



UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA
UNIDADE ACADÊMICA DE ENGENHARIA ELÉTRICA



Conversor Multinível:

Estudo de Conversores de Dois Níveis Suprindo Cargas com Enrolamentos Abertos

Victor Luiz Santiago de Oliveira

Campina Grande – PB

Junho, 2011

Victor Luiz Santiago de Oliveira

**Conversores Multinível:
Estudo de Conversores de Dois Níveis Suprindo Cargas
com Enrolamentos Abertos**

*Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado ao Curso de Graduação em
Engenharia Elétrica da Universidade Federal de
Campina Grande, em cumprimento parcial às
exigências para obtenção do Grau de Engenheiro
Eletricista.*

Orientador: Euzeli Cipriano dos Santos Júnior, D. Sc.

Campina Grande – PB

Junho, 2011

Victor Luiz Santiago de Oliveira

Conversores Multinível:

**Estudo de Conversores de Dois Níveis Suprindo Cargas
com Enrolamentos Abertos**

TRABALHO DE CONCLUSÃO DE CURSO

Data de Aprovação: ____ / ____ / ____

Banca Examinadora:

Euzeli Cipriano dos Santos Júnior, D. Sc.

UFCG

Orientador

Professor Convidado

UFCG

Avaliador

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho a Deus que se faz presente em todos os momentos de minha vida, na minha caminhada cristã, familiar e profissional, Seu socorro é sempre fundamental e reconfortante. Ao longo desses meses de trabalho Ele sempre me inspirou a perseverar e não desanimar quando os momentos difíceis me fizeram pensar que este dia não chegaria. A Ele toda a glória no mais alto dos céus.

“Javé é meu pastor.

Nada me falta.

Em verdes pastagens me faz repousar;

Para fontes tranquilas me conduz,

E restaura minhas forças.

Ele me guia por bons caminhos,

Por causa do seu nome.

Embora eu caminhe por um vale tenebroso,

Nenhum mal temerei, pois junto a mim estás;

Teu bastão e teu cajado me deixam tranquilo.

Diante de mim preparas a mesa,

À frente dos meus opressores;

Unges minha cabeça com óleo,

E minha taça transborda.

Sim, felicidade e amor me acompanham

Todos os dias da minha vida.

Minha morada é a casa de Javé,

Por dias sem fim.”

(Salmo 23)

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus pais e minha irmã por todo o amor, carinho, confiança e paciência. Por suportarem os momentos em que não fui capaz de retribuir e reconhecer tamanha dedicação, por compreenderem as minhas faltas e por me prepararem para a vida.

Ao meu orientador Euzeli Cipriano dos Santos Junior por ter aceitado me guiar pelos caminhos que me levaram a conclusão deste trabalho e a todos os outros professores do curso, que direcionaram os meus passos e mostraram como superar as barreiras e vencer os obstáculos, possibilitando-me chegar até aqui.

Aos meus colegas de curso, com quem partilhei alegrias e tristezas nesta longa caminhada. Foram intensos os momentos de estudos e nos exemplos de muitos deles busquei forças para prosseguir. Um agradecimento especial para Antonio Isaac Luna de Lacerda pelo auxílio nos primeiros passos com o PSIM e para Antonio de Paula Dias Queiroz que me ajudou com algumas rotinas no Matlab.

Aos meus amigos, cujos caminhos se cruzaram com os meus. Agradeço por compreenderem a minha ausência, por fazerem parte dos meus momentos mais divertidos e dividirem as grandes experiências da vida.

A minha namorada Alana por toda a paciência e amor, pelo incentivo e pelas palavras de conforto.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Inversores trifásicos de dois níveis com duas fontes independentes	7
Figura 2: Inversor trifásico de três braços e máquina ligada em Y com neutro não interligado	9
Figura 3: Localização dos vetores de espaço do inversor 1	15
Figura 4: Localização dos vetores de espaço do inversor 2	16
Figura 5: Localização dos vetores de espaço para a configuração com os dois inversores	17
Figura 6: Sub-hexágonos do espaço de vetores.....	18
Figura 7: Limites para a determinação dos setores.....	20
Figura 8: 48 intervalos de discretização (8 passos em um intervalo de 60°).....	22
Figura 9: Determinação dos tempos de chaveamento para cada fase.....	25
Figura 10: Gráfico do THD de corrente em função da relação V_{ref} / V_{dc}	28
Figura 11: Gráfico do THD da tensão de fase em função da relação V_{ref} / V_{dc}	29
Figura 12: Gráfico da corrente de fase do motor em função do tempo para a região linear de modulação $V_{ref} / V_{dc} = 0.9$	30
Figura 13: Gráfico da corrente de fase do motor em função do tempo para a região de sobre-modulação $V_{ref} / V_{dc} = 1.2$	31
Figura 14: Gráfico da tensão de fase do motor em função do tempo para a região linear de modulação ($V_{ref} / V_{dc} = 0.9$).....	32
Figura 15: Gráfico da tensão de fase do motor em função do tempo para a região de sobre-modulação $V_{ref} / V_{dc} = 1.2$	33
Figura 16: Gráfico da tensão de linha do motor em função do tempo para a região linear de modulação ($V_{ref} / V_{dc} = 0.9$).....	34
Figura 17: Gráfico da tensão de linha do motor em função do tempo para a região de sobre-modulação ($V_{ref} / V_{dc} = 1.2$).....	35
Figura 18: Gráfico do THD de corrente em função da relação V_{ref} / V_{dc}	36
Figura 19: Gráfico do THD da tensão de fase em função da relação V_{ref} / V_{dc}	37
Figura 20: Gráfico da corrente de linha em função do tempo (região interna)	38
Figura 21: Gráfico da tensão de fase em função do tempo (região interna).....	39
Figura 22: Gráfico da corrente de linha em função do tempo (região externa).....	40
Figura 23: Gráfico da tensão de fase em função do tempo (região externa).....	41
Figura 24: Gráfico da corrente de linha em função do tempo (região de sobre-modulação) ...	42
Figura 25: Gráfico da tensão de fase em função do tempo (região de sobre-modulação)	43

LISTA DE TABELAS

TABELA 1: Relações para identificação dos setores 1 e 2	20
TABELA 2: Multiplicidade no nível '0'	27
TABELA 3: Valores de THD de corrente e de tensão de fase para a região linear e de sobre-modulação.....	30
TABELA 4: Valores de THD de corrente e de tensão para a região interna, externa e de sobre-modulação.....	37

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	1
2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	1
3. CONVERSORES TRIFÁSICOS DE DOIS NÍVEIS ALIMENTANDO MOTOR COM ENROLAMENTOS ABERTOS	6
4. MODULAÇÃO PWM	7
4.1. Modulação Vetorial	8
4.1.1. <i>Princípio PWM vetorial para inversor de três braços alimentando uma máquina em Y</i>	8
4.1.2. <i>Princípio PWM vetorial convencional para um inversor de seis braços alimentando um motor com enrolamentos abertos</i>	15
4.1.3. <i>Princípio PWM vetorial alternativo para um inversor de seis braços alimentando um motor com enrolamentos abertos</i>	22
5. SIMULAÇÃO E ANÁLISE DE RESULTADOS	27
5.1. Modulação PWM vetorial para um inversor de três braços alimentando um motor ligado em Y	28
5.2. Modulação vetorial alternativa para controle das chaves de um inversor de seis braços alimentando um motor com enrolamentos abertos	35
6. CONSIDERAÇÕES FINAIS	44
REFERÊNCIAS	45
ANEXOS	47

1. INTRODUÇÃO

O surgimento de dispositivos de chaveamento com capacidade de suportar tensões e correntes mais elevadas e com maior velocidade de comutação abriu caminho para o desenvolvimento de conversores multinível. Estes conversores receberam esse nome devido à capacidade de “gerar” tensões em vários níveis diferentes. A principal diferença entre o conversor tradicional e o conversor multinível está na quantidade de níveis da tensão de saída, no conversor tradicional há apenas dois níveis enquanto que no conversor multinível há três ou mais.

Mas há outros modelos de projeto de conversores capazes de gerar mais níveis de tensão na saída. É o caso do uso de dois conversores tradicionais alimentando uma carga com os enrolamentos abertos, no caso trifásico, trata-se de uma carga em que é possível o acesso aos seis terminais.

Este trabalho tem como objetivos gerais estudar as características, o desempenho e verificar as vantagens do uso de conversores de dois níveis para alimentar cargas com enrolamentos abertos, além e buscar sintetizar alguns dos conhecimentos adquiridos no curso de Engenharia Elétrica, tendo como enfoque a área de eletrônica de potência e, dentro desta área, o estudo de conversores para suprir cargas com enrolamentos abertos.

Ao longo do trabalho será discutida de forma breve a evolução dos conversores, a qual foi possível com o desenvolvimento de técnicas de modulação mais sofisticadas, e as principais topologias dos conversores de dois níveis aqui estudados com destaque para os esquemas com uma única fonte e com duas fontes separadas. No presente trabalho é realizado um estudo desses conversores com duas fontes separadas e da técnica de modulação PWM vetorial aplicada para o controle das chaves.

2. FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

O estudo de conversores que alimentam cargas com enrolamentos abertos necessita do estudo dos conversores tradicionais, já que aqueles são uma extensão desses. Nos conversores tradicionais (como em qualquer outro, exceto nos matriciais), a conversão é feita em dois

estágios, um retificador e outro inversor, e entre eles há um elemento de armazenamento de energia.

O estágio retificador do conversor é responsável por retificar o sinal de tensão vindo da rede, ou seja, o sinal AC de entrada é transformado em DC e armazenado em capacitores. O estágio inversor é responsável por transformar o sinal DC em AC, mas com uma frequência diferente do sinal de entrada. Este estágio é implementado usando chaves controladas de forma que a frequência de saída seja igual à desejada para alimentar a carga.

Os conversores tradicionais possuem algumas vantagens em relação a outras topologias de conversores, como o reduzido número de chaves de comutação e a simplicidade das estratégias de comutação. Mas estes apresentam alguns problemas, principalmente no que diz respeito à presença de conteúdos harmônicos.

Quanto às estratégias de controle das chaves de comutação há uma muito eficaz e difundida, é o caso da modulação PWM digital, cujas técnicas podem ser classificadas em modulação escalar e vetorial. Em [1] JACOBINA descreve os princípios da modulação PWM, usada para controlar as chaves no estágio inversor. São apresentadas as técnicas PWM digitais, divididas em escalares e vetoriais, e é discutido o desenvolvimento matemático delas, além disso, é obtido um modelo que as relacione. Tal estudo é direcionado para o controle do inversor de tensão tradicional alimentando uma carga trifásica ligada em Y.

O desenvolvimento de técnicas de modulação PWM mais sofisticadas possibilitou o estudo de diferentes topologias de conversores, como os conversores multinível. As configurações multinível foram sugeridas com o intuito de reduzir o conteúdo harmônico da saída do inversor [2]. NABAE *et al.* [2] propuseram uma técnica de modulação PWM, chamada de “*Neutral-Point-Clamped PWM Inverter*”, tal técnica tem por objetivo reduzir a magnitude dos harmônicos e permitir o controle da componente fundamental da tensão de saída. Ela consiste em eliminar determinados componentes harmônicos a partir da escolha apropriada da magnitude da componente fundamental.

Como dito anteriormente, o uso de conversores multinível convencionais possibilita a obtenção de diferentes níveis de tensão na saída. Contudo a complexidade do circuito de comando das chaves de comutação e a quantidade de inversores aumentam com o aumento da quantidade de níveis de tensão. Uma combinação de dois conversores tradicionais para

alimentar uma carga trifásica (um motor de indução, por exemplo) com os enrolamentos abertos produz 64 vetores de estado [3 - 14].

Em [3] STEMMLER e GUGGENBACH comparam três configurações de conversores, o conversor tradicional, dois conversores de dois níveis alimentando uma carga com enrolamentos abertos e dois conversores de três níveis alimentando uma carga com enrolamentos abertos. Tal comparação leva em conta três características dessas configurações: velocidade máxima, frequência de chaveamento e presença de componentes harmônicos.

No esquema apresentado em [4] por GOPAKUMAR *et al.* a frequência de chaveamento de cada inversor é igual à metade da frequência da tensão de fase do motor. Cada inversor possui uma fonte DC independente, o objetivo dessa configuração é bloquear os harmônicos de corrente de terceira ordem, e ainda é proposta uma estratégia de modulação que visa minimizar o número de chaveamentos num ciclo para os inversores acoplados com a garantia de um número igual de chaveamentos para cada inversor.

Em [5] GOPAKUMAR *et al.* propuseram um esquema que usa uma única fonte DC para alimentar os inversores sem ser necessário o uso de filtros harmônicos volumosos ou de um transformador isolado para suprimir as correntes de sequência zero. É utilizada uma estratégia de modulação PWM baseada na observação de determinadas combinações de vetores de tensão do espaço fasorial que não produzem tensões de sequência zero e, dessa forma, corrente de sequência zero. Em outros casos tais correntes foram suprimidas inibindo o caminho de retorno das correntes de harmônicos triplos ao criar a comutação do neutro isolado. Este caminho é isolado pela ação de quatro chaves auxiliares (duas para cada inversor), dessa forma, as chaves são abertas quando é detectado que determinadas combinações de vetores de tensão estão ativadas.

GOPAKUMAR *et al.* apresentam em [6] uma solução diferenciada para o caso em que dois inversores são alimentados por uma única fonte DC, sem o uso de um ponto de neutro. Os autores propuseram uma estratégia de controle PWM que tem o objetivo de eliminar a tensão de modo comum. Tal estratégia consiste em olhar os inversores individualmente e escolher uma sequência de combinação de chaves de forma que apenas alguns dos estados dos inversores sejam usados. Se a combinação em que todos os estados dos dois inversores são usados for escolhida serão geradas tensões de modo comum, estas não geram correntes de sequência zero, mas, por outro lado, podem acoplar estator e rotor, causando correntes de

acoplamento e de fuga indesejáveis. Para eliminar a tensão de modo comum, os autores descrevem duas possíveis sequências de combinações.

Estratégias de mais simples de geração de sinais PWM para dois inversores alimentando carga com enrolamentos abertos podem ser usadas. Em [7] GOPAKUMAR *et al.* propõem uma estratégia de modulação PWM, para os inversores alimentados por um link DC isolado ($V_{dc}/2$), usando apenas amostras instantâneas das tensões de referência para gerar os vetores de chaveamento do inversor duplo. Tais amostras são utilizadas para determinar os tempos de chaveamento, dispensando informações sobre os setores, tais como identificação e mapeamento. A grande vantagem deste método é empregar um algoritmo que não usa nenhum cálculo computacional complexo e, dessa forma, o tempo de implementação é reduzido.

Em [8] GOPAKUMAR *et al.* desenvolveram uma estratégia de modulação PWM para suprimir as correntes de sequência zero similar à proposta em [5]. A diferença reside no fato de que todas as combinações de vetores de espaço são utilizadas, o que resulta na operação familiar ao esquema de um inversor de três níveis convencionais, e as chaves bidirecionais auxiliares, que conectam os respectivos inversores ao barramento DC, são chaveadas de forma alternada com uma frequência fixa, dessa forma o barramento é mais bem aproveitado. É interessante observar que os capacitores são carregados por correntes de alta frequência, de forma que as flutuações em torno do ponto de neutro são reduzidas.

Em [9] GOPAKUMAR *et al.* utilizam uma configuração diferenciada, na qual os inversores são alimentados por dois barramentos DC diferentes, um de $\frac{2}{3}V_{DC}$ e outro de $\frac{1}{3}V_{DC}$, por isso é preciso usar uma fonte de tensão DC controlada para evitar que o conversor de maior tensão pode sobrecarregar os capacitores do conversor menor em algumas combinações de vetores na operação PWM. Em contrapartida, nesta configuração o inversor de menor tensão é chaveado mais frequentemente que o inversor de alta frequência, tornando-a mais adequada para unidades de alta potência, com perdas de chaveamento reduzidas.

A estratégia PWM usada em [9] é baseada em [5]. Em baixas velocidades são usados os hexágonos internos e em altas velocidades, os externos. Na região de sobremodulação a forma de onda da corrente é suavizada e possui menos conteúdos harmônicos.

Assim como em [9], em [10] GOPAKUMAR *et al.* utilizam duas fontes DC isoladas assimétricas para alimentar o motor com enrolamentos abertos. Como dito anteriormente, o uso de fontes isoladas permite eliminar os harmônicos triplos, mas os autores ainda

propuseram uma estratégia de modulação capaz de eliminar mais harmônicos, como o quinto e o sétimo, e suprimir outros, como o décimo primeiro e décimo terceiro.

A partir da observação do comportamento dos harmônicos nas fases do motor com enrolamentos abertos alimentados por duas fontes DC, percebe-se que os harmônicos pares se somam e os ímpares se opõem. Dessa forma, para eliminar o quinto e sétimo harmônicos basta escolher uma relação apropriada para as tensões DC de alimentação e dispor os vetores de espaço de cada inversor de forma adjacente com um espaçamento de 30° . Já para suprimir o décimo primeiro e décimo terceiro harmônicos usou-se um método que consiste numa operação em seis passos, a qual tem como resultado uma redução na amplitude dos harmônicos.

GOPAKUMAR *et al.* [11] usaram uma configuração com os inversores alimentados por um barramento DC e discutiram duas estratégias de modulação PWM. A primeira usando apenas combinações de vetores que não geram correntes de sequência zero e a segunda usando a mesma lógica apresentada em [7]. Para a primeira estratégia os autores não discutem como são bloqueadas as componentes que contribuem com os harmônicos triplos. Eles usam catorze combinações de vetores dispostas em duas configurações. A explicação para o fato de essas duas configurações eliminarem os harmônicos triplos reside na garantia de uma defasagem de 120° entre as componentes fundamentais das saídas dos inversores individuais, tal defasagem corresponde a uma diferença de fase de $3 \cdot n \cdot 120^\circ$, que é múltiplo de 360° , para os harmônicos triplos.

Assim como em [7], as duas estratégias de modulação PWM discutidas por SRINIVAS e SOMASEKHAR [12] usam apenas os valores instantâneos das tensões de referência para o controle das chaves, com o objetivo de reduzir as correntes de sequência zero. A primeira estratégia tem com vantagem a velocidade, já que não necessita de cálculos demorados, para tanto faz o controle dos inversores de forma desacoplada. Já a segunda estratégia, conhecida por estratégia PWM com inversor polarizado, resulta numa melhor distribuição dos harmônicos e o “ripple” nos capacitores é menor, tudo isso devido à significativa redução da quantidade de mudanças das chaves dos inversores.

Em [13] CASADEI *et al.* discutem o esquema dos inversores, desde características, aplicações, tipos de fontes usadas e fazem um estudo considerando uma estratégia de modulação com um desenvolvimento matemático baseado no “duty cycle” das chaves dos inversores e, principalmente, no índice de modulação, analisando como os limites deste índice influenciam no comportamento do circuito.

Em [14] RESTREPO *et al.* exemplificam uma aplicação prática para o conversor. O propósito é fazê-lo operar como um retificador síncrono, para tanto é necessário uma técnica de modulação PWM na qual o vetor de tensão é calculado com base na demanda de potência ativa e reativa. Esse vetor recebe um tratamento matemático que resulta em variáveis intermediárias usadas na identificação dos setores, assim como no cálculo dos “duty cycles”.

3. CONVERSORES TRIFÁSICOS DE DOIS NÍVEIS ALIMENTANDO MOTOR COM ENROLAMENTOS ABERTOS

Na Figura 1 é apresentado o esquema de um motor de indução com enrolamentos abertos alimentados por dois conversores trifásicos de dois níveis usando duas fontes. A estrutura com enrolamentos abertos é obtida pela abertura do ponto de neutro do motor de indução de gaiola convencional e não necessita de nenhuma mudança no projeto do motor [6]. Os inversores podem ser alimentados usando uma única fonte DC ou duas fontes independentes, neste trabalho será focada a estrutura com duas fontes devido ao melhor controle dos harmônicos.

Esta topologia apresenta comportamento semelhante ao do conversor de três níveis, mas oferece algumas vantagens, tais como redundância das combinações de espaço vetorial para o mesmo número de localizações do vetor de espaço e a ausência de flutuações de ponto neutro [11]. As tensões de fase do motor de indução (v_{s1}^s , v_{s2}^s e v_{s3}^s) podem independentemente atingir três níveis $-V_{dc}$, 0 e $+V_{dc}$ (caso os inversores sejam alimentados por um barramento DC com tensão V_{dc}) dependendo das tensões de polo individual dos dois inversores. O nível ‘0’ em qualquer fase pode ser alcançado em dois casos: se as tensões de polo de ambos os inversores numa fase particular são V_{dc} ou 0 no mesmo instante, a fase respectiva atinge o nível de tensão ‘0’. Esta multiplicidade disponível para o nível ‘0’ é uma característica única deste esquema [7].

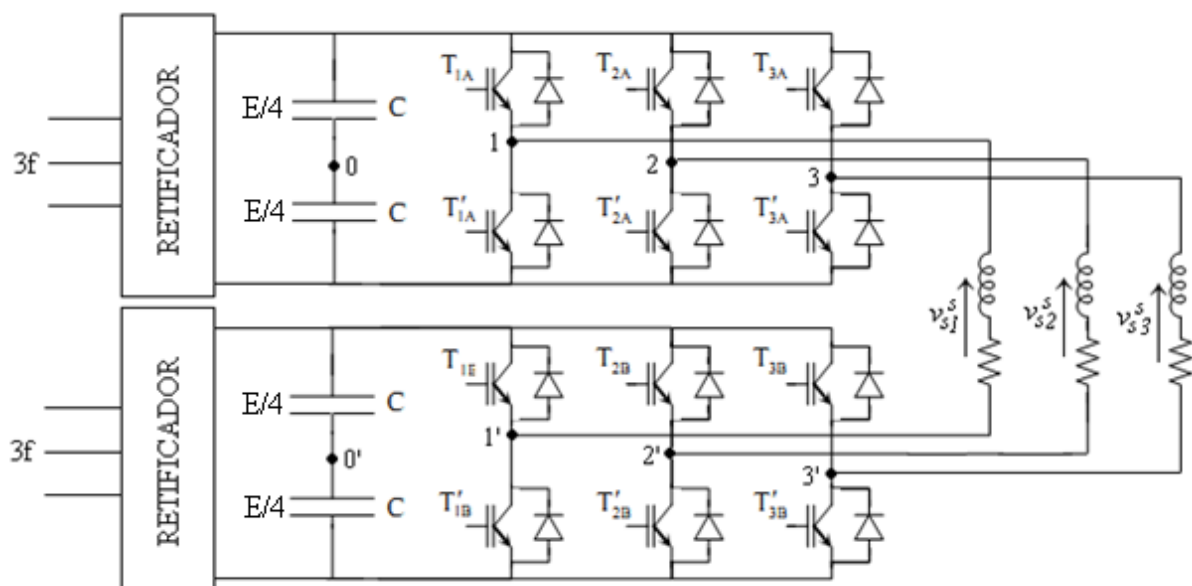


Figura 1: Inversores trifásicos de dois níveis com duas fontes independentes

Fonte: Elaborado pelo autor

O controle das chaves dos inversores é realizado implementando a modulação PWM. Na seção seguinte seu funcionamento é detalhado e a estratégia de modulação PWM vetorial será empregada.

4. MODULAÇÃO PWM

A modulação PWM (*Pulse Width Modulation*) é amplamente utilizada no acionamento de máquinas. Como o próprio nome sugere, esta estratégia de modulação usa a largura de pulsos para controlar a tensão e a frequência do sinal aplicado nos terminais do motor. O princípio da modulação consiste em comparar dois sinais de tensão, um de baixa frequência (referência) e outro de alta frequência (portadora), o resultado dessa comparação é sinal de tensão com frequência fixa e largura de pulso variável.

O comando PWM mais clássico, denominado de método seno-triângulo ou de sub-oscilação, é obtido gerando-se o comando das chaves do inversor por meio da comparação dos sinais trifásicos de tensão de referência com uma portadora triangular [1]. Dessa forma, é

possível selecionar as chaves que são fechadas e abertas. Quando a amplitude do sinal de referência é maior que a do sinal da portadora a chave é fechada, caso contrário ela abre. Mas também existem os métodos de modulação PWM que operam com uma portadora com frequência variável, porém com média constante.

As técnicas PWM digitais podem ser divididas em técnicas escalares e vetoriais. As tensões trifásicas por fase são usadas na técnica escalar, enquanto que o vetor de tensão associado às tensões trifásicas é usado na vetorial [1].

Na subseção seguinte será apresentada a modulação vetorial. Primeiramente será discutida a modulação vetorial aplicada a um inversor alimentando uma máquina ligada em Y e em seguida a modulação vetorial aplicada aos conversores alimentando um motor com enrolamentos abertos, neste ponto serão usadas duas estratégias: uma chamada aqui de convencional, a qual aplica a identificação dos setores para controle das chaves (GOPAKUMAR [4]); e uma solução alternativa, que utiliza apenas a amplitudes das tensões de fase de referência no controle das chaves (GOPAKUMAR [7]).

4.1. Modulação Vetorial

4.1.1. Princípio PWM vetorial para inversor de três braços alimentando uma máquina em Y

No circuito apresentado na Figura 2, o qual se trata de um inversor de tensão de três braços alimentando uma máquina, as chaves q_1 , q_2 e q_3 operam de forma complementar a \bar{q}_1 , \bar{q}_2 e \bar{q}_3 , respectivamente.

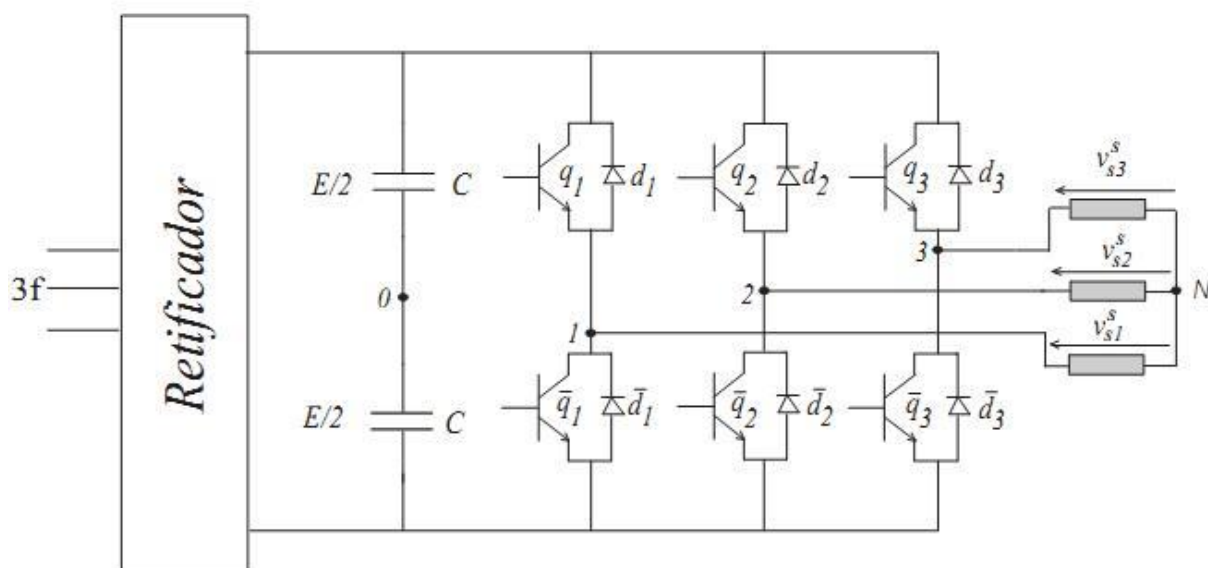


Figura 2: Inversor trifásico de três braços e máquina ligada em Y com neutro não interligado

Fonte: CURSINO, 2005

Dessa forma, pode-se usar uma lógica binária que defina o estado das chaves, portanto se $q_k = 0$ indica que a chave está aberta $q_k = 1$ representa o estado da chave fechada e encontram-se as seguintes relações:

$$\left. \begin{aligned} \bar{q}_1 &= 1 - q_1 \\ \bar{q}_2 &= 1 - q_2 \\ \bar{q}_3 &= 1 - q_3 \end{aligned} \right\} \quad (4.1)$$

As tensões de fase nos terminais da máquina são:

$$v_{s1}^s = v_{s10}^s + v_{0N} \quad (4.2)$$

$$v_{s2}^s = v_{s20}^s + v_{0N} \quad (4.3)$$

$$v_{s3}^s = v_{s30}^s + v_{0N} \quad (4.4)$$

v_{0N} é a diferença de tensão do intermediário da fonte “0” para o neutro da máquina e as tensões de polo são v_{s10}^s , v_{s20}^s e v_{s30}^s que em função dos estados das chaves (Equações 4.1) são dadas por:

$$v_{s10}^s = q_1 \frac{E}{2} - \bar{q}_1 \frac{E}{2} = (2q_1 - 1) \frac{E}{2} \quad (4.5)$$

$$v_{s20}^s = q_2 \frac{E}{2} - \bar{q}_2 \frac{E}{2} = (2q_2 - 1) \frac{E}{2} \quad (4.6)$$

$$v_{s30}^s = q_3 \frac{E}{2} - \bar{q}_3 \frac{E}{2} = (2q_3 - 1) \frac{E}{2} \quad (4.7)$$

Substituindo-se as expressões de v_{s10}^s , v_{s20}^s e v_{s30}^s em (4.2)-(4.4) obtém-se:

$$v_{s1}^s = (2q_1 - 1) \frac{E}{2} + v_{0N} \quad (4.8)$$

$$v_{s2}^s = (2q_2 - 1) \frac{E}{2} + v_{0N} \quad (4.9)$$

$$v_{s3}^s = (2q_3 - 1) \frac{E}{2} + v_{0N} \quad (4.10)$$

Aplicando a transformação ODQ nas tensões de fase e usando a matriz de transformação dada em (4.11) é possível expressar as equações (4.8)-(4.10) com relação a este referencial, como mostrado em (4.13) e (4.14).

$$P(0)^{-1} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Como:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ v_{sd}^{s*} \\ v_{sq}^{s*} \end{bmatrix} = P(0)^{-1} \begin{bmatrix} v_{s1}^{s*} \\ v_{s2}^{s*} \\ v_{s3}^{s*} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Logo:

$$v_{sd}^s = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{s1}^s - \frac{v_{s2}^s}{2} - \frac{v_{s3}^s}{2} \right) \quad (4.13)$$

$$v_{sq}^s = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_{s2}^s - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{s3}^s \right) \quad (4.14)$$

Substituindo (4.13) e (4.14) nas expressões (4.8)-(4.10) encontra-se:

$$v_{sd}^s = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(q_1 - \frac{q_2}{2} - \frac{q_3}{2} \right) E \quad (4.13)$$

$$v_{sq}^s = \frac{1}{\sqrt{2}} (q_2 - q_3) E \quad (4.14)$$

Com isso obtêm-se tensões estatóricas independentes de v_{0N} . Com respeito à operação das três chaves, as quais só assumem valores binários, tem-se um total de oito combinações possíveis ($2^3 = 8$ *combinações*) e delas obtêm-se seis vetores não nulos e dois vetores nulos na forma polar, como ilustrado na Figura 3, dados por:

- $q_1 = 1, q_2 = 0, q_3 = 0$ (vetor V_{s1}^s):

$$V_{s1}^s = \sqrt{\frac{2}{3}} E = \sqrt{\frac{2}{3}} E \angle 0 \quad (4.15)$$

- $q_1 = 1, q_2 = 1, q_3 = 0$ (vetor V_{s2}^s):

$$V_{s2}^s = \frac{E}{\sqrt{6}} + j \frac{E}{\sqrt{2}} = \sqrt{\frac{2}{3}} E \angle \pi/3 \quad (4.16)$$

- $q_1 = 0, q_2 = 1, q_3 = 0$ (vetor V_{s3}^s):

$$V_{s3}^s = -\frac{E}{\sqrt{6}} + j \frac{E}{\sqrt{2}} = \sqrt{\frac{2}{3}} E \angle 2\pi/3 \quad (4.17)$$

- $q_1 = 0, q_2 = 1, q_3 = 1$ (vetor V_{s4}^s):

$$V_{s4}^s = -\sqrt{\frac{2}{3}}E = \sqrt{\frac{2}{3}}E \angle \pi \quad (4.18)$$

- $q_1 = 0, q_2 = 0, q_3 = 1$ (vetor V_{s5}^s):

$$V_{s5}^s = -\frac{E}{\sqrt{6}} - j\frac{E}{\sqrt{2}} = \sqrt{\frac{2}{3}}E \angle 4\pi/3 \quad (4.19)$$

- $q_1 = 1, q_2 = 0, q_3 = 1$ (vetor V_{s6}^s):

$$V_{s6}^s = \frac{E}{\sqrt{6}} - j\frac{E}{\sqrt{2}} = \frac{E}{\sqrt{2}} \angle 5\pi/3 \quad (4.20)$$

- $q_1 = 0, q_2 = 0, q_3 = 0$ (vetor V_{s0}^s):

$$V_{s0}^s = 0 \quad (4.21)$$

- $q_1 = 1, q_2 = 1, q_3 = 1$ (vetor V_{s7}^s):

$$V_{s7}^s = 0 \quad (4.22)$$

Os setores de 60° representados pelos triângulos equiláteros e identificados por I, II, III, IV, V e VI mostrados na Figura 3 são gerados pelos seis vetores não nulos. Estes vetores podem ser tomados dois a dois para obter, em termos médios num período τ (intervalo de amostragem), um vetor tensão de referência no plano dq , são escolhidos preferencialmente os dois vetores adjacentes ao vetor de referência com o objetivo de minimizar a frequência de operação do conversor.

Tomando um período τ , no qual um dado vetor de referência v_s^{s*} é considerado constante, e dois vetores adjacentes a ele V_{sk}^s e V_{sl}^s ($k = 1, \dots, 6$; $l = k + 1$ e $l = 1$ se $k = 6$) pode-se escrever:

$$\frac{1}{\tau} \int_0^\tau v_s^{s*} dt = \frac{1}{\tau} \int_0^{t_k} V_{sk}^s dt + \frac{1}{\tau} \int_0^{t_l} V_{sl}^s dt \quad (4.23)$$

ou

$$v_s^{s*} = \frac{t_k}{\tau} V_{sk}^s + \frac{t_l}{\tau} V_{sl}^s \quad (4.24)$$

onde t_k e t_l são os intervalos de tempo de aplicação dos vetores V_{sk}^s e V_{sl}^s , respectivamente.

Em termos dos componentes dq , tem-se:

$$v_{sd}^{s*} = \frac{t_k}{\tau} V_{sdk}^s + \frac{t_l}{\tau} V_{sdl}^s \quad (4.25)$$

$$v_{sq}^{s*} = \frac{t_k}{\tau} V_{sqk}^s + \frac{t_l}{\tau} V_{sql}^s \quad (4.26)$$

Resolvendo (4.25) e (4.26) em termos dos tempos t_k e t_l :

$$t_k = \frac{(V_{sql}^s v_{sd}^{s*} - V_{sdl}^s v_{sq}^{s*})\tau}{V_{sdk}^s V_{sdl}^s - V_{sdl}^s V_{sqk}^s} \quad (4.27)$$

$$t_l = \frac{(V_{sdk}^s v_{sq}^{s*} - V_{sqk}^s v_{sd}^{s*})\tau}{V_{sdk}^s V_{sdl}^s - V_{sdl}^s V_{sqk}^s} \quad (4.28)$$

A frequência do conversor deve ser mantida constante e para atingir esse propósito é preciso que a soma dos tempos de aplicação dos vetores seja igual a τ . Dessa forma, o tempo restante num período deve ser utilizado para aplicar os vetores nulos, já que estes não geram

tensão média. Os vetores nulos são obtidos quando a máquina opera em curto-circuito (roda livre).

Sendo t_0 o intervalo de tempo de aplicação dos vetores não nulos num período τ , tem-se:

$$t_0 + t_k + t_l = \tau \quad (4.29)$$

É possível optar pela distribuição do intervalo de tempo de aplicação de t_0 , podendo colocá-lo apenas no início do período, no fim ou distribuído entre os dois. A escolha das duas primeiras situações implica em menores perdas por chaveamento, mas o sinal sofre mais com a presença de harmônicos; já a última situação minimiza a distorção de harmônicos. Logo, tem-se que:

$$t_0 = t_{0i} + t_{0f} = \tau - t_k - t_l \quad (4.30)$$

Dessa forma, pode-se introduzir uma nova constante que contém informações sobre como os vetores nulos serão distribuídos num período, esta é conhecida por fator de distribuição da roda livre e é expressa da seguinte forma:

$$\mu = t_{0i} / (t_{0i} + t_{0f}) \text{ com } 0 \leq \mu \leq 1 \quad (4.31)$$

onde $\mu = 1$ indica que $t_{0f} = 0$, ou seja, a roda livre está apenas no início do período τ , e $\mu = 0$ indica que $t_{0i} = 0$, ou seja, a roda livre está apenas no fim do período τ . Isso fica mais explícito escrevendo:

$$t_{0i} = \mu t_0 \quad (4.32)$$

$$t_{0f} = (1 - \mu) t_0 \quad (4.33)$$

Portanto, o processo consiste em determinar os vetores adjacentes ao vetor de referência e calcular os tempos de aplicação deles, bem como o tempo de aplicação dos vetores nulos.

4.1.2. Princípio PWM vetorial convencional para um inversor de seis braços alimentando um motor com enrolamentos abertos

Na modulação vetorial o vetor tensão associado às tensões trifásicas é empregado para que os tempos de operação das chaves do inversor sejam determinados, tal vetor tensão é ainda disposto junto com outros de modo a formar o conhecido hexágono de vetores. Nas Figuras 3 e 4 estão apresentadas as representações das localizações dos vetores de espaço dos inversores individualmente.

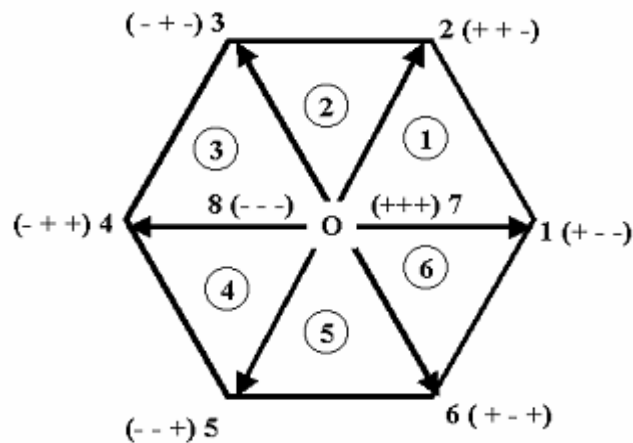


Figura 3: Localização dos vetores de espaço do inversor 1

Fonte: GOPAKUMAR, 2000

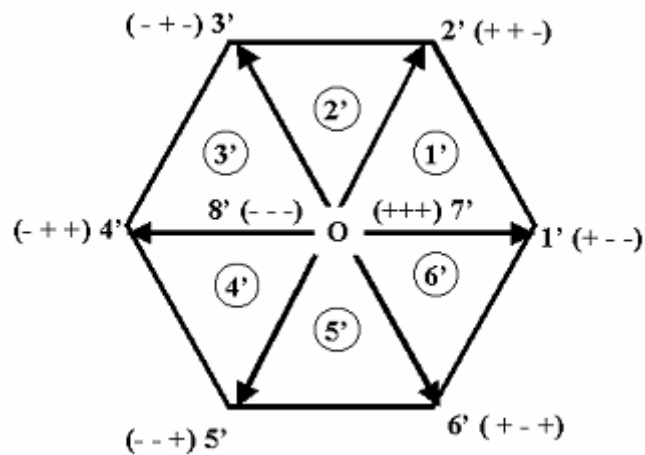


Figura 4: Localização dos vetores de espaço do inversor 2

Fonte: GOPAKUMAR, 2000

Como visto nas Figuras 3 e 4, os espaços vetoriais de cada inversor possuem oito localizações, ou seja, oito vetores o formam, e há seis setores. Cada localização é obtida por uma determinada combinação de chaves ativas do inversor e cada setor é encontrado a partir da combinação de dois vetores, os quais compreendem dois lados de um triângulo equilátero.

A junção desses dois espaços de vetores forma um único, como mostrado na Figura 5, o qual possui 64 localizações possíveis. Os sinais “+” e “-” mostrados nas Figuras 3 e 4 servem para indicar qual chave em cada perna dos inversores está ativa, ou seja, “+” significa que a chave superior do inversor está ativa e “-” indica que a chave inferior está ativa. Por exemplo, uma combinação da forma 4-3’ informa que o inversor 1 está na posição 4, que é representada por (- ++), e que o inversor 2 está na posição 1’ (+ - -). Portanto, as tensões de fase do motor podem ser obtidas a partir das tensões de polo dos inversores. Na Figura 5 é mostrado o espaço de vetores com todas as 64 localizações possíveis.

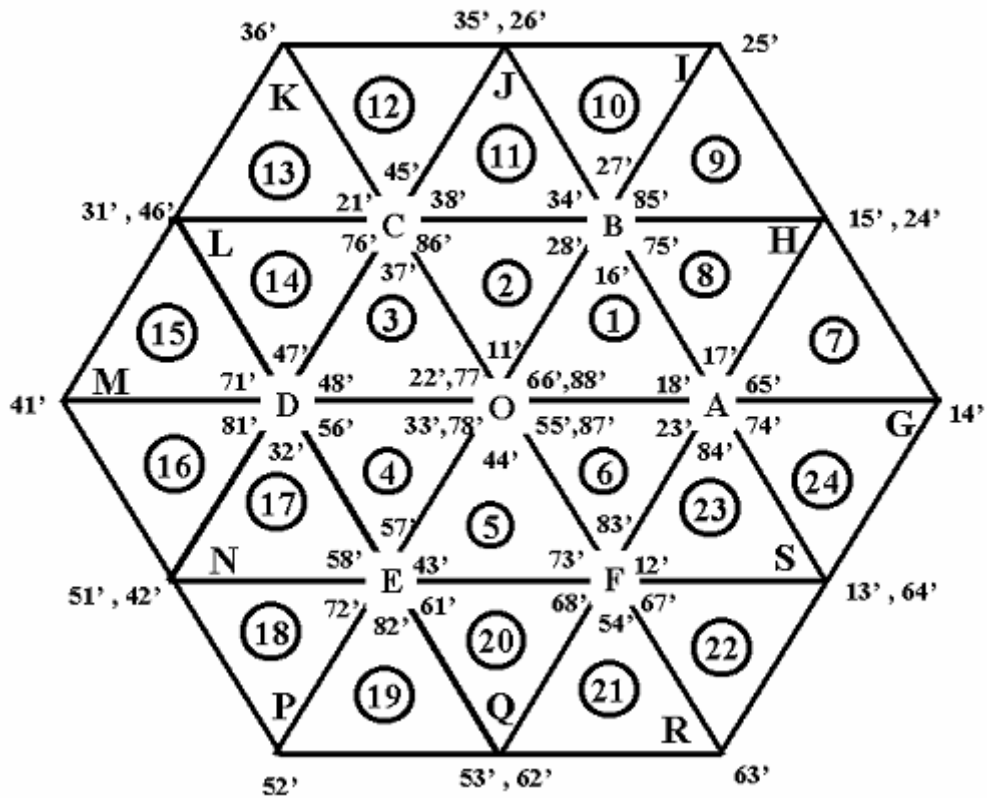


Figura 5: Localização dos vetores de espaço para a configuração com os dois inversores

Fonte: GOPAKUMAR, 2000

Da Figura 5 percebe-se que esta configuração de inversores possui um total de 24 setores, identificados pelos triângulos equiláteros. Seis setores adjacentes formam um hexágono e os principais estão centrados em A, B, C, D, E e F, além do hexágono interno centrado em O. A identificação destes setores a partir dos centros dos hexágonos é a base da modulação PWM vetorial discutida por GOPAKUMAR [4].

Quando o vetor de referência se localiza em um dos setores pertencentes ao hexágono com centro em O a estratégia de modulação é implementada da forma discutida na Seção 4.1.1. Mas é preciso ter em mente a necessidade de alternar a cada período o inversor que chaveia mais vezes, ou seja, se em um período o Inversor 1 é fixado em um determinado estado e o Inversor 2 é posto para chavear entre os estados possíveis para o setor em que a referência se localiza, no próximo período a situação inversa acontece. Isto garante que os dois inversores tenham o estado de suas chaves alterado a mesma quantidade de vezes.

Para o caso em que o vetor de referência está localizado em setores além do hexágono centrado em O é necessário realizar uma mudança de coordenadas, para exemplificar este caso será usado um exemplo que o ilustre.

Considerando que o vetor de referência **OT** está localizado no setor 7, como mostrado na Figura 6, e que ele é gerado usando os vetores **OA** e **AT** percebe-se que o vetor **OA** é conhecido e **AT** pode ser associado ao vetor **OT'**, de forma que o tempos da modulação vetorial para **AT** e **OT'** são os mesmos. Portanto, movendo o centro do sub-hexágono centrado em A para O podem-se calcular tais tempos, como discutido anteriormente.

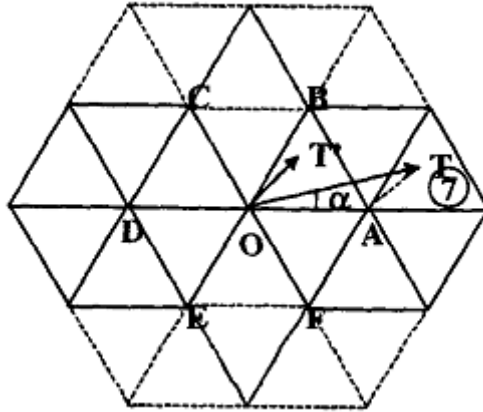


Figura 6: Sub-hexágonos do espaço de vetores

Fonte: GOPAKUMAR, 2000

As equações para deslocamento de A para O são:

$$\left. \begin{aligned} V_a(t) &= V_a^*(t) - \frac{V_{dc}}{3} \\ V_b(t) &= V_b^*(t) + \frac{V_{dc}}{6} \\ V_c(t) &= V_c^*(t) + \frac{V_{dc}}{6} \end{aligned} \right\} \quad (4.34)$$

As equações para deslocamento de B para O são:

$$\left. \begin{aligned} V_a(t) &= V_a^*(t) - \frac{V_{dc}}{6} \\ V_b(t) &= V_b^*(t) - \frac{V_{dc}}{6} \\ V_c(t) &= V_c^*(t) + \frac{V_{dc}}{3} \end{aligned} \right\} \quad (4.35)$$

As equações para deslocamento de C para O são:

$$\left. \begin{aligned} V_a(t) &= V_a^*(t) + \frac{V_{dc}}{6} \\ V_b(t) &= V_b^*(t) - \frac{V_{dc}}{3} \\ V_c(t) &= V_c^*(t) + \frac{V_{dc}}{6} \end{aligned} \right\} \quad (4.36)$$

As equações para deslocamento de D para O são:

$$\left. \begin{aligned} V_a(t) &= V_a^*(t) + \frac{V_{dc}}{3} \\ V_b(t) &= V_b^*(t) - \frac{V_{dc}}{6} \\ V_c(t) &= V_c^*(t) - \frac{V_{dc}}{6} \end{aligned} \right\} \quad (3.37)$$

As equações para deslocamento de E para O são:

$$\left. \begin{aligned} V_a(t) &= V_a^*(t) + \frac{V_{dc}}{6} \\ V_b(t) &= V_b^*(t) + \frac{V_{dc}}{6} \\ V_c(t) &= V_c^*(t) - \frac{V_{dc}}{3} \end{aligned} \right\} \quad (3.38)$$

As equações para deslocamento de F para O são:

$$\left. \begin{aligned} V_a(t) &= V_a^*(t) - \frac{V_{dc}}{6} \\ V_b(t) &= V_b^*(t) + \frac{V_{dc}}{3} \\ V_c(t) &= V_c^*(t) - \frac{V_{dc}}{6} \end{aligned} \right\} \quad (3.39)$$

Para aplicar a estratégia PWM é preciso primeiramente identificar o setor em que o vetor de referência se localiza e, então, determinar o sub-hexágono ao qual ele pertence. A

identificação destes setores é feita por meio de comparações usando os limites mostrados na Figura 7.

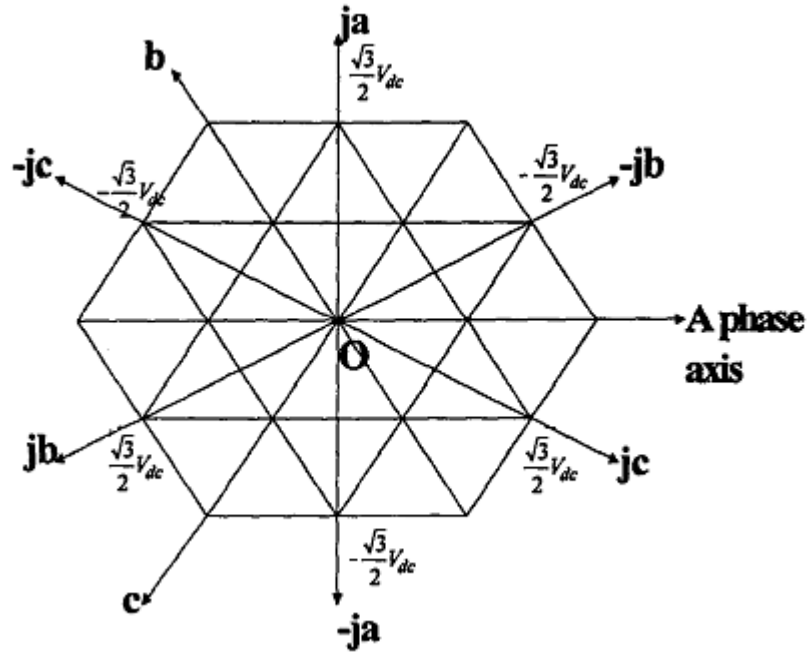


Figura 7: Limites para a determinação dos setores

Fonte: GOPAKUMAR, 2000

A Tabela 1 fornece um exemplo de identificação dos setores 1 e 2 a partir dos limites impostos pelas comparações entre ja , jb e jc que são eixos perpendiculares aos eixos a , b e c , respectivamente (Figura 7).

TABELA 1: Relações para identificação dos setores 1 e 2

Setor	J_a	J_b	J_c
1	$ja < \frac{\sqrt{3}}{4} V_{dc}$	$jb \geq -\frac{\sqrt{3}}{4} V_{dc}$	$ja < \frac{\sqrt{3}}{4} V_{dc}$
2	$ja < \frac{\sqrt{3}}{4} V_{dc}$	$jb \geq -\frac{\sqrt{3}}{4} V_{dc}$	$jc \geq -\frac{\sqrt{3}}{4} V_{dc}$

Fonte: GOPAKUMAR, 2000

Após determinar o centro do sub-hexágono, este é deslocado para O. Os novos valores de V_a , V_b e V_c são obtidos pelas equações (4.34) – (4.39) e os tempos das tensões de fase T_{as} , T_{bs} e T_{cs} são calculados. Para calcular os tempos reais de chaveamento de cada perna do inversor deve-se levar em conta o tempo da operação de deslocamento, logo se tem:

$$\left. \begin{aligned} T_{ga} &= T_{as} + T_{offset} \\ T_{ba} &= T_{bs} + T_{offset} \\ T_{ca} &= T_{cs} + T_{offset} \end{aligned} \right\} \quad (4.40)$$

onde $T_{zero} = T_s - T_{eff}$. T_{eff} é o tempo efetivo definido como a diferença entre o valor máximo e o mínimo entre T_{as} , T_{bs} e T_{cs} , ou seja:

$$T_{eff} = \max\{T_{as}, T_{bs}, T_{cs}\} - \min\{T_{as}, T_{bs}, T_{cs}\} = T_{max} - T_{min} \quad (4.41)$$

O tempo de offset $T_{offset} = T_{zero}/2 - T_{min}$ é o tempo requerido para distribuir a tensão de roda livre simetricamente durante um período de discretização e T_s é o período de discretização [9].

A faixa de operação completa está dividida em 48 intervalos de discretização para um ciclo de operação, como visto na Figura 8. Tal faixa é dividida em dois grupos para os quais o vetor de referência pertence – hexágono interno (setor 1 ao 6) e sub-hexágonos externos (setor 7 ao 24).

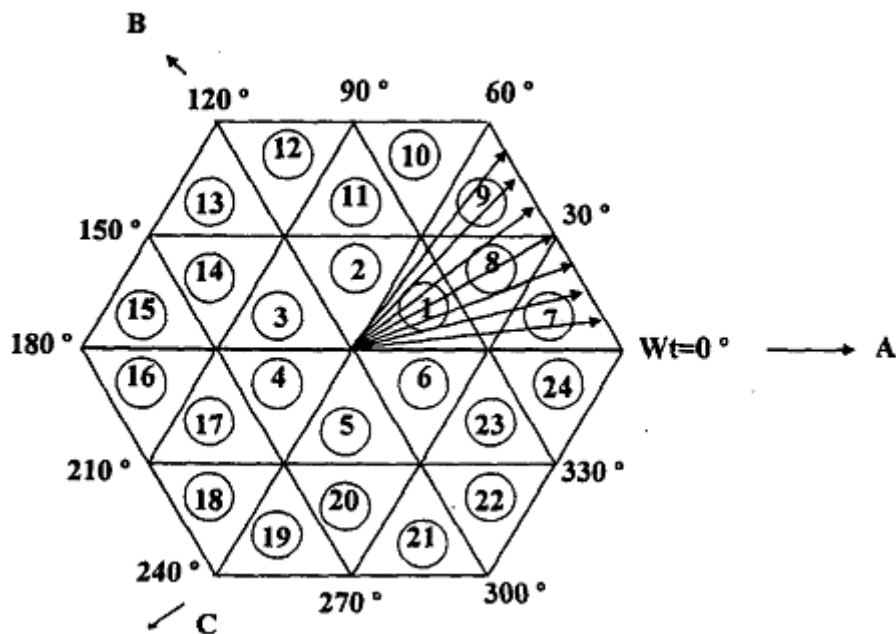


Figura 8: 48 intervalos de discretização (8 passos em um intervalo de 60°)

Fonte: GOPAKUMAR, 2000

Nos Quadros A e B¹ é apresentado o padrão de chaveamento dos inversores para a região interna e externa, respectivamente.

4.1.3. Princípio PWM vetorial alternativo para um inversor de seis braços alimentando um motor com enrolamentos abertos

A solução alternativa de modulação vetorial usada para o controle das chaves dos inversores mostrados nessa seção é baseada no material de GOPAKUMAR [7], nele é proposta uma técnica de modulação vetorial que não necessita de qualquer informação sobre os setores (Figura 5) e usa apenas os valores instantâneos das amplitudes das tensões de referência discretizadas sem ser preciso qualquer cálculo complexo.

O algoritmo proposto possui três partes para as diferentes regiões de operação dos inversores, estas três regiões podem ser identificadas no diagrama de espaço vetorial mostrado na Figura 4, a região interna contém os seis setores internos (setor 1 ao 6), a região externa

¹ Ver Anexo A

consiste dos setores externos (setor 7 ao 24) e a região de sobre-modulação, que está além destes setores.

Inicialmente é preciso ordenar as tensões de referência segundo a amplitude, sendo possível determinar em qual das regiões descritas o vetor de referência se localiza. Para obter tal informação basta fazer os testes a seguir:

$$(V_{max} - V_{min}) < E/2 \rightarrow \text{Região interna} \quad (4.42)$$

$$(V_{max} - V_{min}) > E/2 \rightarrow \text{Região externa} \quad (4.43)$$

$$(V_{max} - V_{min}) > E \rightarrow \text{Região de sobre-modulação} \quad (4.44)$$

Os tempos de atuação das chaves são calculados a partir da comparação com uma portadora triangular, o tempo necessário para a maior das tensões de referência tocá-la é T_{max} , o tempo para a tensão de amplitude intermediária tocá-la é T_{mid} e o tempo para a menor tensão de amplitude tocá-la é T_{min} , assim pode-se calcular:

$$T_{max} = V_{max} * \left(\frac{T_s}{E/2}\right) \quad (4.45)$$

$$T_{mid} = V_{mid} * \left(\frac{T_s}{E/2}\right) \quad (4.46)$$

$$T_{min} = V_{min} * \left(\frac{T_s}{E/2}\right) \quad (4.47)$$

Considerando um período do sinal da portadora, pode-se determinar qual das tensões de referência é a primeira a tocá-la e o tempo necessário para isto (T_{first_cross}) e, da mesma forma, determinar T_{second_cross} e T_{third_cross} que são os tempos associados a segunda e terceira tensões que tocam a portadora, respectivamente, como mostrado na Figura 9. Tais intervalos variam de acordo com a região em que o vetor de referência se localiza e com outros fatores discriminados a diante:

- CASO 1: O vetor de referência está na região interna e V_{mid} é negativa

$$\left. \begin{aligned} T_{first_cross} &= T_{max} \\ T_{second_cross} &= T_s + T_{min} \\ T_{third_cross} &= T_s + T_{mid} \end{aligned} \right\} \quad (4.48)$$

- CASO 2: O vetor de referência está na região interna e V_{mid} é positiva

$$\left. \begin{aligned} T_{first_cross} &= T_{mid} \\ T_{second_cross} &= T_{max} \\ T_{third_cross} &= T_s + T_{min} \end{aligned} \right\} \quad (4.49)$$

- CASO 3: O vetor de referência está na região externa e V_{mid} é positiva e $V_{mid} < (E/2 + V_{min})$

$$\left. \begin{aligned} T_{first_cross} &= T_{mid} \\ T_{second_cross} &= T_s + T_{min} \\ T_{third_cross} &= T_{max} \end{aligned} \right\} \quad (4.50)$$

- CASO 4: O vetor de referência está na região externa e V_{mid} é positiva e $V_{mid} > (E/2 + V_{min})$

$$\left. \begin{aligned} T_{first_cross} &= T_s + T_{min} \\ T_{second_cross} &= T_{mid} \\ T_{third_cross} &= T_{max} \end{aligned} \right\} \quad (4.51)$$

- CASO 5: O vetor de referência está na região externa e V_{mid} é negativa e $V_{max} > (E/2 + V_{mid})$

$$\left. \begin{aligned} T_{first_cross} &= T_s + T_{min} \\ T_{second_cross} &= T_s + T_{mid} \\ T_{third_cross} &= T_{max} \end{aligned} \right\} \quad (4.52)$$

- CASO 6: O vetor de referência está na região externa e V_{mid} é negativa e $V_{max} < (E/2 + V_{mid})$

$$\left. \begin{aligned} T_{first_cross} &= T_s + T_{min} \\ T_{second_cross} &= T_{max} \\ T_{third_cross} &= T_s + T_{mid} \end{aligned} \right\} \quad (4.53)$$

Estes seis casos são seis diferentes soluções possíveis quando o inversor está na região de modulação linear e os tempos calculados são usados no cálculo do tempo de atuação das chaves.

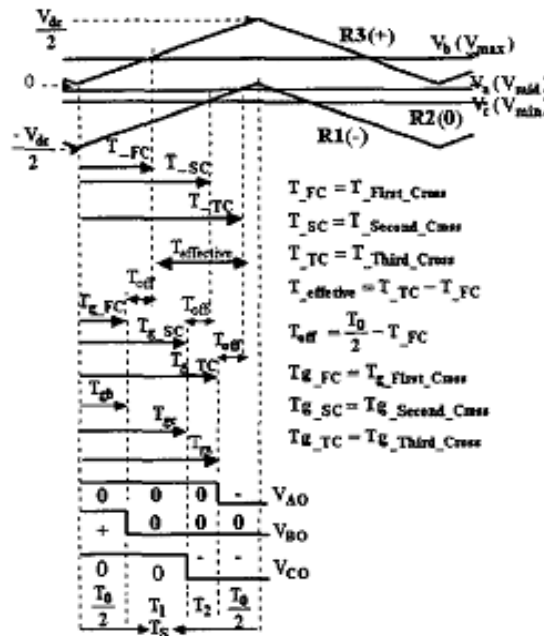


Figura 9: Determinação dos tempos de chaveamento para cada fase

Fonte: GOPAKUMAR, 2003

Em um período de chaveamento (T_s), T_{first_cross} e $T_s - T_{third_cross}$ são os intervalos de tempo para os vetores de início e fim de um setor triangular. O intervalo restante é referido ao vetor de tempo efetivo ($T_{effective}$). Um valor de *offset* pode ser adicionado ao intervalo de tempo T_{first_cross} , tal que $T_{first_cross} + T_{offset} = T_{zero}/2$.

$$T_{zero} = T_s - (T_{third_cross} - T_{first_cross})$$

$$T_{first_cross} + T_{offset} = T_{zero}/2$$

$$T_{offset} = T_{zero}/2 - T_{first_cross} \quad (4.54)$$

Adicionando o tempo de *offset* para os três intervalos, a duração de $T_{effective}$ não muda e é fixado no centro do período de chaveamento. Logo:

$$T_{g_first_cross} = T_{first_cross} + T_{offset} \quad (4.55)$$

$$T_{g_second_cross} = T_{second_cross} + T_{offset} \quad (4.56)$$

$$T_{g_third_cross} = T_{third_cross} + T_{offset} \quad (4.57)$$

Uma vez determinados os tempos de chaveamento das fases dos inversores, o estado deles é determinado de forma única se também são conhecidos os níveis que cada fase ocupa a cada instante. Se a tensão numa fase é positiva então o chaveamento se dá de forma que ocorra uma mudança entre o nível ‘+’ ($+E/2$) e ‘0’, caso contrário ocorre uma mudança entre o nível ‘0’ e ($-E/2$). A partir da definição de tais níveis é possível obter uma combinação de chaves adequada para cada um dos inversores.

Um detalhe importante é que uma mesma combinação de níveis de tensão na carga pode gerar mais de uma combinação de chaves dos inversores, isso porque o nível ‘0’ apresenta uma multiplicidade, ou seja, ele pode ser obtido habilitando ou as chaves superiores ou as inferiores dos dois inversores, esta escolha deve ser feita de forma que os inversores mudem de estado o mesmo número de vezes.

O controle PWM apresentado nesta seção gera as saídas PWM, o sinal das tensões de referência discretizadas e um sinal que alterna a cada ciclo fundamental. As saídas PWM juntamente com o sinal de informação são decodificadas para encontrar os níveis correspondentes em cada uma das fases usando uma simples lógica digital. Os níveis $+E/2$ e $-E/2$ são obtidos por uma combinação de chaves apropriada dos dois inversores. Já a multiplicidade do nível ‘0’ é resolvida usando como informação o sinal da tensão de referência e o sinal de ‘ciclo’ dado na Tabela 2 (para a fase A). O sinal tensão é ‘1’ quando a tensão de fase é positiva.

TABELA 2: Multiplicidade no nível ‘0’

Tensão	Ciclo	Chaves superiores – inversor superior	Chaves superiores – inversor inferior
1	0	ON	ON
1	1	OFF	OFF
0	0	OFF	OFF
0	1	ON	ON

Fonte: GOPAKUMAR, 2003

5. SIMULAÇÃO E ANÁLISE DE RESULTADOS

A simulação do motor com enrolamentos abertos alimentados por dois inversores foi implementada via software pelo PSIM e os dados de tensão e corrente foram coletados para um período da corrente de fase do motor em regime permanente para o cálculo do THD. As chaves dos inversores foram simuladas com IGBTs, sendo possível controlar seu funcionamento a partir do gatilho.

A modulação PWM e controle das chaves são realizadas por códigos escritos em C, tais códigos individualmente a lógica e as equações apresentadas nas Seções 4.1.1 e 4.1.3. A comunicação entre os códigos e o PSIM é controlada por um bloco pertencente a este conhecido por “External DLL block” que carrega uma DLL criada quando o código em C é executado.

E por fim os dados coletados são analisados com o uso do Matlab, com o qual são gerados os gráficos das correntes e tensões do motor e são calculados os índices de distorção de harmônicos total (THD) para as duas variáveis. Este índice servirá como parâmetro de comparação para a escolha mais apropriada da relação V_{ref}/V_{dc} na modulação vetorial.

Nas Seções 5.1, 5.2 são analisados os resultados das estratégias de modulação a partir dos gráficos obtidos no Matlab.

5.1. Modulação PWM vetorial para um inversor de três braços alimentando um motor ligado em Y

Os resultados das simulações apresentados nesta seção têm como objetivo auxiliar no entendimento daqueles que serão discutidos na subseção seguinte e emprega a teoria discutida na Seção 4.1.1. O inversor está conectado a um barramento CC com $V_{dc} = 80 \text{ V}$.

Nas Figuras 10 e 11 é mostrado o comportamento do THD, em função da relação V_{ref}/V_{dc} , de corrente e tensão de fase, respectivamente. A tensão de referência V_{ref} varia de $0.05V_{dc}$ a $1.0V_{dc}$.

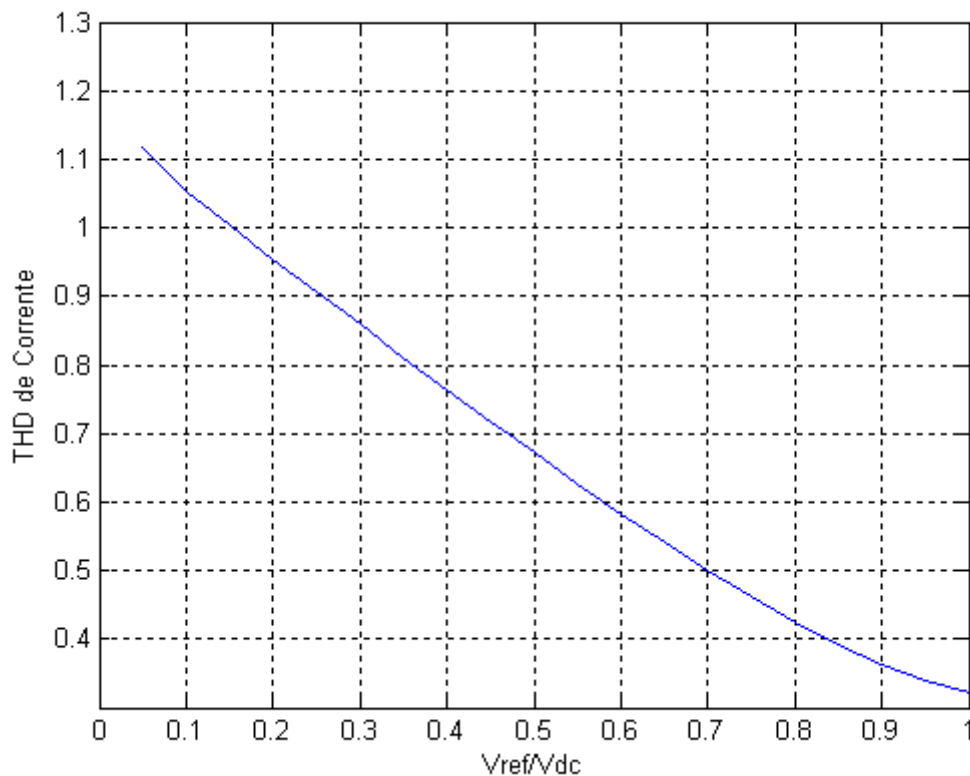


Figura 10: Gráfico do THD de corrente em função da relação V_{ref} / V_{dc}

Fonte: Elaborado pelo autor

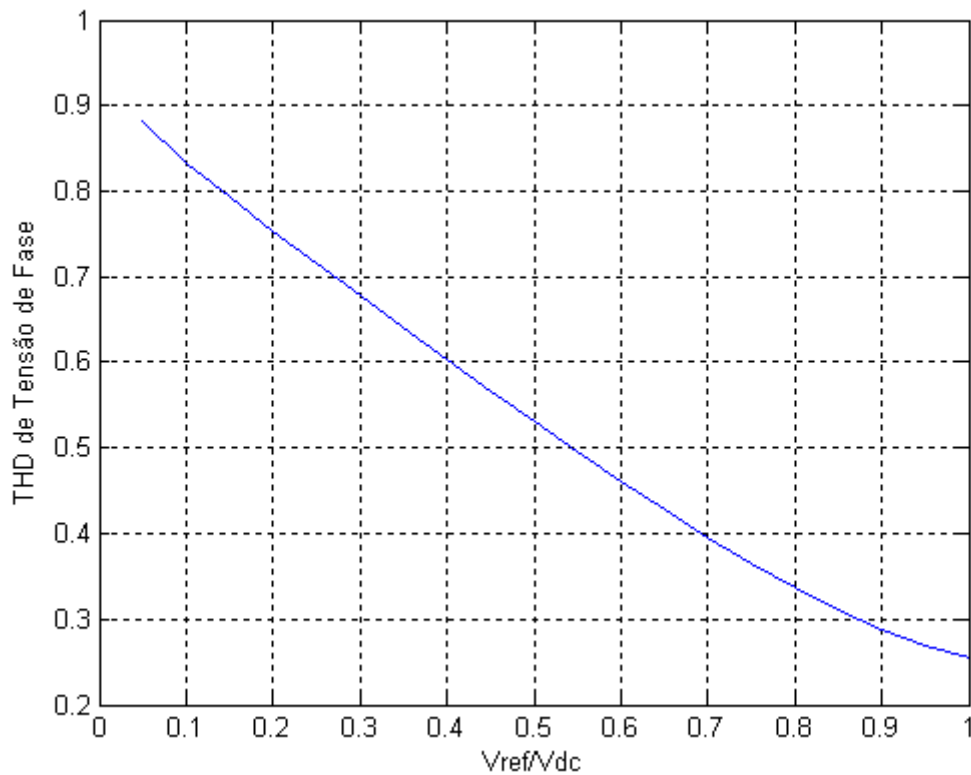


Figura 11: Gráfico do THD da tensão de fase em função da relação V_{ref}/V_{dc}

Fonte: Elaborado pelo autor

A partir dos gráficos mostrados nas Figuras 10 e 11 observa-se que o THD se comporta de forma decrescente com o aumento da relação V_{ref}/V_{dc} . Nestas figuras está apresentada apenas a região linear.

Nas Figuras 12-17 são mostrados os gráficos de corrente, tensão de fase e de linha em função do tempo para mais de um período do sinal. Tais gráficos demonstram o comportamento das variáveis em questão tanto para a região linear quanto para a região de sobre-modulação. Os valores da relação V_{ref}/V_{dc} escolhidos para estas duas regiões e os respectivos valores de THD são apresentados na Tabela 3.

TABELA 3: Valores de THD de corrente e de tensão de fase para a região linear e de sobre-modulação

V_{ref}	V_{dc}	THD de Corrente	THD de Tensão de fase
0.9		0.3628	0.28733
1.2		1.5425	1.2326

Fonte: Elaborado pelo autor

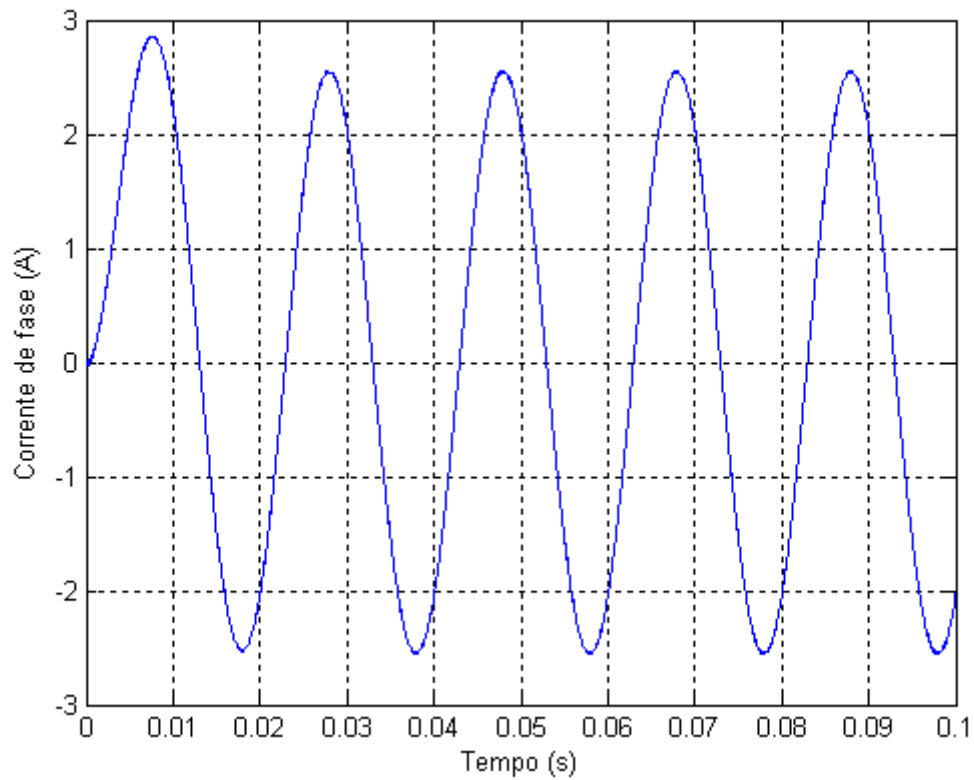


Figura 12: Gráfico da corrente de fase do motor em função do tempo para a região linear de modulação

$$V_{ref}/V_{dc} = 0.9$$

Fonte: Elaborado pelo autor

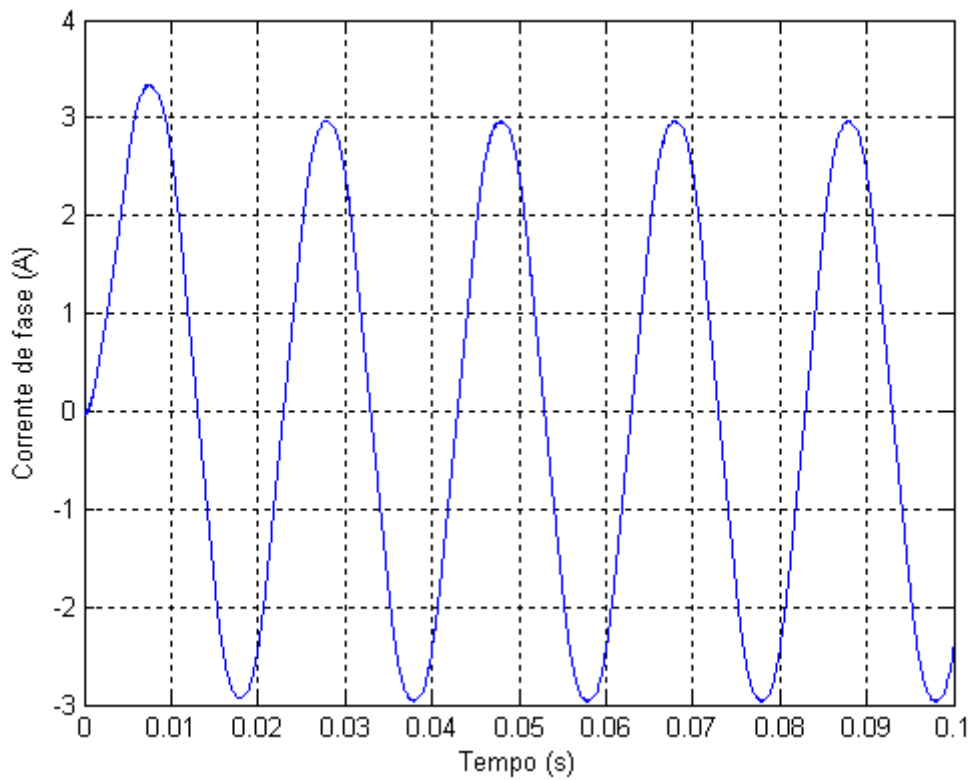


Figura 13: Gráfico da corrente de fase do motor em função do tempo para a região de sobre-modulação
 $V_{ref}/V_{dc} = 1.20$

Fonte: Elaborado pelo autor

Das Figuras 12 e 13 conclui-se que a principal diferença reside na maior amplitude de corrente na região de sobre-modulação, além da presença de distorções no sinal, os quais são mais visíveis com o maior distanciamento da região linear.

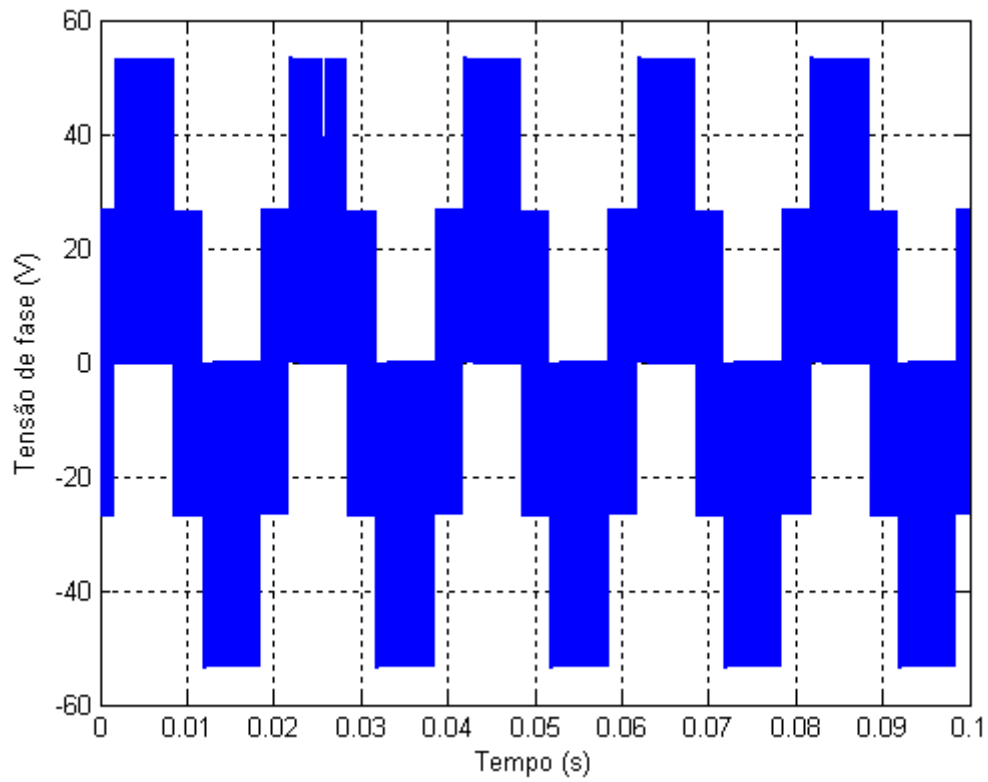


Figura 14: Gráfico da tensão de fase do motor em função do tempo para a região linear de modulação ($V_{ref}/V_{dc} = 0.9$)

Fonte: Elaborado pelo autor

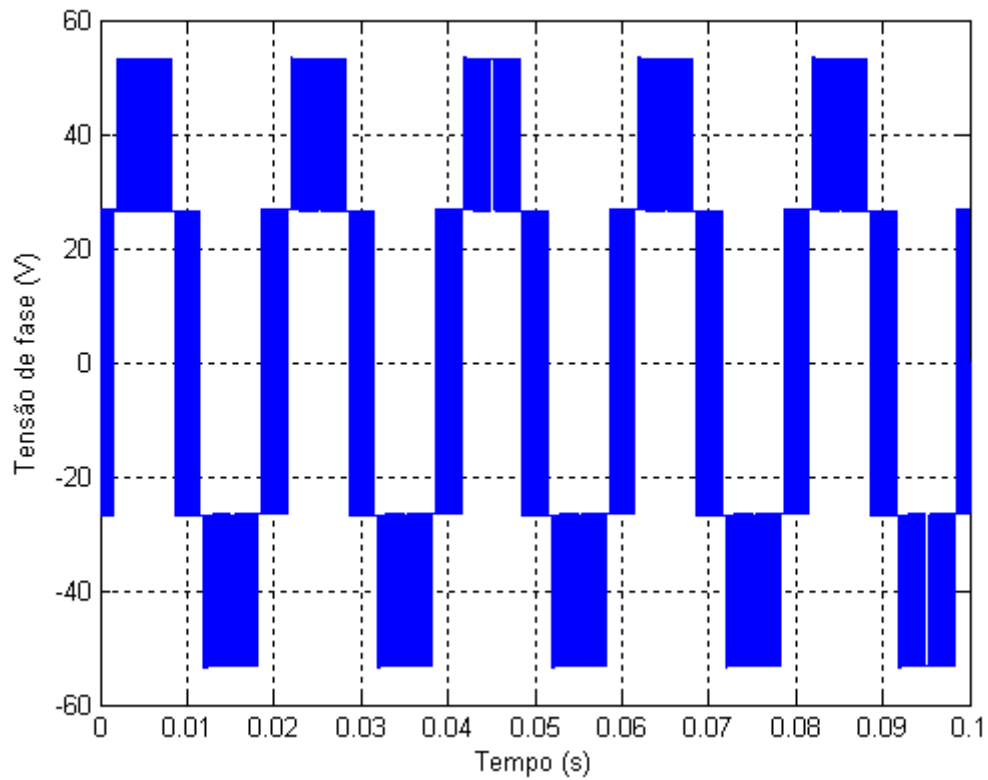


Figura 15: Gráfico da tensão de fase do motor em função do tempo para a região de sobre-modulação
 $V_{ref}/V_{dc} = 1.20$

Fonte: Elaborado pelo autor

Uma diferença visível entre os gráficos das Figuras 14 e 15 é a ausência do nível '0' quando o vetor de referência está na região de sobre-modulação, isto ocorre devido ao fato de, nesta região, os vetores não nulos não serem aplicados.

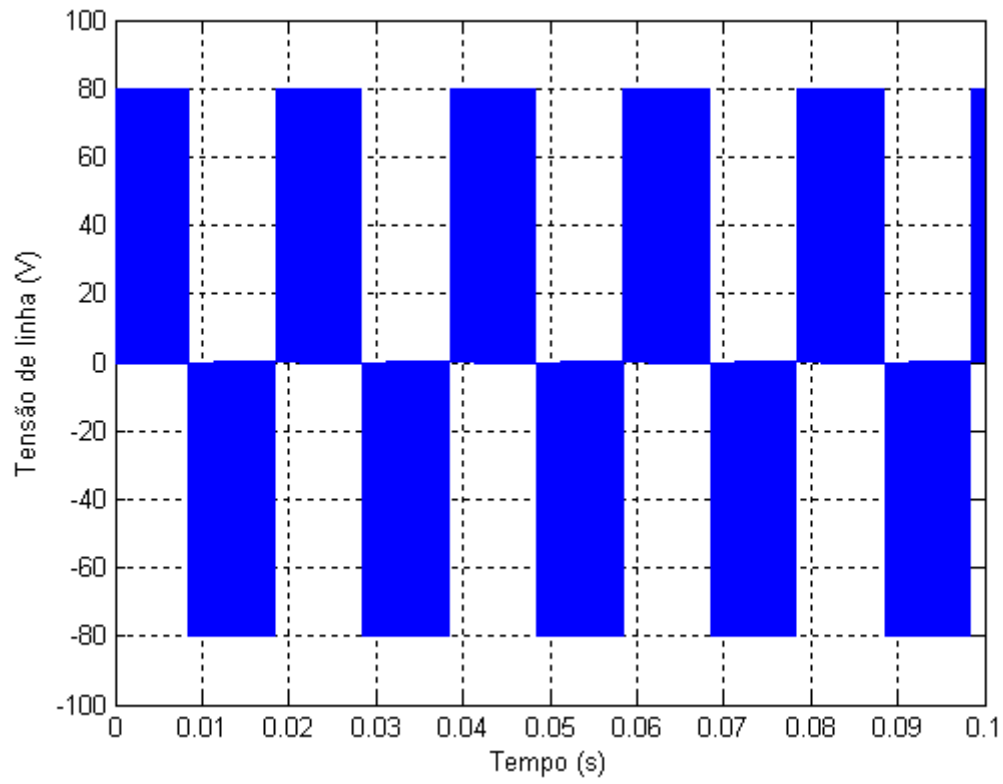


Figura 16: Gráfico da tensão de linha do motor em função do tempo para a região linear de modulação ($V_{ref}/V_{dc} = 0.9$)

Fonte: Elaborado pelo autor

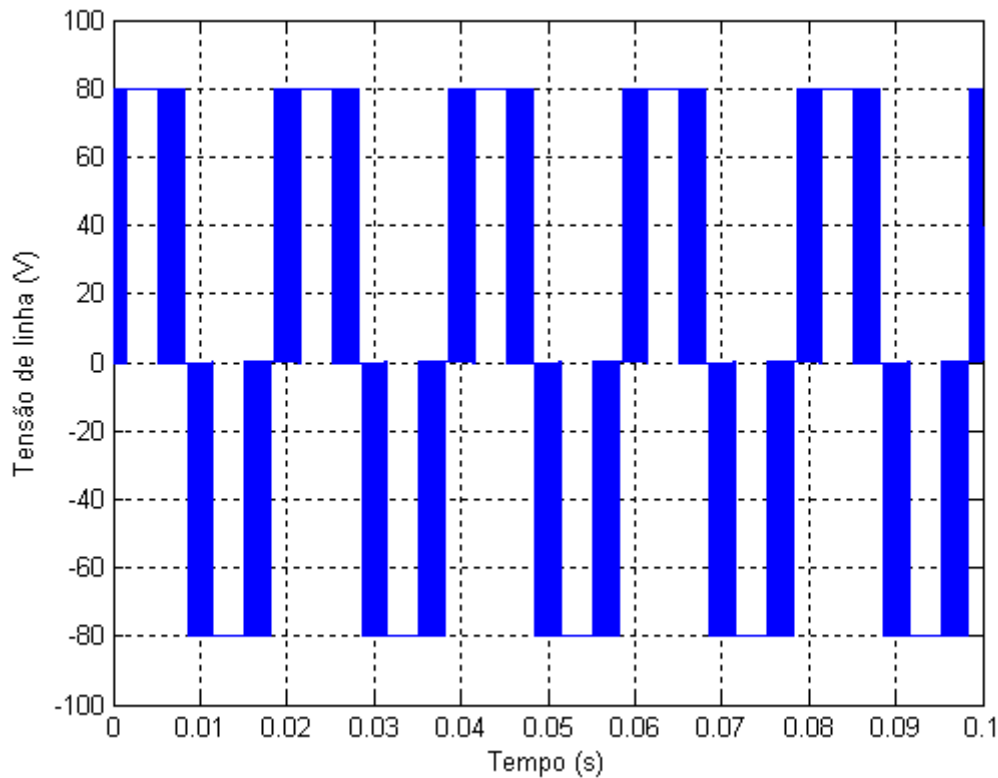


Figura 17: Gráfico da tensão de linha do motor em função do tempo para a região de sobre modulação ($V_{ref}/V_{dc} = 1.20$)

Fonte: Elaborado pelo autor

O gráfico da Figura 17 deixa mais explícita uma característica da região de sobre-modulação: a presença de instantes em que não há alteração no estado das chaves dos inversores, isto implica em menores perdas por chaveamento.

5.2. Modulação vetorial alternativa para controle das chaves de um inversor de seis braços alimentando um motor com enrolamentos abertos

Nesta seção os resultados da simulação da estratégia de modulação empregada em [7] e discutida na Seção 4.1.3 serão analisados e discutidos. Os dados obtidos no PSIM e tratados no Matlab estão apresentados nos gráficos adiante.

Nas Figuras 18 e 19 é mostrado o comportamento do THD, em função da relação V_{ref}/V_{dc} , de corrente e tensão de fase, respectivamente. A tensão de referência V_{ref} varia de $0.05V_{dc}$ a $1.0V_{dc}$.

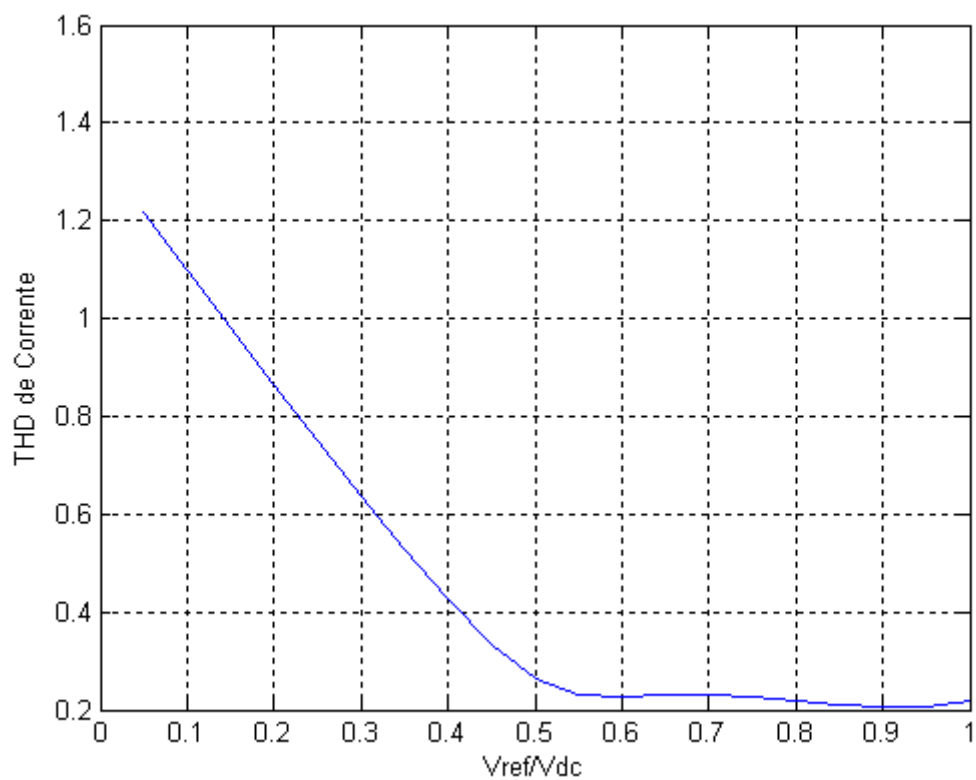


Figura 18: Gráfico do THD de corrente em função da relação V_{ref}/V_{dc}

Fonte: Elaborado pelo autor

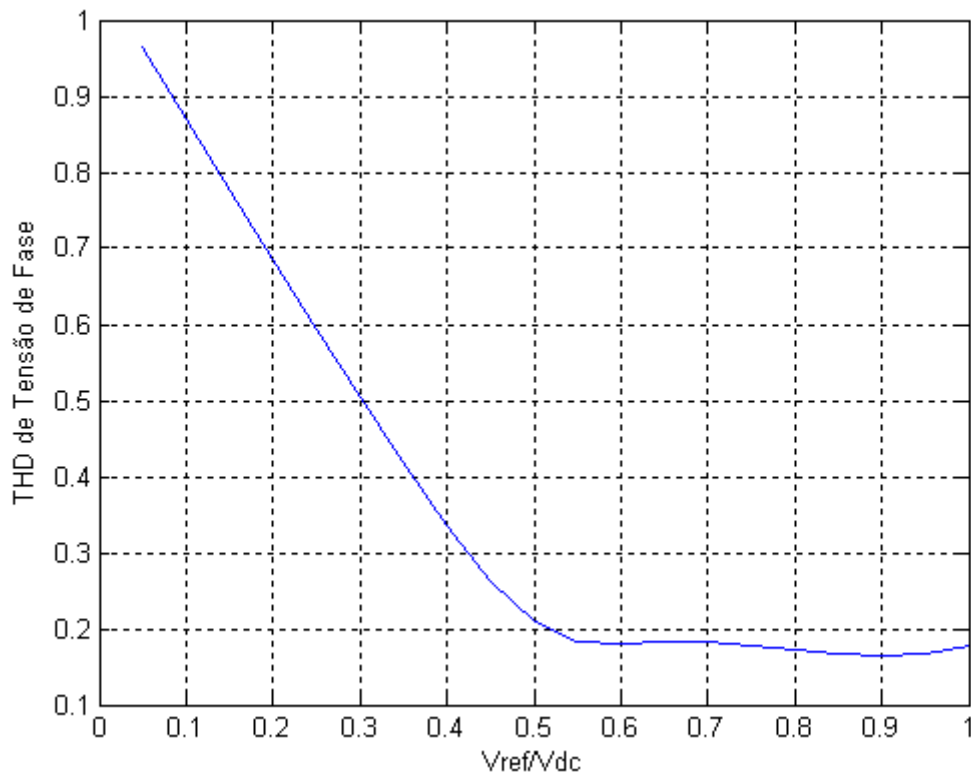


Figura 19: Gráfico do THD da tensão de fase em função da relação V_{ref}/V_{dc}

Fonte: Elaborado pelo autor

Novamente as Figuras 18 e 19 mostram o comportamento do THD para a região linear. Nesta região há duas sub-regiões já discutidas, a região interna e externa. Na Tabela 4 são apresentados dados do THD para $V_{ref}/V_{dc} = 0.4$ (sub-região interna) e $V_{ref}/V_{dc} = 0.9$ (sub-região externa) e para a região de sobre-modulação.

TABELA 4: Valores de THD de corrente e de tensão para a região interna, externa e de sobre-modulação

V_{ref}/V_{dc}	THD de Corrente	THD de Tensão de fase
0.4	0.42541	0.33651
0.9	0.20531	0.16373
1.3	1.7886	1.4299

Fonte: Elaborado pelo autor

Nas Figuras 20 e 21 são apresentados os gráficos de corrente e tensão de fase, respectivamente, em função do tempo. Tais gráficos foram obtidos para uma relação $V_{ref}/V_{dc} = 0.4$ (sub-região interna).

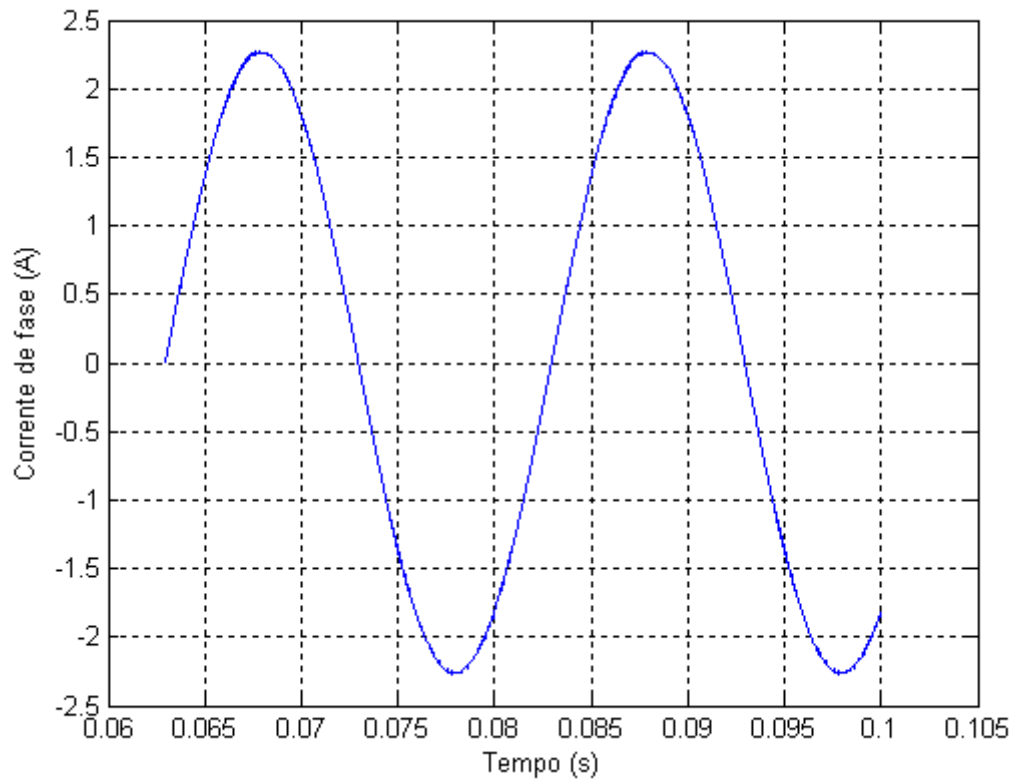


Figura 20: Gráfico da corrente de linha em função do tempo (região interna)

Fonte: Elaborado pelo autor

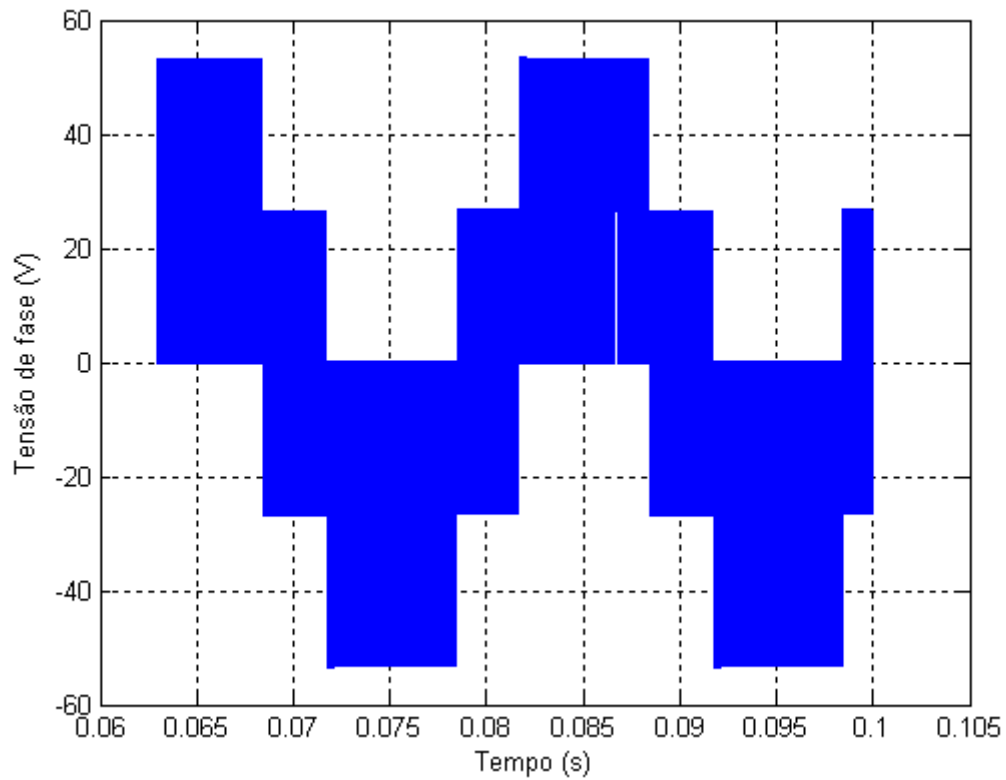


Figura 21: Gráfico da tensão de fase em função do tempo (região interna)

Fonte: Elaborado pelo autor

Nas Figuras 22 e 23 são apresentados os gráficos de corrente e tensão de fase, respectivamente, em função do tempo. Os gráficos foram obtidos para uma relação $V_{ref}/V_{dc} = 0.9$ (região externa).

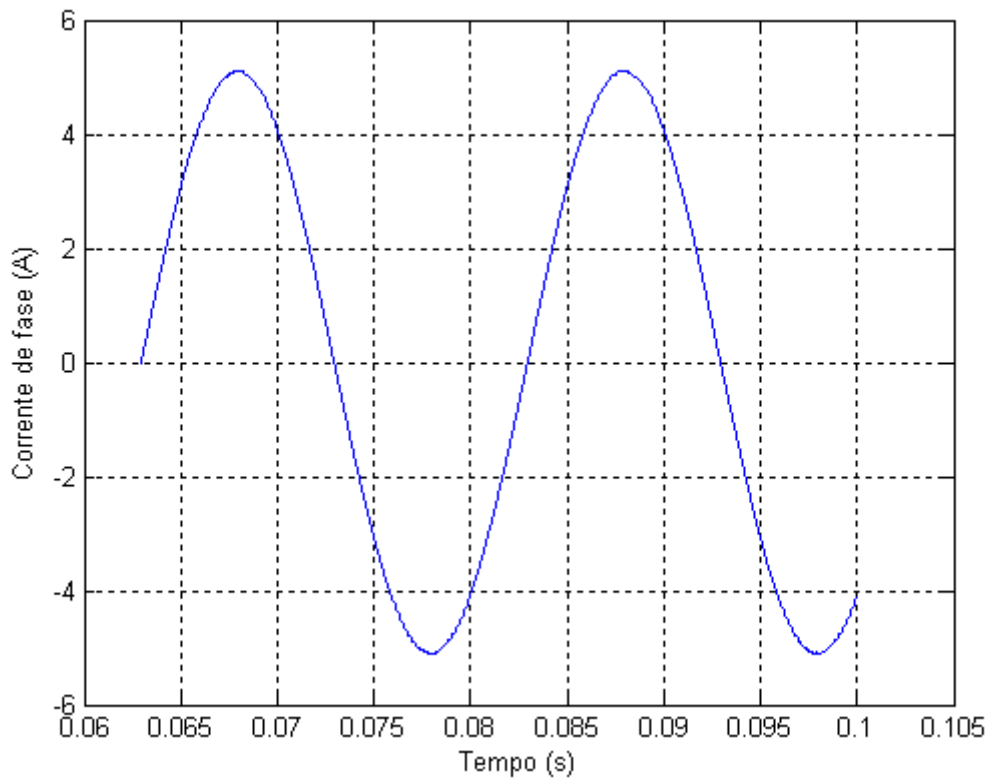


Figura 22: Gráfico da corrente de linha em função do tempo (região externa)

Fonte: Elaborado pelo autor

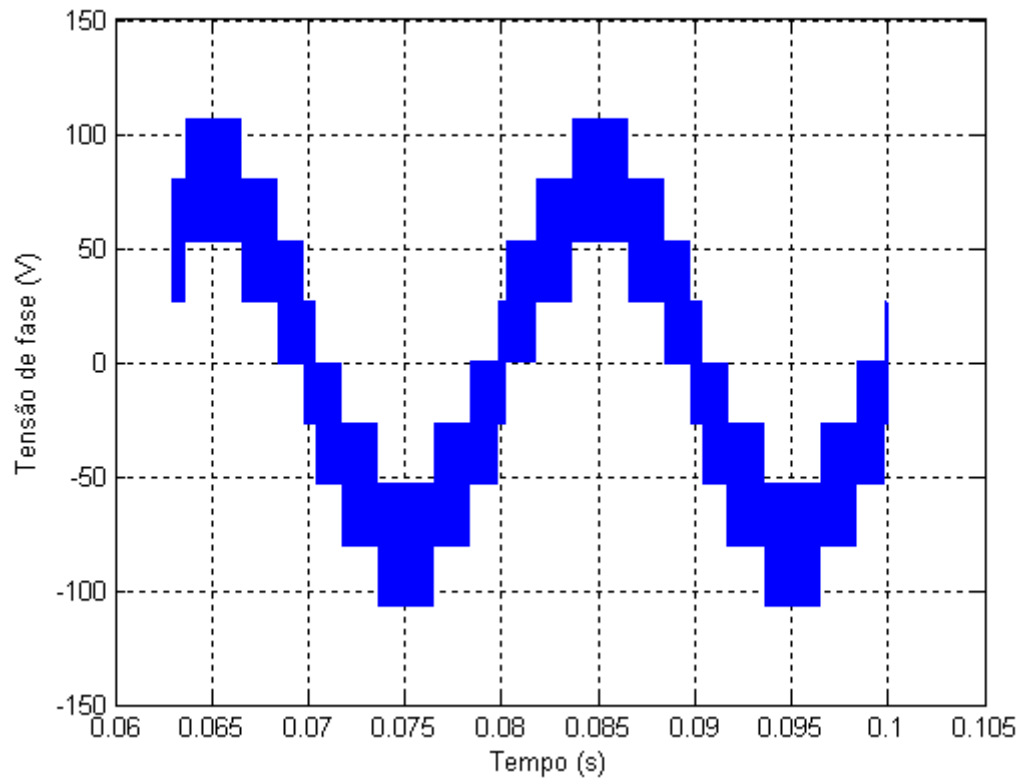


Figura 23: Gráfico da tensão de fase em função do tempo (região externa)

Fonte: Elaborado pelo autor

Nas Figuras 24 e 25 são apresentados os gráficos de corrente e tensão de fase, respectivamente, em função do tempo. Tais gráficos foram obtidos para uma relação $V_{ref}/V_{dc} = 1.30$ (região de sobre-modulação).

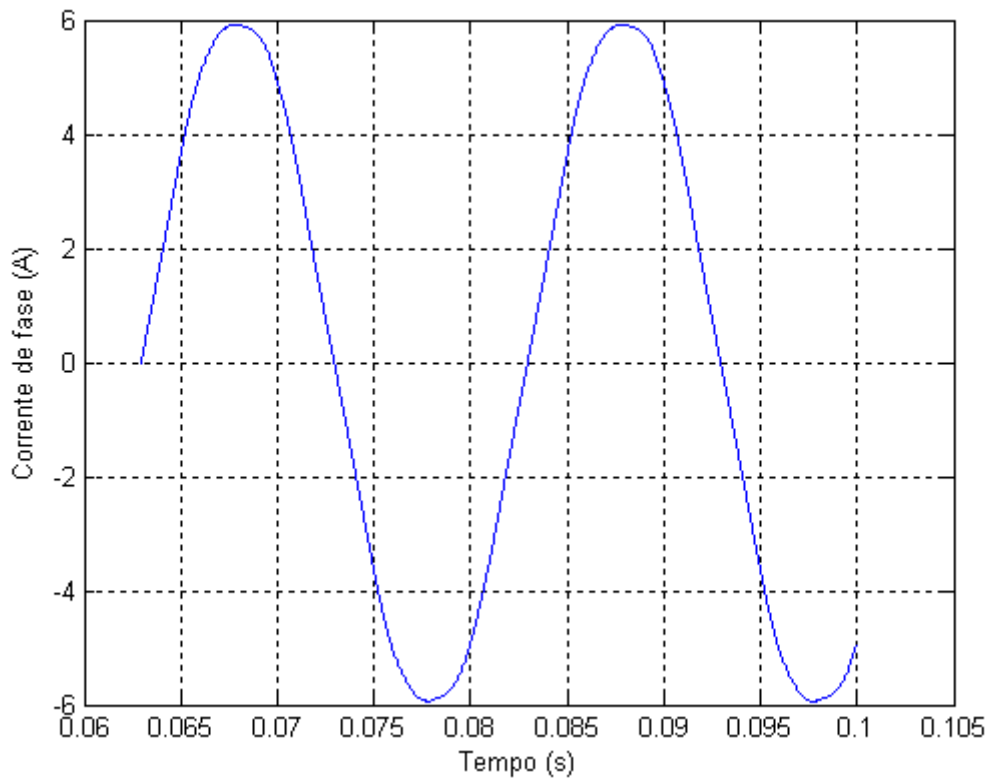


Figura 24: Gráfico da corrente de linha em função do tempo (região de sobre-modulação)

Fonte: Elaborado pelo autor

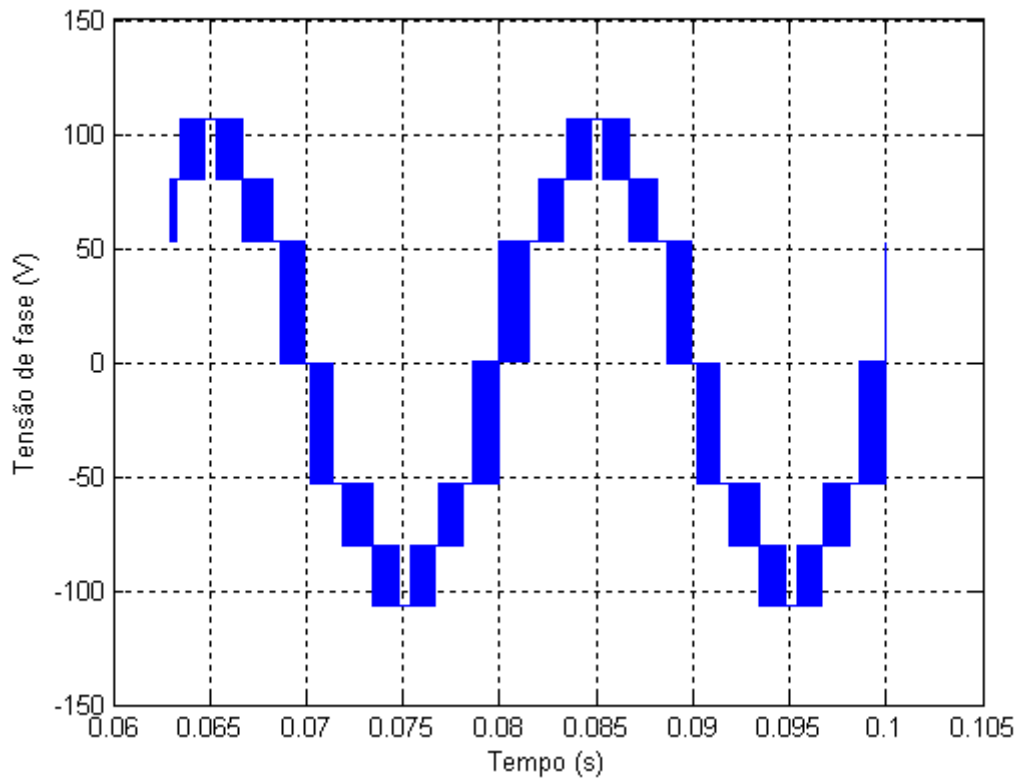


Figura 25: Gráfico da tensão de fase em função do tempo (região de sobre-modulação)

Fonte: Elaborado pelo autor

Observando os gráficos de corrente (Figuras 20, 22 e 24) uma diferença visível está contida na amplitude do sinal, e isto é natural, já que o barramento DC é mais utilizado com o aumento da relação V_{ref}/V_{dc} . Além disso, percebe-se que a Figura 22 é a que possui o sinal mais “limpo”, ou seja, com menor ruído, isto é natural, já que o THD para a relação V_{ref}/V_{dc} neste ponto é o menor entre as três amostras.

Quanto aos gráficos de tensão de fase (Figuras 21, 23 e 25) nota-se que eles possuem diferenças visíveis quanto à quantidade de níveis da tensão. Para a tensão de referência confinada na sub-região interna, a tensão de fase possui a mesma quantidade de níveis que o inversor alimentando a carga em Y (Figura 14); nas outras regiões essa quantidade aumenta, exibindo todos os níveis possíveis para essa topologia de circuito.

6. CONSIDERAÇÕES FINAIS

A aplicação de conversores multinível vem ganhando espaço a partir da necessidade de suprir cargas com níveis de tensão mais elevados. Dentre estes conversores a topologia estudada neste trabalho se destaca pela aplicabilidade, confiabilidade e economia, além de uma estratégia de modulação simples em comparação a outros esquemas que necessitam de mais chaves e, conseqüentemente, uma estratégia mais complexa para controlá-las.

A estratégia de modulação aplicada neste trabalho foi escolhida, dentre as outras apresentadas pelos materiais de referência, devido a sua simplicidade. Esta escolha foi satisfatória, pois mostrou resultados eficientes e confiáveis conforme as simulações obtidas no PSIM e Matlab e as análises apresentadas neste trabalho, cujo enfoque principal reside no estudo do THD, já que os harmônicos são uma das maiores preocupações da eletrônica de potência.

Quanto ao THD pode-se afirmar pelos dados apresentados que esta topologia de conversores e a estratégia de modulação estudada justificam o uso deles, já que este parâmetro ficou dentro de limites aceitáveis. Caso o THD apresentado fosse alto, a aplicação desse conversor seria muito restrita devido ao fato de que seria necessário um filtro mais robusto capaz de eliminar os harmônicos inseridos no sistema. Outro fato importante a se destacar é que o THD para esta topologia é menor que o dos conversores de dois níveis convencionais, o que confirma o que NABAE [2] afirmou ao escrever que as configurações multinível foram sugeridas com o intuito de reduzir o conteúdo harmônico da saída do inversor.

O conhecimento adquirido no decorrer do curso, desde disciplinas elementares até as mais específicas, se mostrou importante e crucial para que este fosse finalizado. Além disso, os objetivos buscados ao longo deste trabalho foram alcançados e destacam a importância dos estudos envolvendo conversores. Estes estudos apresentam-se de forma bastante diversificada e as mais variadas configurações de conversores se destacam pela capacidade de atender as cargas de modo mais específico ao que depende das características destas e dos objetivos do projeto em que eles serão usados.

REFERÊNCIAS

- [1] JACOBINA, C. B., *Sistemas de Acionamento Estático de Máquina Elétrica*. pp. 104-115, Junho, 2005.
- [2] NABAE, A., TAKAHASHI, I., AKAGI, H., *A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter*, *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 1A-17, pp. 518-523, Sep./Oct. 1981.
- [3] STEMMLER, H., GUGGENBACH, P., *Configurations of High-Power Voltage Source Inverter Drivers*, *IEEE Power Electron. Applicat.*, vol. 5, pp. 7-14, Sep. 1993.
- [4] SHIVAKUMAR, E. G., GOPAKUMAR, K., SINHA, S. K., PITTET, A., RANGANATHAN, V. T., *Space Vector PWM Control of Dual Inverter Fed Open-End Winding Induction Motor Drive*, *IEEE APEC*, vol. 1, pp. 399-405, 2000.
- [5] SHIVAKUMAR, E. G., GOPAKUMAR, K., SINHA, S. K., PITTET, A., RANGANATHAN, V. T., *PWM Inverter Switching Strategy for a Dual Two-Level Inverter Fed Open-End Winding Induction Motor Drive with a Switched Neutral*, *IEE Proc. Elett. Power Appl.* Vol. 149, pp. 152-160, Mar. 2002.
- [6] BAIJU, M. R., MOHAPATRA, K. K., KANCHAN, R.S., GOPAKUMAR, K., *A Dual Two-Level Inverter Scheme With Common Mode Voltage Elimination for an Induction Motor Drive*, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, pp. 794-805, May 2004.
- [7] BAIJU, M. R., MOHAPATRA, K. K., GOPAKUMAR, K., *PWM Signal Generation for Dual inverter Fed Open-end Winding Induction Motor Drive Using Only the Instantaneous Reference Phase Amplitudes*, *Power Electron. Drive Syst.*, vol. 1, pp. 450-455, Nov. 2003.
- [8] SOMASEKHAR, V. T., BAIJU, M. R., GOPAKUMAR, K., *Dual Two-level inverter scheme for an open-end winding induction motor drive with a single DC power supply and improved DC bus utilization*, *IEE Electric Power Applicat.*, vol. 151, pp. 230-238, Mar. 2004.
- [9] SHIVAKUMAR, E. G., SOMASEKHAR, V. T., MOHAPATRA, K. K., GOPAKUMAR, K., UMANAND, L., SINHA, S. K., *A Multi Level Space Phasor based PWM Strategy for an Open-end Winding Induction Motor Drive Using Two Inverter with Different DC link Voltages*, *IEEE Power Electron. Drive Syst.*, vol. 1, pp. 169-175, Oct. 2001.

- [10] MOHAPATRA, K. K., GOPAKUMAR, K., SOMASEKHAR, V. T., UMANAND, L., *A Harmonic Elimination and Suppression Scheme for an Open-End Winding Induction Motor Drive*, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, pp. 1187-1198, Dec. 2003.
- [11] SOMASEKHAR, V. T., GOPAKUMAR, K., SHIVAKUMAR, E. G., *A space-vector modulation scheme for a dual two-level inverter fed open-end winding induction motor drive for the elimination of zero-sequence currents*, *EPE Journal*, pp. 26-36, Jun, 2006.
- [12] SRINIVAS, S., SOMASEKHAR, V. T., *Switching Algorithms for the Dual Inverter fed Open-end Winding Induction Motor Drive for 3-level Voltage Space phasor Generation*, *APEJ*, vol. 1, pp. 96-110, Aug, 2007.
- [13] GRANDI, G., ROSSI, C., LEGA, A., CASADEI, D., *Multilevel Operation of a Dual Two-Level Inverter with PowerBalancing Capability*, *IEEE Ind. Applic. Conf.*, vol. 2, pp. 603-610, Oct. 2006.
- [14] RASTREPO, J. A., ALLER, J. M., BUENO, A., VIOLA, J. C., BERZOY, A., HARLEY, R., HABETLER, T. G., *Direct Power Control of a Dual Converter Operating as Synchronous Rectifier*, *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 343-348, Feb. 2010.

ANEXOS

Anexo A: Quadros com o padrão de chaveamento para as regiões interna e externa

SECTOR NO.	INV-1 NOT SWITCHED	INV-2 NOT SWITCHED	
	T0/2 T1 T2 T0/2	T0/2 T1 T2 T0/2	
S1	88° - 85° - 84° - 87° (1 - Tg') →	87° - 17° - 27° - 77° (1 - Tg) →	Positive sequence Wt = 30 °
S1	77° - 74° - 75° - 78°	78° - 28° - 18° - 88°	Negative sequence Wt = 90 °
S2	77° - 76° - 75° - 78° Tg' →	78° - 28° - 38° - 88° Tg →	
S2	88° - 85° - 86° - 87°	87° - 37° - 27° - 77°	Positive sequence Wt = 150 °
S3	88° - 81° - 86° - 87° (1 - Tg') →	87° - 37° - 47° - 77° (1 - Tg) →	
S3	77° - 76° - 71° - 78°	78° - 48° - 38° - 88°	Negative sequence Wt = 210 °
S4	77° - 72° - 71° - 78° Tg' →	78° - 48° - 58° - 88° Tg →	
S4	88° - 81° - 82° - 87°	87° - 57° - 47° - 77°	Positive sequence Wt = 270 °
S5	88° - 83° - 82° - 87° (1 - Tg') →	87° - 57° - 67° - 77° (1 - Tg) →	
S5	77° - 72° - 73° - 78°	78° - 68° - 58° - 88°	Negative sequence Wt = 330 °
S6	77° - 74° - 73° - 78° Tg' →	78° - 68° - 18° - 88° Tg →	
S6	88° - 83° - 84° - 87°	87° - 17° - 67° - 77°	Positive sequence

Quadro 1: Sequência de chaveamento quando o vetor de referência se localiza no hexágono interno

Fonte: GOPAKUMAR, 2000

SEC TOR NO.	INV-1 NOT SWITCHED				INV-2 NOT SWITCHED				
	T0/2	T1	T2	T0/2	T0/2	T1	T2	T0/2	
S23	18'	13'	12'	17'	84'	54'	64'	74'	sub-hexagon origin 'A' is shifted to 'O' positive sequence wt = 30 °
S24	18'	13'	14'	17'	84'	14'	64'	74'	
S07	18'	15'	14'	17'	84'	14'	24'	74'	
S08	18'	15'	16'	17'	84'	34'	24'	74'	
	$(1 - Tg')$ →				$(1 - Tg)$ →				
S08	27'	24'	23'	28'	75'	65'	15'	85'	sub-hexagon origin 'B' is shifted to 'O' negative sequence wt = 90 °
S09	27'	24'	25'	28'	75'	25'	15'	85'	
S10	27'	26'	25'	28'	75'	25'	35'	85'	
S11	27'	26'	21'	28'	75'	45'	35'	85'	
	Tg' →				Tg →				
S11	38'	35'	34'	37'	86'	16'	26'	76'	sub-hexagon origin 'C' is shifted to 'O' positive sequence wt = 150 °
S12	38'	35'	36'	37'	86'	36'	26'	76'	
S13	38'	31'	36'	37'	86'	36'	46'	76'	
S14	38'	31'	32'	37'	86'	56'	46'	76'	
	$(1 - Tg')$ →				$(1 - Tg)$ →				
S14	47'	46'	45'	48'	71'	21'	31'	81'	sub-hexagon origin 'D' is shifted to 'O' negative sequence wt = 210 °
S15	47'	46'	41'	48'	71'	41'	31'	81'	
S16	47'	42'	41'	48'	71'	41'	51'	81'	
S17	47'	42'	43'	48'	71'	61'	51'	81'	
	Tg' →				Tg →				
S17	58'	51'	56'	57'	82'	32'	42'	72'	sub-hexagon origin 'E' is shifted to 'O' positive sequence wt = 270 °
S18	58'	51'	52'	57'	82'	52'	42'	72'	
S19	58'	53'	52'	57'	82'	52'	62'	72'	
S20	58'	53'	54'	57'	82'	12'	62'	72'	
	$(1 - Tg')$ →				$(1 - Tg)$ →				
S20	67'	62'	61'	68'	73'	43'	53'	83'	sub-hexagon origin 'F' is shifted to 'O' negative sequence wt = 330 °
S21	67'	62'	63'	68'	73'	63'	53'	83'	
S22	67'	64'	63'	68'	73'	63'	13'	83'	
S23	67'	64'	65'	68'	73'	23'	13'	83'	
	Tg' →				Tg →				

Quadro 2: Sequência de chaveamento quando o vetor de referência se localiza em qualquer um dos sub-hexágonos externos

Fonte: GOPAKUMAR, 2000