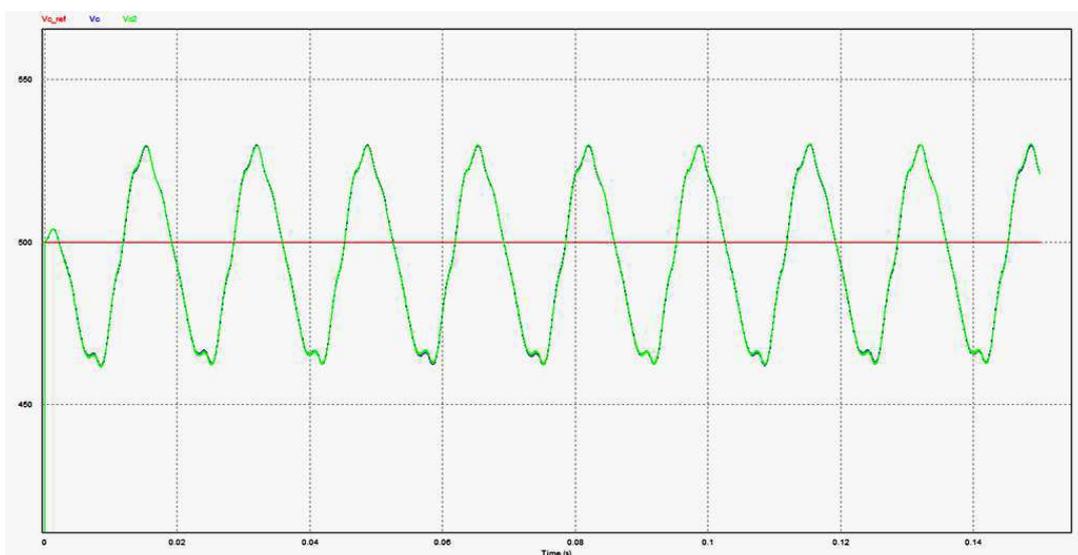


Figura 20: Tensões dos capacitores da simulação com duas portadoras defasada em  $90^\circ$ .

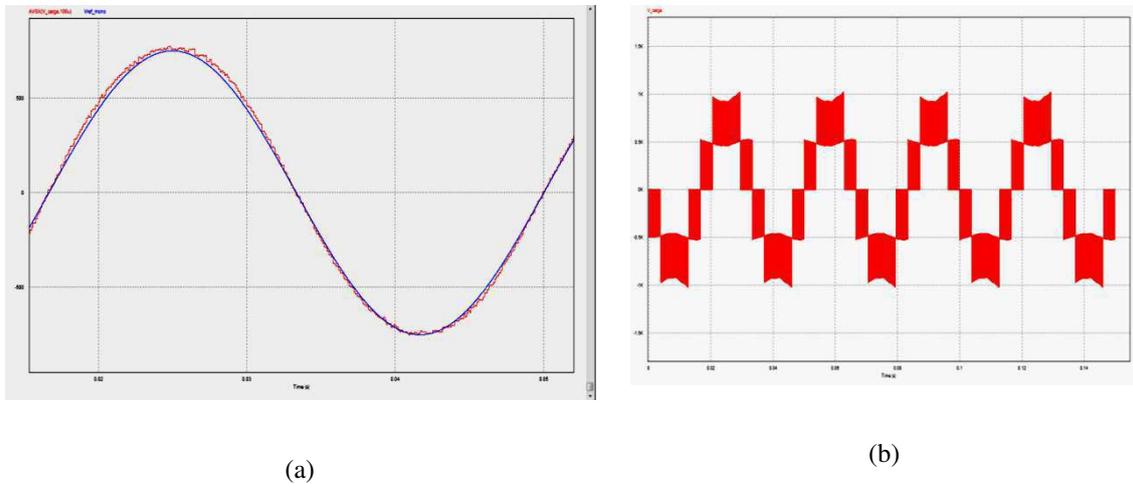


Figura 21: Tensão de referência e tensão na carga filtrada (a), e tensão nos terminais do conversor (b) da simulação com duas portadoras defasada em  $90^\circ$ .

Em relação às perdas tivemos os seguintes valores: potencia total fornecida,  $26.581\text{ W}$ , potencia consumida pelas chaves,  $1.725\text{ W}$ , percentual,  $6,49\%$ .

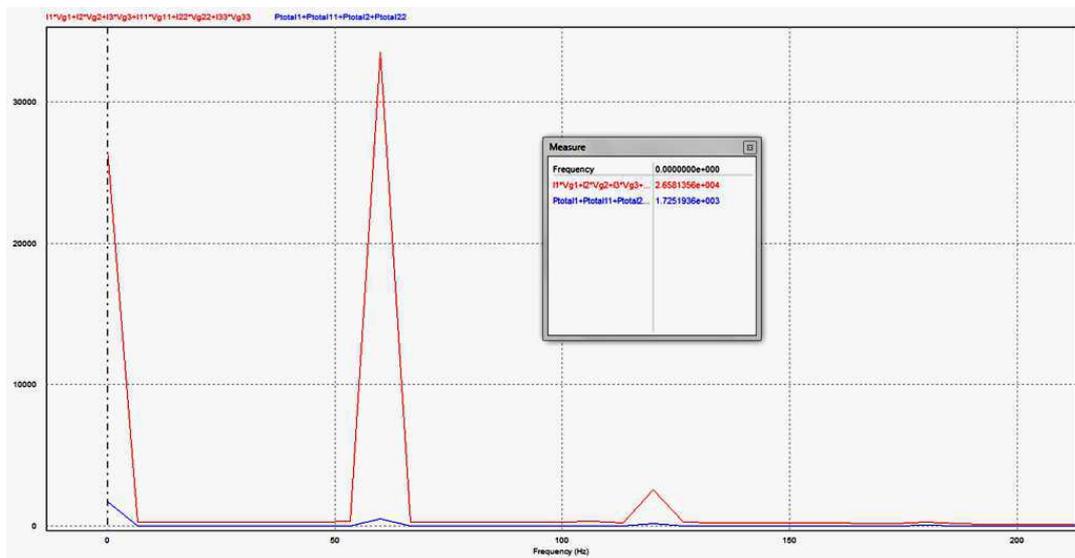


Figura 22: Potência total fornecida e potência consumida nas chaves da simulação com duas portadoras defasada em  $90^\circ$ .

Nas três simulações observou-se uma variação da tensão no capacitor. Isto ocorre devido a carga ser monofásica implicando numa potência ativa constante e na potencia reativa variando com o dobro da frequência do circuito.

## 5 CONCLUSÃO

Ao término da análise é possível ver a facilidade na manipulação dos dos conversores multiníveis de ponte completa, podendo-se aumentar suas grandezas apenas adicionando novos blocos retificadores e seguindo estratégias semelhantes. Também é possível concluir que o aumento do número de chaves é bem significativo a medida que se aumenta o número inversores em série.

A partir dos dados obtidos na simulação, viu-se que percentualmente a técnica que menos desperdiçou potência foi a primeira que utiliza quatro portadoras, portanto esta tenha sido a simulação que mais necessitou de potência, cerca de 500 *W* a mais que as outras duas.

As técnicas que utilizam duas portadoras necessitaram praticamente da mesma quantidade de potência para atender a necessidade da carga sendo que a última consumiu uma grande quantidade de potência na condução e na comutação das chaves.

Por fim conclui-se que a melhor técnica foi a que utiliza duas portadoras – uma negativa e a outra positiva – pois ela é a que necessita de menos potência e desperdiça menos (4,84%) embora a primeira técnica tenha consumido ainda menos necessitou de mais potência para a carga.

Vale lembrar que a análise é feita utilizando apenas o quantitativo das perdas fatores como a distorção harmônica não foram avaliados.

## 6 BIBLIOGRAFIA

1. RASHID, M. H. "Eletrônica de Potência: circuitos dispositivos e aplicações" Makron Books, São Paulo – SP, 1999.p 162-163
2. OGATA, K. "Modern control engineering" 3ª edição, Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey-EUA, 1997. p 7, 65-66.
3. BRAGA, A. C. H.; BARBI, I., "Conversores estáticos multiníveis – Uma revisão". SBA Controle & Automação Vol. 01, Núcleo de instrumentação e controle –UFJF, Juiz de Fora – MG, Instituto de Eletrônica de Potencia – INEP-UFSC, Florianópolis – SC, Abril de 2000.
4. GIARETTA, A. R., "Análise de propostas de controle para algumas topologias de multiconversores monofásicos", Dissertação de mestrado, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo – SP, 2009.
5. ZAMBRA, D. A. B. "Análise comparativa de inversores multiníveis com celular H-bridge conectadas em série", Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Maria , Santa Maria – RS, 2006.
6. TEODORESCU, R., BLAADJERG, F., PEDERSEN, J. K., CENGELCI, E., ENJETI P. N.. Multilevel Inverter by Cascading Industrial VSI, IEEE Transactions on Industrial Eletronics, 49, Agosto de 2002.