

UNIVERSIDADE SÃO PAULO
ESCOLA DE ENGENHARIA DE SÃO CARLOS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO

DIEGO DE MELLO MANSUR

**IMPLEMENTAÇÃO DE MODULAÇÃO
VETORIAL ESPACIAL PARA O
CONTROLE DE CONVERSORES CC-CA
TRIFÁSICOS DE 2 NÍVEIS**

São Carlos

2015

DIEGO DE MELLO MANSUR

**IMPLEMENTAÇÃO DE MODULAÇÃO
VETORIAL ESPACIAL PARA O
CONTROLE DE CONVERSORES CC-CA
TRIFÁSICOS DE 2 NÍVEIS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado à Escola de Engenharia
de São Carlos, da Universidade de São Paulo

Curso de Engenharia Elétrica com ênfase em Sistemas de
Energia e Automação

ORIENTADOR: Prof. Dr. Ricardo Quadros Machado

São Carlos

2015

AUTORIZO A REPRODUÇÃO TOTAL OU PARCIAL DESTE TRABALHO,
POR QUALQUER MEIO CONVENCIONAL OU ELETRÔNICO, PARA FINS
DE ESTUDO E PESQUISA, DESDE QUE CITADA A FONTE.

M286i Mansur, Diego de Mello
 Implementação de modulação vetorial espacial para o
 controle de conversores CC-CA trifásicos de 2 níveis /
 Diego de Mello Mansur; orientador Ricardo Quadros
 Machado. São Carlos, 2015.

 Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica com
 ênfase em Sistemas de Energia e Automação) -- Escola de
 Engenharia de São Carlos da Universidade de São Paulo,
 2015.

 1. Modulação Vetorial Espacial. 2. SVM. 3.
 Eletrônica de Potência. 4. Conversores CC-CA. 5.
 Inversores com 4 braços. I. Título.

FOLHA DE APROVAÇÃO

Nome: Diego de Mello Mansur

Título: "Implementação de modulação vetorial espacial para controle de conversores CC-CA trifásicos de 2 níveis"

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado
em 19 / 06 / 2015,

com NOTA 9,3 (Nove, três), pela Comissão Julgadora:

Prof. Dr. Ricardo Quadros Machado - (Orientador - SEL/EESC/USP)

Mestre Guilherme Henrique Favaro Fuzato - (SEL/EESC/USP)

Prof. Dr. José Carlos de Melo Vieira Júnior - (SEL/EESC/USP)

Coordenador da CoC-Engenharia Elétrica - EESC/USP:
Prof. Associado Homero Schiabel

*“Take the first step in faith. You don't have to see the
whole staircase, just take the first step”*

(Martin Luther King Jr.)

Agradecimentos

Agradeço à Universidade de São Paulo, em especial ao Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação, corpo docente e funcionários, por terem me dado a oportunidade de cursar uma graduação de alto nível e de viver uma experiência acadêmica internacional.

Agradeço aos professores José Carlos de Melo Vieira Júnior, por me guiar durante a iniciação científica e pelos conselhos e ajuda mesmo após o término do projeto, Evandro Luís Linhari Rodrigues, por reconhecer meu potencial e sempre me incentivar a alcançar objetivos profissionais importantes, e Ricardo Quadros Machado, por me orientar durante este projeto.

Agradeço aos meus pais, pelo amor, incentivo e apoio incondicional. Aos meus irmãos e noiva pelo carinho e paciência durante todos esses anos.

Sumário

Lista de Figuras	13
Lista de Tabelas	15
Lista de Siglas	17
Resumo	19
Abstract	21
1 Introdução	23
1.1 Motivação	23
1.2 Objetivos.....	24
1.3 Organização do documento	24
2 Conversores CC-CA.....	25
2.1. IGBT	25
2.2 Inversor monofásico	26
2.3 Inversores trifásicos	27
2.4 Inversores multiníveis	28
2.4.1 Inversor multinível com diodos de grampeamento (NPC)	29
2.4.2 Inversor multinível com capacitores flutuantes (FCC).....	30
2.4.3 Inversor multinível com módulos H-bridge em cascata (CHC)	31
2.4.4 Inversor multinível híbrido assimétrico (AHC).....	32
2.5 Esquemas de controle de inversores	33
2.5.1 Requisitos básicos	33
2.5.2 Critérios de performance	34
2.5.3 Técnicas de Modulação	36
2.5.4 Controle em malha fechada	40
2.6 Filtros Passivos	44
2.6.1 Filtro L.....	45
2.6.2 Filtro LC	45
2.6.3 Filtro LCL	45
3 Modulação Vetorial Espacial	47
3.1 Inversor com três braços a três fios	47
3.1.1 Transformação $\alpha\beta$	48

3.1.2 Plano $\alpha\beta$	49
3.1.3 Cálculo do intervalo de aplicação dos vetores adjacentes	50
3.1.4 Definição da sequência de comutação	52
3.1.5 Cálculo das razões cíclicas	53
3.2 Inversor com três braços a quatro fios	54
3.2.1 Transformação $\alpha\beta 0$	55
3.2.2 Espaço tridimensional $\alpha\beta\gamma$	55
3.2.3 Cálculo do intervalo de aplicação dos vetores adjacentes	56
3.2.4 Definição da sequência de comutação	57
3.2.5 Cálculo das razões cíclicas	58
3.3 Inversor com quatro braços a quatro fios	59
3.3.1 Método Clássico	60
3.3.2 Método em Coordenadas ABC	66
4 Resultados de simulação	71
4.1 PSIM	71
4.2 Inversor com três braços a três fios	73
4.2.1 Transformação $\alpha\beta$ e identificação do setor	73
4.2.2 Índice de modulação	73
4.2.3 Cálculo das razões cíclicas	74
4.2.4 Saída do inversor de frequência	75
4.2.5 Análise no domínio da frequência	77
4.3 Inversor com três braços a quatro fios	78
4.3.1 Transformação $\alpha\beta 0$	78
4.3.2 Comparação entre sequências de comutação	78
4.4 Inversor com quatro braços e quatro fios	80
4.4.1 Análise do método clássico	80
4.4.2 Comparação entre o método clássico e o método alternativo	82
4.5 Análise da corrente de carga	82
5 Conclusões	84
Anexo	85
Referências Bibliográficas	87

Lista de Figuras

Figura 1 Símbolo esquemático e circuito equivalente do IGBT [10].....	25
Figura 2 Circuito esquemático de um inversor monofásico em ponte completa [10].....	26
Figura 3 Circuito esquemático de um inversor trifásico de 2 níveis com três braços [10].....	27
Figura 4 Circuito esquemático de um inversor trifásico em série com um retificador controlado [10]	27
Figura 5 Circuito esquemático de um inversor trifásico com 4 pernas a 4 fios [13].....	28
Figura 6 Topologias mais comuns de inversores multiníveis: (a) NPC; (b) FCC e (c) CHC [14]	29
Figura 7 Inversor trifásico NPC de 5 níveis [14]	30
Figura 8 Inversor trifásico FCC de 5 níveis [14].....	31
Figura 9 Topologia do inversor CHC trifásico de 5 níveis [14]	32
Figura 10 Circuito esquemático de apenas uma fase dos inversores multiníveis trifásicos: (a) NPC e CHC em cascata, (b) FCC e CHC em cascata e (c) CHC híbrido em cascata [14]	33
Figura 11 Esquema de funcionamento de PWM baseado em onda portadora [16].....	37
Figura 12 Esquema de geração do PWM [19].....	38
Figura 13 Regulador linear de corrente [21]	41
Figura 14 Regulador linear de corrente a referencial rotativo [21]	41
Figura 15 Esquema básico de controle por histerese [21]	42
Figura 16 Esquema de controle de corrente preditivo [21]	42
Figura 17 Regulador de corrente com modulação delta [21]	43
Figura 18 Modulação Sigma-Delta [14].....	44
Figura 19 (a) Filtro L; (b) Filtro LC e (c) Filtro LCL [23].....	45
Figura 20 Inversor com 3 braços a 3 fios com filtro LC na saída [13].....	48
Figura 21 Espaço de tensões de saída no plano para o inversor trifásico com 3 braços a 3 fios [13] ...	50
Figura 22 Sequência de comutação simétrica do PWM que utiliza os vetores nulos v_0 e v_7 [26]	52
Figura 23 Inversor trifásico com 3 braços a 4 fios com filtro LC na saída [13].....	54
Figura 24 Inversor trifásico com 4 braços a 4 fios com filtro LC na saída [13].....	59
Figura 25 Vetores de comutação em coordenadas $\alpha\beta\gamma$ do inversor com 4 braços a 4 fios [24].....	62
Figura 26 Dodecaedro que contém a região de operação linear do inversor em coordenadas ABC [27]	67
Figura 27 Sequência de comutação para o tetraedro 11 (RP=24) [27].....	70
Figura 28 Circuito esquemático do PSIM do estágio de potência para inversor trifásico com três braços a três fios	71
Figura 29 Esquema de controle do inversor trifásico no PSIM.....	72
Figura 30 Onda portadora triangular de frequência igual a 20 kHz	72
Figura 31 Tensões após transformação $\alpha\beta$ e setor equivalente no plano $\alpha\beta$	73

Figura 32 Região de operação linear do inversor no plano $\alpha\beta$ e curvas de operação para diferentes índices de modulação.....	74
Figura 33 Razão Cíclica dos três braços do inversor para $m=12$	74
Figura 34 Tensão de linha de saída do inversor com três braços a três fios após filtragem.....	75
Figura 35 THD em porcentagem para diferentes índices de modulação.....	75
Figura 36 Razões cíclicas das fases do inversor para $m=1$	76
Figura 37 Tensão de saída do filtro LC para $m=1$	76
Figura 38 FFT da tensão de saída do filtro LC para $m = 12$	77
Figura 39 FFT da tensão de saída do filtro LC para $m = 1,2$	77
Figura 40 Tensão após transformação $\alpha\beta$ considerando tensão de referência equilibrada.....	78
Figura 41 Razões cíclicas dos braços do inversor considerando a sequência simétrica de comutação e $m=12$	79
Figura 42 Razões cíclicas dos braços do inversor considerando a segunda sequência de comutação e $m=12$	79
Figura 43 Prisma e Tetraedro em que o vetor de comando está inserido ao longo do tempo	81
Figura 44 Razões Cíclicas do inversor trifásico com quatro braços para $m = 12$	81
Figura 45 Corrente de neutro no inversor trifásico com três braços a quatro fios.....	83
Figura 46 Circuito esquemático para o cálculo de perdas no inversor	85
Figura 47 Perdas totais no inversor vs frequência de comutação	86

Lista de Tabelas

Tabela 1 Possíveis estados de comutação de um inversor NPC de 5 níveis em uma das fases [14]	30
Tabela 2 Estados de comutação de um inversor trifásico com três braços a três fios	48
Tabela 3 Vetores de comutação no plano $\alpha\beta$	49
Tabela 4 Vetores adjacentes para cada um dos setores do inversor com três braços a três fios.....	50
Tabela 5 Cálculo das razões cíclicas dos vetores adjacentes em cada setor do plano $\alpha\beta$	51
Tabela 6 Sequências de comutação para o inversor trifásico com três braços a três fios [13]	52
Tabela 7 Primeira sequência de comutação durante um período TS para o setor 1	52
Tabela 8 Cálculo das razões cíclicas das fases do inversor para a primeira sequência de comutação..	53
Tabela 9 Estados de comutação de um inversor trifásico com três braços a quatro fios.....	54
Tabela 10 Vetores de comutação no espaço $\alpha\beta\gamma$ do inversor com três braços e quatro fios	55
Tabela 11 Vetores adjacentes para cada um dos setores	56
Tabela 12 Cálculo das razões cíclicas dos vetores adjacentes em cada setor do espaço $\alpha\beta\gamma$	57
Tabela 13 Sequência simétrica de comutação durante um período TS para o setor 1 de um inversor com três braços e quatro fios.....	58
Tabela 14 Cálculo das razões cíclicas das fases do inversor com três braços e quatro fios considerando a sequência simétrica de comutação.....	59
Tabela 15 Estados de comutação de um inversor trifásico com quatro braços a quatro fios	60
Tabela 16 Vetores de comutação no espaço tridimensional $\alpha\beta\gamma$ do inversor com quatro braços a quatro fios.....	61
Tabela 17 Regras de identificação do tetraedro nos seis prismas.....	63
Tabela 18 Vetores adjacentes para cada um dos tetraedros.....	63
Tabela 19 Matrizes de cálculo do intervalo de aplicação dos vetores adjacentes não nulos em cada tetraedro no espaço $\alpha\beta\gamma$ [24]	64
Tabela 20 Sequência de comutação dos vetores adjacentes para o inversor trifásico com quatro braços a quatro fios.....	65
Tabela 21 Sequência de comutação durante um período TS para o tetraedro 1 do prisma 1	66
Tabela 22 Valores de RP e vetores adjacentes dos 24 tetraedros	68
Tabela 23 Cálculo dos intervalos de tempo de aplicação dos vetores adjacentes [27].....	69
Tabela 24 Valores RMS e THD das tensões de saída para diferentes índices de modulação	76
Tabela 25 Valores RMS e THD das tensões de saída para diferentes índices de modulação considerando a sequência simétrica de comutação.....	80
Tabela 26 Valores RMS e THD das tensões de saída para diferentes índices de modulação considerando a segunda sequência de comutação	80
Tabela 27 Valores RMS e THD das tensões de saída para inversor com 4 braços e 4 fios	81

Tabela 28 Comparação da duração da simulação no PSIM entre os dois métodos propostos para inversor trifásico com 4 braços a 4 fios	82
Tabela 29 Comparação de perdas entre sequências de comutação.....	86

Lista de Siglas

UHE	Usinas Hidrelétricas de Energia
GD	Geração Distribuída
THD	<i>Total Harmonic Distorsion</i> - Distorção Harmônica Total
SVM	<i>Space Vector Modulation</i> - Modulação Vetorial Espacial
PSIM	<i>Power Electronic Simulation Software</i> - Software de Simulação de Eletrônica de Potência
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> - Transistor Bipolar de Porta Isolada
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i> - Fonte de Alimentação Ininterrupta
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> - Transistor de Efeito de Campo Metal - Óxido - Semicondutor
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
CPWM	<i>Continuous Pulse Width Modulation</i> - Modulação em Largura de Pulso Contínua
DPWM	<i>Discrete Pulse Width Modulation</i> - Modulação em Largura de Pulso Discreta
SDM	<i>Sigma-Delta Modulation</i> - Modulação Sigma-Delta
PI	Proporcional e Integral
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> - Processador Digital de Sinais
NPC	<i>Neutral Point Clamped Converter</i> - Inversor com diodos grampeados ao neutro
FCC	<i>Flying Capacitor Converter</i> - Inversor com capacitores flutuantes
CHC	<i>Cascaded H-bridge Converter</i> - Inversor com módulos H-bridge em cascata
AHC	<i>Asymmetric Hybrid Converter</i> - Inversor híbrido assimétrico

Resumo

Os conversores CC-CA são elementos de Eletrônica de Potência essenciais para a conexão de fontes alternativas de energia, como a solar e a eólica, à rede elétrica, permitem o controle de motores trifásicos, além de serem peça fundamental em no-breaks. A utilização da Modulação Vetorial Espacial em inversores surge como importante técnica nesse domínio devido ao aproveitamento eficiente da tensão do barramento CC e à geração de uma saída com baixa distorção harmônica. Este trabalho visa apresentar de forma simples e clara os métodos para implementação da Modulação Vetorial Espacial para três topologias de inversores trifásicos de dois níveis: com três braços a três fios, com três braços a quatro fios e com quatro braços a quatro fios. O desenvolvimento dos algoritmos de modulação será baseado na literatura técnica. Verifica-se a precisão e a performance dos algoritmos e dos métodos desenvolvidos utilizando o software de simulação PSIM.

Palavras-Chave: Modulação Vetorial Espacial, SVM, Eletrônica de Potência, Conversores CC-CA, Inversores com quatro braços

Abstract

The DC-AC Converters are power electronics devices essential for connecting alternative sources, such as solar and wind, to the power grid, allowing to control three phase motors and it is a fundamental piece in UPS. The Space Vector Modulation is an important technique in this area because of the excellent utilization of DC line voltage and low harmonic distortion in output. This thesis aims to present algorithms to implement Space Vector Modulation for three-phase inverter topologies of two levels in a clear way. It will be considered three types of inverters: 3-leg and 3-wire, 3-leg and 4-wire and 4-leg and 4-wire. The development of modulation algorithm is based on the technical literature. The accuracy and performance of algorithms and method will be evaluated analyzing results obtained using simulation software PSIM.

Keywords: Space Vector Modulation, SVM, Power Electronics, DC-AC Converters, 4-wire Inverter

1 Introdução

1.1 Motivação

Atualmente, os combustíveis fósseis ainda são predominantes para a produção de energia elétrica no mundo. Sendo que, nas duas maiores economias do mundo, China e EUA, o carvão, que é uma das fontes mais poluentes, é responsável pela geração de mais de 65% da energia elétrica consumida ([1], [2]). Assim, acordos internacionais, como por exemplo o Protocolo de Kyoto, tem o objetivo de forçar os países a tornar a matriz de energia elétrica mais limpa [3].

As fontes renováveis de energia, tais como a solar, a eólica, a biomassa e a hídrica, são vistas como alternativas aos combustíveis fósseis. Nos últimos anos, houve grande investimento para o desenvolvimento dessas fontes, principalmente, das fontes de energia solar e eólica. A Alemanha, a China e os EUA se destacam como maiores produtores de energia elétrica a partir de fontes renováveis [4].

O Brasil é reconhecidamente um país com a matriz de energia elétrica limpa visto que a capacidade de geração das usinas hidrelétricas (UHEs) corresponde a aproximadamente 62% da capacidade total instalada no país [5]. No entanto, muitos ambientalistas criticam as UHEs visto que, muitas vezes, são necessárias obras de engenharia imensas, provocando o desalojamento de populações ribeirinhas e o desmatamento de uma grande região, causando prejuízos à fauna e à flora local [6]. A energia eólica e a energia solar surgem como alternativas para atender a demanda crescente do país. A capacidade instalada da geração eólica cresceu bastante nos últimos anos, sendo que atualmente corresponde a aproximadamente 4% da capacidade total instalada no país. No entanto, a energia solar ainda não está sendo aproveitada adequadamente [5].

A maior presença das fontes alternativas de energia é uma das principais razões para o aumento do interesse pela geração distribuída (GD), promovendo a expansão desse tipo de geração e de pesquisas que envolvem esse tema [7]. A eletrônica de potência é a área de estudo que permite a conexão de geradores eólicos e painéis fotovoltaicos à rede elétrica e, logo, é conhecimento técnico importante para a utilização da GD. Ela tem evoluído bastante devido, principalmente, a dois fatores. O primeiro fator é o desenvolvimento de chaves semicondutoras que são capazes de chavear em altas velocidades e de suportar altas correntes. O segundo é o surgimento de processadores que têm a capacidade de executar algoritmos complexos em tempo real. Esses fatores levaram ao desenvolvimento de conversores de frequência efetivos para conexão à rede e a um custo que permitem a utilização em larga escala [8].

Em parques eólicos, são utilizados geradores de indução a velocidade variável acoplados às turbinas eólicas. Na saída desses geradores, há uma tensão de frequência variável e, conseqüentemente, o gerador não pode ser conectado diretamente à rede elétrica. Para conectá-los à rede, há a combinação de um conversor CA-CC, um conversor CC-CA e avançados sistemas de controle. Assim como os

geradores eólicos, os painéis fotovoltaicos não podem ser conectados diretamente à rede elétrica. Eles geram tensão em corrente contínua, assim, há a necessidade de um conversor CC-CA para conectá-los à rede [8].

O acionamento de conversores de frequência é realizado principalmente através de técnicas de modulação por largura de pulso, mais conhecidas como PWM. Há diferentes técnicas para geração do PWM, alguns exemplos são a modulação senoidal e a modulação vetorial espacial (SVM). De acordo com [9], a modulação vetorial permite o uso mais eficiente das tensão CC de entrada, uma saída senoidal trifásica com menor distorção harmônica total (THD) e com maior fator de potência e menos perdas devido ao chaveamento em altas frequências.

1.2 Objetivos

Dentro do contexto apresentado anteriormente, o objetivo principal deste projeto de conclusão de curso é analisar e implementar a Modulação Vetorial Espacial (SVM) para o acionamento de três tipos de conversores CC-CA trifásicos de dois níveis: com três braços e três fios, com três braços e quatro fios e com quatro braços e quatro fios. O desenvolvimento dos algoritmos de modulação será baseado na literatura técnica. Os algoritmos desenvolvidos serão analisados utilizando o *software* de simulação PSIM.

1.3 Organização do documento

Esta monografia está organizada como segue:

- No Capítulo 2, há uma revisão bibliográfica sobre os inversores de frequência. Dentre os aspectos mais importantes estão as estratégias de controle dos inversores tanto em malha aberta quanto em malha fechada; o dispositivo semicondutor mais utilizado em inversores, que é o IGBT; as topologias de inversores presentes na literatura técnica e os filtros passivos que são empregados na saída dos inversores para reduzir a injeção de harmônicos na rede.
- No Capítulo 3, apresenta-se a metodologia utilizada para a aplicação da modulação vetorial espacial em cada um dos três tipos de conversores CC-CA estudados.
- No Capítulo 4, há a descrição de como foi realizada a simulação dos circuitos no *software* PSIM. Além disso, há a análise dos resultados das simulações e a comparação entre os diferentes métodos descritos no Capítulo 3.
- Finalmente, as principais conclusões obtidas deste trabalho são apresentadas no Capítulo 5.

2 Conversores CC-CA

Os conversores CC-CA, mais conhecidos como inversores de frequência, são dispositivos que geram tensões alternadas monofásicas ou polifásicas a partir de uma fonte de tensão contínua. Uma aplicação muito comum dos inversores monofásicos são os no-breaks, conhecidos também como UPS (*uninterruptible power supply*), muito utilizados em computadores e outras cargas críticas. Os inversores polifásicos mais comuns são os inversores trifásicos [10]. Eles são utilizados para o acionamento de motores elétricos trifásicos e como interface entre a rede elétrica e as mais variadas fontes de energia.

2.1. IGBT

Atualmente, os IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistors*), cujo símbolo é mostrado na **Figura 1**, são as chaves semicondutoras mais utilizadas em inversores de frequência. Isso acontece porque esses dispositivos tem alta impedância de entrada e operam em alta velocidade, que são características típicas de um MOSFET, além de terem uma pequena queda de tensão em saturação, característica típica de transistores bipolares [10].

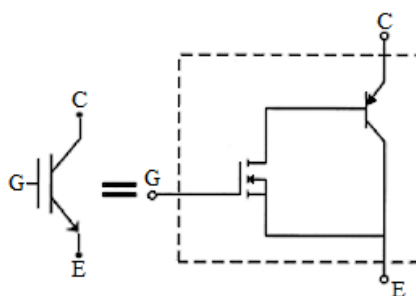


Figura 1 Símbolo esquemático e circuito equivalente do IGBT [10]

Esse dispositivo funciona como uma chave fechada entre coletor (C) e emissor (E) quando é aplicada uma tensão positiva entre o *gate* (G) e o emissor. Nesse caso, é dito que o IGBT está ligado. Essa chave é aberta quando a tensão entre *gate* e emissor se torna próxima a zero. Nesse caso, é dito que o IGBT está desligado. A corrente flui somente do coletor para o emissor.

Os IGBTs podem suportar tensões de até 6500 V e correntes de até 1200 A [11]. Para valores de tensão acima do especificado e de potência acima de alguns megawatts, podem ser utilizados tiristores como chaves semicondutoras. No entanto, pode ser controlado somente o ligamento dos tiristores. O tiristor só é desligado quando a corrente se aproxima de zero. Outras aplicações que possuem níveis de potência menores e necessitam de alta eficiência e altas frequências de chaveamento geralmente utilizam MOSFETs [10].

Considerando o modelo ideal, não há perda de potência na chave visto que a corrente é zero quando a chave está aberta e a tensão é zero quando a chave está fechada. Na realidade, há dois mecanismos que causam perdas: perdas em estado ativado e perdas por chaveamento. As perdas em

estado ativado são decorrentes do fato de que a tensão na chave fechada não é zero, tipicamente há tensões de 1 a 2 V para IGBTs. Para MOSFETs de potência, esse valor pode ser abaixo de 0,5 V. As perdas por chaveamento são a segunda maior fonte de perdas e ocorrem porque, durante o ligamento e o desligamento da chave semicondutora, uma corrente flui enquanto há tensão nos terminais do dispositivo. As perdas por chaveamento são influenciadas pelo tempo das transições (na ordem de nanosegundos) e pela frequência de chaveamento. A frequência de chaveamento máxima depende da corrente de carga e, geralmente, assume valores na ordem de kilohertz. À medida que a frequência de chaveamento aumenta, as perdas também aumentam [10] [11].

2.2 Inversor monofásico

A **Figura 2** mostra a topologia básica de um inversor em ponte completa, cuja entrada é uma fonte de tensão CC e a saída é monofásica. Esse circuito é comumente chamado de ponte H. O inversor possui quatro IGBTs, dois em cada perna. Cada IGBT tem um diodo em antiparalelo, conhecido como diodo de roda livre. Esses diodos produzem um caminho alternativo para a corrente da carga após o desligamento dos IGBTs. Por exemplo, se o IGBT₁ for desligado, a corrente da carga passará pelo diodo na parte inferior da perna esquerda [10].

O controle do inversor é realizado alterando o tempo de ligamento dos dispositivos semicondutores da ponte H. Deve ser atendida a condição de nunca ligar os dispositivos presentes na mesma perna ao mesmo tempo, para evitar o curto-circuito da fonte CC. Os drivers modernos não permitem esse curto-circuito mesmo que a lógica do controlador esteja errada. Como os dispositivos semicondutores, mais especificamente os IGBTs, levam um certo tempo para pararem de conduzir, os *drivers* adicionam um atraso entre o desligamento e o ligamento dos IGBTs da mesma perna, tipicamente um atraso de 500 a 1000 ns. A tensão média no ponto médio de cada perna do inversor é dada pela tensão da fonte CC multiplicada pelo ciclo de trabalho do IGBT localizado na parte superior [10].

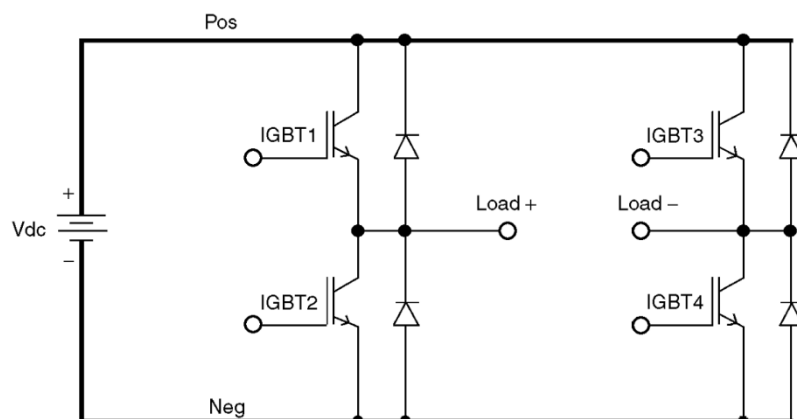


Figura 2 Circuito esquemático de um inversor monofásico em ponte completa [10]

2.3 Inversores trifásicos

Os conversores CC-CA trifásicos transformam tensão contínua em tensão alternada trifásica através do chaveamento de IGBTs. Na **Figura 3**, apresenta-se a topologia mais comumente utilizada nos atuais drivers de motores e interfaces entre rede elétrica e plantas geradoras de energia, que é um inversor trifásico de dois níveis com três braços. A estratégia de controle pode ser similar à que é implementada em inversores monofásicos, no entanto, deve haver defasagem de 120° entre os 3 sinais de referência que são utilizados para a modulação do inversor. Devido a essa defasagem, os harmônicos múltiplos de três do sinal de referência são eliminados da tensão de linha da saída [10].

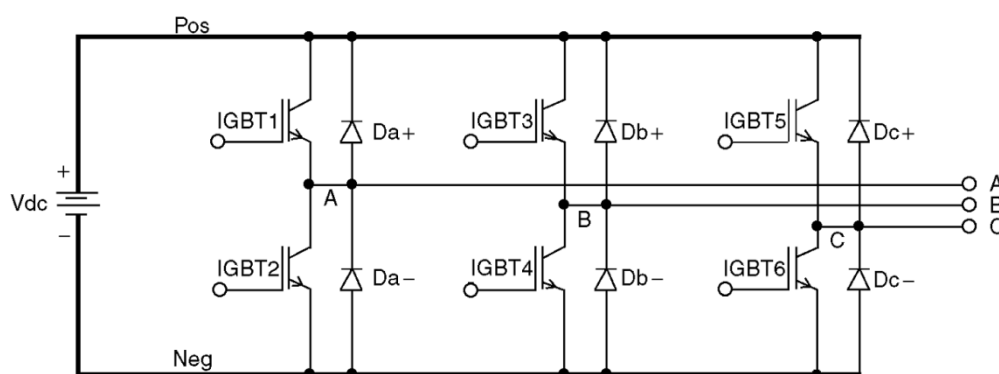


Figura 3 Circuito esquemático de um inversor trifásico de 2 níveis com três braços [10]

Na **Figura 4**, há um inversor trifásico em série com um retificador síncrono controlado. Essa topologia pode ser utilizada para conectar geradores eólicos ao sistema elétrico. O retificador controlado é necessário visto que os geradores eólicos possuem velocidade variável [10].

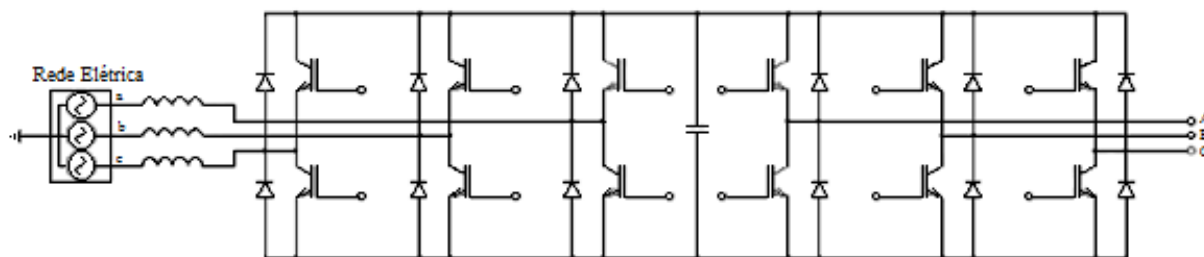


Figura 4 Circuito esquemático de um inversor trifásico em série com um retificador controlado [10]

A **Figura 5** mostra o circuito esquemático de um inversor trifásico de 4 pernas e 4 fios. Essa topologia permite ter o controle da corrente de neutro mesmo se há cargas desbalanceadas ou não lineares na rede. Dessa forma, ela mantém uma tensão senoidal na saída mesmo em condições incomuns e transientes [12].

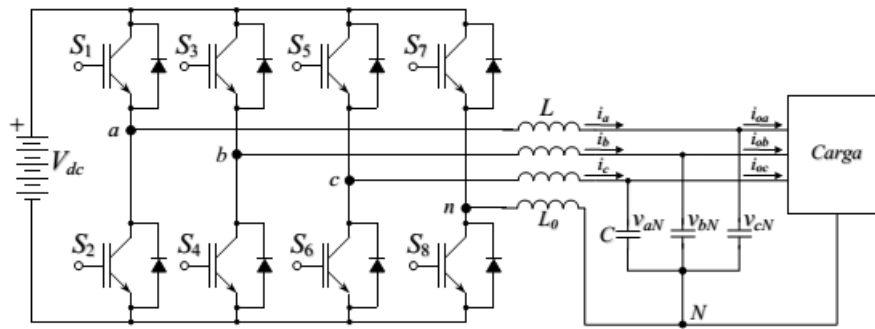


Figura 5 Circuito esquemático de um inversor trifásico com 4 pernas a 4 fios [13]

2.4 Inversores multiníveis

Os inversores multiníveis possuem topologias mais complexas, no entanto, possuem melhor desempenho. Aplicações recentes de inversores multiníveis são em máquinas de indução, retificadores ativos, filtros, interfaces com fontes renováveis de energia, *FACTS* e compensadores estáticos. Eles estão sendo cada vez mais utilizados em aplicações de média e alta potência devido a muitas vantagens, dentre elas, poucas perdas por chaveamento, tensões e corrente de saída com baixo conteúdo harmônico e com baixa interferência eletromagnética. Nessas topologias, à medida que o número de níveis aumenta, a taxa de distorção harmônica (THD) também diminui, no entanto, o número de dispositivos aumenta, aumentando também a complexidade das estratégias de modulação e o custo do sistema [14] [15].

As topologias mais comuns de inversores multiníveis são:

- Inversores multiníveis com diodos de grampeamento (NPC - *Neutral Point Clamped*) - Um exemplo dessa topologia é mostrado na **Figura 6(a)**, o terceiro nível é adicionado utilizando o ponto neutro da linha CC e dois diodos de grampeamento.
- Inversores multiníveis com capacitores flutuantes (FCC - *Flying Capacitor Converter*) - Essa topologia (**Figura 6(b)**) utiliza capacitores, ao invés de diodos, para gerar tensões multiníveis na saída.
- Inversores multiníveis com módulos H-bridge em cascata (CHC - *Cascaded H-bridge Converter*) - Essa topologia (**Figura 6(c)**) utiliza módulos de pontes H em série para gerar a tensão desejada a partir de diferentes fontes CC.

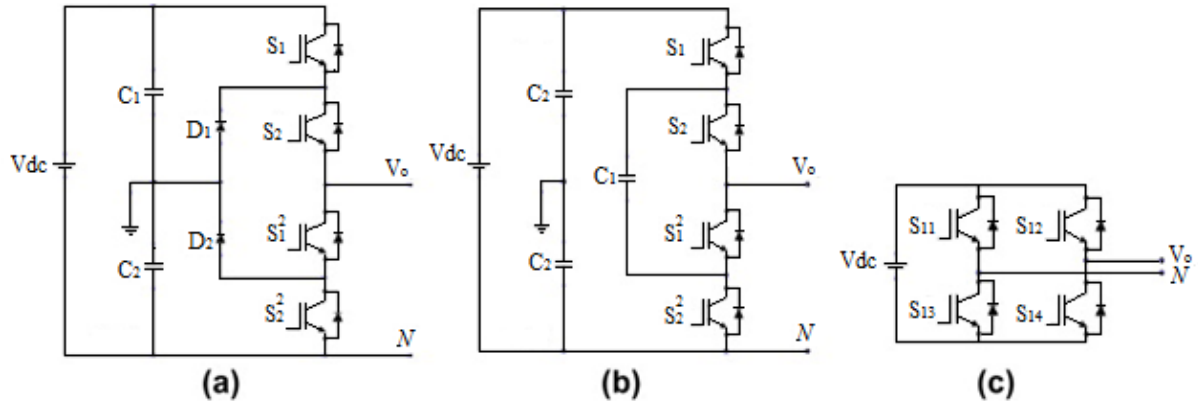


Figura 6 Topologias mais comuns de inversores multiníveis: (a) NPC; (b) FCC e (c) CHC [14]

Os inversores multiníveis híbridos assimétricos são constituídos pela combinação das topologias NPC e FCC para substituir a ponte H como módulo básico do inversor CHC. Assim, permitem a diminuição do número de fontes CC se comparados aos inversores CHC e a redução da taxa de distorção harmônica (THD) da tensão de saída sem a necessidade de aumentar o número de dispositivos [14].

2.4.1 Inversor multinível com diodos de grampeamento (NPC)

O conceito de inversor multinível utilizando diodos de grampeamento foi introduzido em 1980, com a proposta de um inversor de três níveis, que foi posteriormente denominado de inversor com ponto neutro grampeado (NPC). Essa topologia apresenta uma saída com menor conteúdo harmônico e dá a possibilidade da utilização de dispositivos semicondutores com menor limite de tensão se comparado com dispositivos utilizados nas topologias dois níveis [13].

Considerando um inversor NPC de m níveis, o cálculo do número de diodos de roda livre (d), de diodos de grampeamento (j) e de capacitores do barramento CC (c) é realizado segundo as equações (1), (2) e (3) [14].

$$c = m - 1 \quad (1)$$

$$d = 6 \cdot (m - 1) \quad (2)$$

$$j = 3 \cdot (m - 1) \cdot (m - 2) \quad (3)$$

Como pode ser notado, o número de dispositivos semicondutores, principalmente de diodos de grampeamento, se torna muito elevado à medida que o número de níveis aumenta.

A **Figura 7** mostra a topologia de um inversor trifásico NPC de 5 níveis. Nesse exemplo, os diodos grampeadores devem suportar um tensão reversa de no máximo $3V_{dc}/4$. Os cinco possíveis níveis da tensão de fase (V_{an}) e os respectivos estados de comutação do inversor são apresentados na **Tabela 1**.

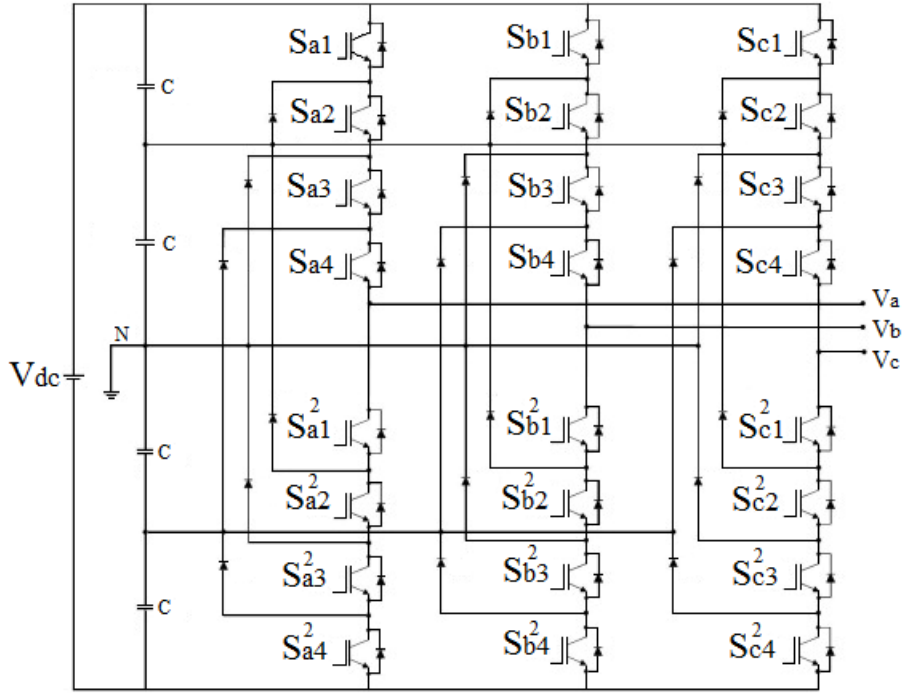


Figura 7 Inversor trifásico NPC de 5 níveis [14]

Tabela 1 Possíveis estados de comutação de um inversor NPC de 5 níveis em uma das fases [14]

V_{an}	S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}	S_{a4}	S_{a1}^2	S_{a2}^2	S_{a3}^2	S_{a4}^2
$V_{dc}/2$	1	1	1	1	0	0	0	0
$V_{dc}/4$	0	1	1	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	0
$-V_{dc}/4$	0	0	0	1	1	1	1	0
$-V_{dc}/2$	0	0	0	0	1	1	1	1

2.4.2 Inversor multinível com capacitores flutuantes (FCC)

O inversor FCC foi introduzido em 1992 como uma alternativa ao inversor NPC. A estrutura da topologia é similar à do FCC, no entanto, ao invés de diodos, são utilizados capacitores para grampear a tensão [15].

Considerando um inversor FCC de m níveis, o cálculo do número de capacitores de grampeamento (g) é realizado segundo a equação (4). O número de diodos de roda livre e de capacitores no barramento CC são calculados da mesma forma que em inversores NPC [14].

$$g = 1,5 \cdot (m - 1) \cdot (m - 2) \quad (4)$$

Na **Figura 8**, há um inversor trifásico FCC de 5 níveis. Os capacitores C_1 , C_2 e C_3 devem ser carregados, respectivamente, com uma tensão inicial de $V_{dc}/4$, $V_{dc}/2$ e $3V_{dc}/4$. Essa carga inicial assegura o funcionamento adequado do inversor, permitindo-o gerar os diferentes níveis de tensão [14].

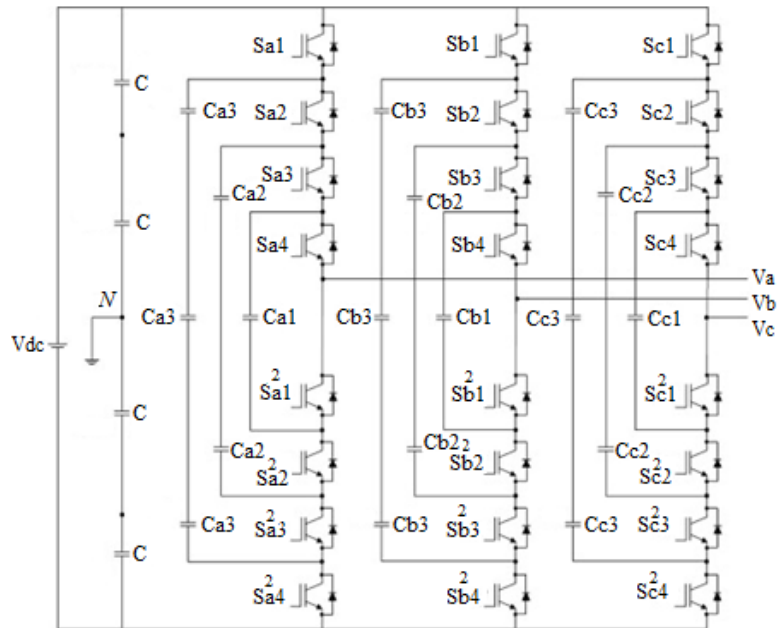


Figura 8 Inversor trifásico FCC de 5 níveis [14]

Ao contrário do inversor NPC, o inversor FCC possui estados redundantes, ou seja, tem níveis de tensão que estão relacionados a mais de um estado de comutação. A redundância permite ao controle selecionar a ordem de carga e descarga dos capacitores constituindo algoritmos de modulação adequados [14].

As mais importantes vantagens do inversor FCC são: a capacidade de controlar o fluxo de potências ativa e reativa através dos estados redundantes e a atuação como filtro, reduzindo a demanda por filtros na saída. Entretanto, para níveis m maiores, o controle de carga e descarga dos capacitores se torna difícil e o inversor aumentará em tamanho devido ao grande número de capacitores [14].

2.4.3 Inversor multinível com módulos H-bridge em cascata (CHC)

A utilização de módulos monofásicos (inversores H-bridge) em série para criar ondas de tensão multiníveis foi apresentada pela primeira vez em 1975 [15]. O inversor CHC é o que necessita de menos dispositivos de potência entre as topologias de inversores multiníveis FCC e NPC, visto que não precisa de capacitores e nem diodos de grampeamento. Ele é baseado na conexão em cascata de pontes H com fontes CC que devem estar isoladas umas das outras. Devido a essa característica, podem-se utilizar células a combustível e módulos fotovoltaicos para atingir altos níveis de tensão [14].

Considerando um inversor CHC trifásico com n módulos associados em série, o cálculo do número de níveis (m) é realizado segundo a equação (4). A tensão de saída do inversor é dada pela soma das saídas em cada um dos módulos.

$$m = 2 \cdot n + 1 \quad (4)$$

Na **Figura 9**, é apresentado um inversor CHC trifásico de 5 níveis. De acordo com a combinação das chaves S_{A1} , S_{A1}^1 , S_{A2} , S_{A2}^1 , S_{A3} , S_{A3}^1 , S_{A4} e S_{A4}^1 , podem ser obtidos os cinco níveis de tensão ($2V_{dc}$, V_{dc} , 0 , $-V_{dc}$, $-2V_{dc}$) em V_{an} . Por exemplo, assumindo o cenário em que as chaves S_{A3} , S_{A4}^1 , S_{A1} e S_{A2}^1 estão ligadas: o neutro estará conectado ao terminal negativo da fonte CC, o terminal positivo da fonte CC estará conectado ao terminal negativo da fonte da segunda ponte H e a saída V_A estará conectada ao terminal positivo da fonte. Assim, a tensão de saída V_{an} será igual a $2V_{dc}$.

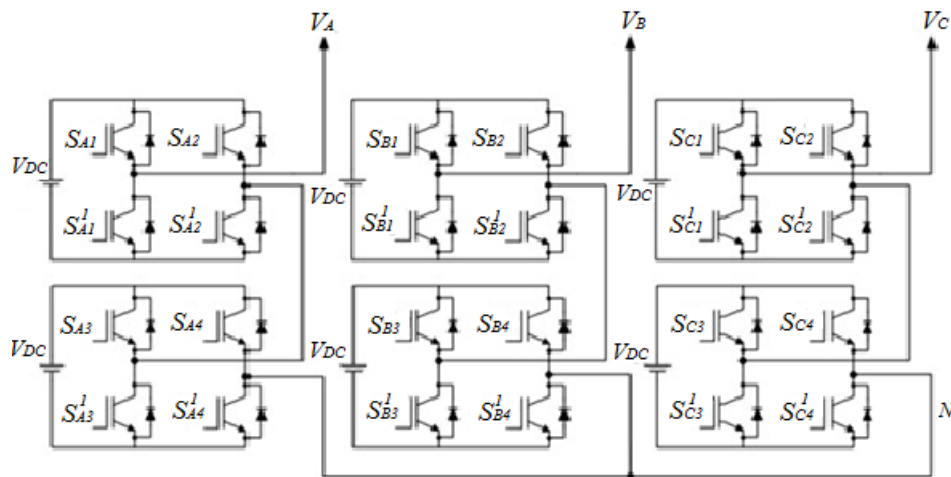


Figura 9 Topologia do inversor CHC trifásico de 5 níveis [14]

2.4.4 Inversor multinível híbrido assimétrico (AHC)

O inversor multinível híbrido assimétrico gera ondas de tensão com conteúdo harmônico reduzido. Essa característica é obtida utilizando fontes de tensão diferentes nos diferentes módulos. Assim, há mais níveis de tensão na onda de saída, tudo isso sem a necessidade de acrescentar dispositivos semicondutores e fontes CC [14].

As topologias mais utilizadas são apresentadas na **Figura 10**, no entanto, apenas uma fase desses inversores é representada. A topologia híbrida com o inversor NPC (**Figura 10(a)**) é simples de ser implementado, no entanto, exige filtros LC grandes para acionamento de motores. A topologia híbrida com inversores FCC (**Figura 10(b)**) evita a utilização de grandes filtros passa-baixas na saída do inversor. O inversor híbrido CHC (**Figura 10(c)**) provoca menor THD na tensão de saída e tem menor custo [14].

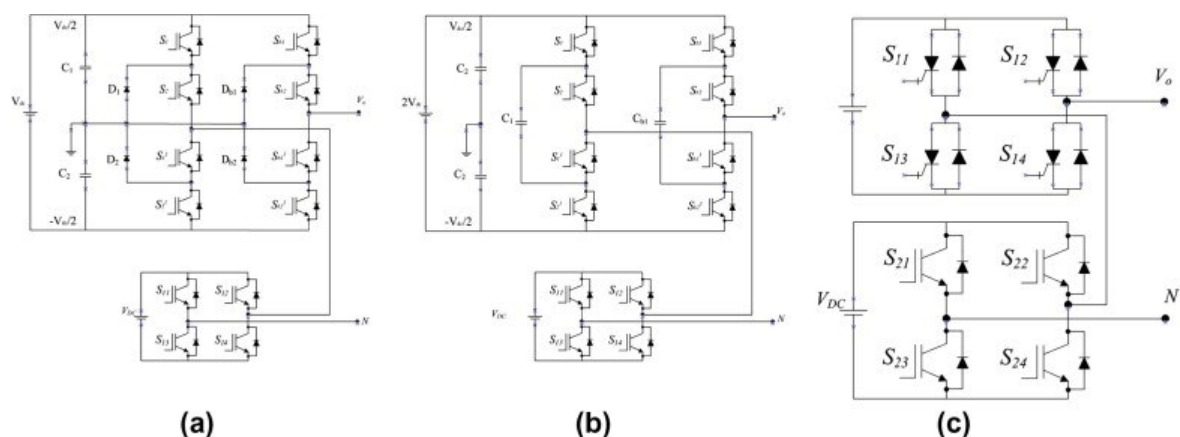


Figura 10 Circuito esquemático de apenas uma fase dos inversores multiníveis trifásicos: (a) NPC e CHC em cascata, (b) FCC e CHC em cascata e (c) CHC híbrido em cascata [14]

2.5 Esquemas de controle de inversores

A modulação de inversores de frequência é principalmente baseada em técnicas que utilizam PWM. Essas estratégias de modulação são importantes para melhorar a eficiência do inversor, reduzindo as perdas por chaveamento e a taxa de distorção harmônica. Há uma grande variedade de esquemas de controle. Para definir qual é o esquema de controle mais adaptado à aplicação, deve-se levar em conta o tipo de máquina, o nível de potência e os tipos de semicondutores utilizados. Além da performance na aplicação desejada, o custo para implementação do sistema também é um parâmetro importante [16].

Na literatura técnica, são apresentados sistemas de controle em malha aberta e em malha fechada. Os sistemas em malha aberta são mais simples, no entanto, os inversores com controle de corrente em malha fechada são mais utilizados nas aplicações da indústria devido às seguintes vantagens [17]:

- Controle da corrente de pico em dispositivos semicondutores;
- Evita-se o problema de sobrecarga;
- Boa dinâmica;
- Baixo *ripple* na corrente de saída;
- Maior robustez - compensação dos efeitos decorrentes de mudanças da carga.

2.5.1 Requisitos básicos

A principal função do sistema de controle do inversor baseado em corrente é forçar o vetor de corrente da carga trifásica a seguir uma onda de corrente de referência. Para atender essa função, há os seguintes requisitos [17]:

- Erro mínimo na fase e na amplitude em um amplo domínio de frequências;

- Resposta rápida para atender a dinâmica do sistema;
- Frequência de chaveamento constante ou limitada para garantir operação segura das chaves semicondutoras;
- Baixa distorção harmônica;
- Boa utilização da tensão do barramento CC.

2.5.2 Critérios de performance

A utilização de dispositivos semicondutores é adequada para controlar o fluxo de potência em máquinas e no sistema elétrico visto que harmônicos de ordem maior são suprimidos pela característica indutiva dos enrolamentos das máquinas, pela inércia do sistema mecânico e por filtros passa-baixas. As distorções remanescentes definem os critérios de performance de inversores que serão detalhados a seguir de acordo com [16].

2.5.2.1. Harmônicos da corrente

As correntes harmônicas determinam as perdas no enrolamento da máquina, que constitui a maioria das perdas das máquinas. O valor rms das correntes harmônicas é calculado segundo a equação (5), sendo T o período da fundamental.

$$I_{h\,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_t^{t+T} [i(t) - i_1(t)]^2 dt} \quad (5)$$

Essa corrente dependerá da performance da modulação e da impedância interna da máquina. Para eliminar a influência das características da máquina, utiliza-se o fator de distorção (d) calculado segundo a equação (6).

$$d = \frac{I_{h\,rms}}{I_{h\,rms\,six\,step}} \quad (6)$$

Sendo $I_{h\,rms\,six\,step}$ o valor RMS das correntes harmônicas na mesma máquina quando é utilizada a modulação *six step*. A modulação *six step* é a estratégia de modulação mais simples e está descrita em [10].

2.5.2.2 Espectro Harmônico

O espectro harmônico mostra as contribuições de cada uma das componentes de frequência individualmente. Obtém-se o espectro de corrente discreto $h_i(k \cdot f_1)$ a partir de (7) somente em caso de PWM sincronizado, ou seja, quando a frequência de chaveamento (f_s) é um múltiplo inteiro da frequência fundamental f_1 ($f_s = N f_1$), sendo k a ordem do harmônico e N o número de períodos da onda portadora em um período da onda de saída.

$$h_i(k \cdot f_1) = \frac{I_{h\ rms}(k \cdot f_1)}{I_{h\ rms\ six\ step}} \quad (7)$$

No caso de PWM não sincronizado, há o espectro de densidade de amplitude dos harmônicos $h_d(f)$, que é uma função contínua. O fator de distorção pode ser calculado a partir do espectro discreto de corrente e a partir do espectro de densidade de amplitude utilizando (8).

$$d = \sqrt{\sum_{k \neq 1} h_i^2(k f_1)} = \sqrt{\int_{0, f \neq f_1}^{\infty} h_d^2(f)} \quad (8)$$

A qualidade de sistemas de controle PWM pode ser medida pelo produto entre as amplitudes espectrais e a frequência de chaveamento do inversor. Esse valor pode ser usado para comparar esquemas de controle PWM com diferentes frequências de chaveamento para $N \geq 15$, visto que essa relação é não-linear para N pequeno.

2.5.2.3 Harmônicos do torque

O *ripple* do torque produzido por uma dada sequência de comutação pode ser calculado através da equação (10).

$$\Delta T = \frac{(T_{max} - T_{med})}{T_{nom}} \quad (9)$$

Sendo T_{max} o torque máximo na máquina, T_{med} o torque médio e T_{nom} o torque nominal.

Oscilações no torque podem ser geradas por correntes harmônicas, no entanto, não há uma relação evidente entre ambos. Baixo *ripple* no torque podem vir acompanhado de alto fator de distorção e vice versa.

2.5.2.4 Frequência de chaveamento

Um importante parâmetro é a frequência de chaveamento f_s . A distorção harmônica devido às correntes harmônicas é reduzida com o aumento dessa frequência. No entanto, a frequência de comutação não pode ser deliberadamente aumentada devido aos seguintes motivos:

- As perdas por chaveamento crescem proporcionalmente à frequência de comutação (conforme mostrado em Anexo);
- Dispositivos semicondutores de alta potência possuem baixos limites para f_s ;

2.5.2.5 Regra de consistência de polaridade

A tensão de saída deve sempre assumir a mesma polaridade da tensão de referência. Essa regra é uma forma de identificar esquemas de controle PWM mal projetados.

2.5.2.6 Performance dinâmica

Na malha fechada de controle de corrente, o tempo de resposta determina a performance dinâmica do sistema. Essa performance é influenciada pela frequência de chaveamento, pela estratégia de modulação utilizada e pela frequência de corte do controlador implementado. Além disso, em alguns esquemas de controle, há necessidade de adicionar filtros nos sinais realimentados, o que pode tornar o sistema mais lento. A maneira que é feito o controle (malha aberta ou fechada) tem influência direta sobre o tempo de resposta.

2.5.2.7 Distorção harmônica total (THD)

A THD é uma medida muito utilizada para analisar a qualidade da energia elétrica em sistemas elétricos. O cálculo da THD da tensão é realizado como em (10), sendo que V_1 é a componente fundamental da tensão e V_i são os harmônicos da tensão. Segundo a ANEEL, os valores de THD devem assumir valores menores que 10% para tensões menores que 1 kV [18].

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{i \neq 1} V_i^2}}{V_1} \quad (10)$$

$$THD \% = \frac{\sqrt{\sum_{i \neq 1} V_i^2}}{V_1} \times 100$$

2.5.3 Técnicas de Modulação

2.5.3.1 PWM baseado em onda portadora (*Carrier-based PWM*) [19]

A estratégia de modulação baseada em onda portadora é o método mais empregado atualmente. Ela possui uma onda portadora e uma onda moduladora, como mostrado na **Figura 11**. A onda portadora é geralmente uma onda triangular com frequência f_s muito maior do que a frequência da onda moduladora f_{mod} . O PWM é gerado através da comparação entre essas duas ondas. Em um período da onda portadora, o braço do inversor assume dois estados de comutação de polaridade oposta, assim, o espectro harmônico possui amplitude notável ao redor de f_s e em frequências múltiplas inteiras de f_s . [16].

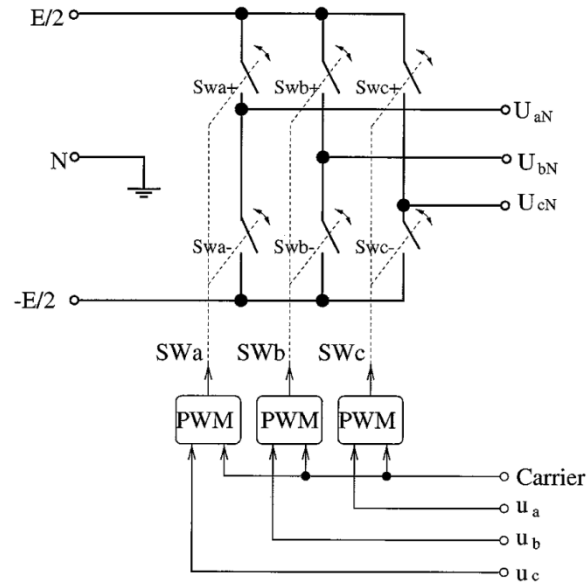


Figura 11 Esquema de funcionamento de PWM baseado em onda portadora [16]

A operação do PWM pode ser dividida em dois modos [19]:

- 1) Modo linear - o pico do sinal de modulação é menor do que o pico da onda portadora.
- 2) Modo não linear - o pico do sinal de modulação é maior do que o pico da onda portadora.
O THD da onda de saída é maior.

Baseando-se na **Figura 12**, em operação linear, a amplitude normalizada do sinal de modulação (u_k) no k -ésimo intervalo de amostragem é calculada segundo a equação (11). A partir de (11), conclui-se que $|u_k|$ é sempre menor ou igual a 1. Além disso, a relação (12) entre o intervalo de tempo em que o nível do sinal é positivo (t_{k+}), o intervalo de tempo em que o nível é negativo (t_{k-}) e o período da forma de onda (T_s) deve ser considerada [19].

$$u_k = \frac{(t_{k+} - t_{k-})}{T_s} \quad (11)$$

$$T_s = t_{k+} + t_{k-} \quad (12)$$

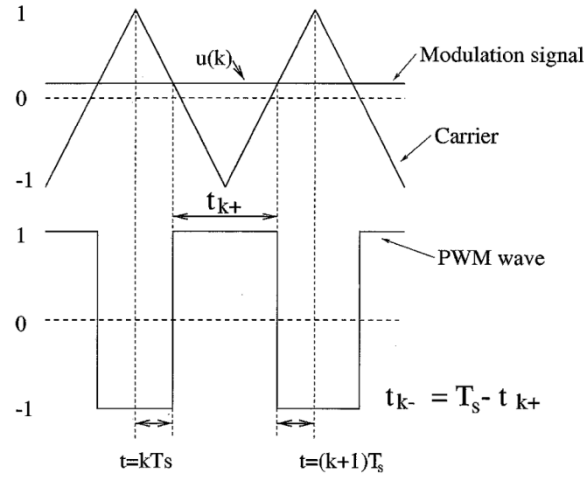


Figura 12 Esquema de geração do PWM [19]

Nesta seção, será considerada a modulação senoidal. Em operação linear, a tensão de fase da saída do inversor $U_{iN}(t)$ ($i = a, b, c$) será como mostrada em (13) se os harmônicos de alta ordem são desprezados [19].

$$U_{iN}(t) = \frac{E}{2} u_i(t) \quad (13)$$

Sendo que N é o neutro do barramento CC e E é a tensão no barramento CC.

Em caso de sobremodulação, ou seja, quando $|u_k| > 1$, o inversor não está mais na região linear e, assim, (11) e (13) não são mais satisfeitas.

Uma representação universal dos sinais de modulação $u_i(t)$ é apresentada em (14).

$$u_i(t) = u_i^*(t) + e_i(t) \quad (14)$$

Sendo que $e_i(t)$ são os harmônicos e $u_i^*(t)$ são as componentes fundamentais dos sinais de modulação como mostrados em (15) [19].

$$\begin{aligned} u_a^*(t) &= m \cdot \sin \omega t \\ u_b^*(t) &= m \cdot \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \\ u_c^*(t) &= m \cdot \sin \left(\omega t + \frac{4\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (15)$$

Sendo que m é o índice de modulação.

Considerando a região linear de operação do inversor, a partir das equações (13) e (15), temos a tensão de fase na saída dos inversores em (16) [19].

$$U_{aN}(t) = \frac{E}{2} [m \cdot \sin \omega t + e_i(t)] \quad (16)$$

$$U_{bN}(t) = \frac{E}{2} \left[m \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) + e_i(t) \right]$$

$$U_{cN}(t) = \frac{E}{2} \left[m \cdot \sin\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) + e_i(t) \right]$$

As tensões de linha na saída do inversor são apresentadas na equação (17).

$$\begin{aligned} U_{ab}(t) &= U_{aN}(t) - U_{bN}(t) = \frac{\sqrt{3}E}{2} \left(m \cdot \sin\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \\ U_{bc}(t) &= \frac{\sqrt{3}E}{2} \left(m \cdot \sin\omega t + \frac{5\pi}{6} \right) \\ U_{ca}(t) &= \frac{\sqrt{3}E}{2} \left(m \cdot \sin\omega t + \frac{3\pi}{2} \right) \end{aligned} \quad (17)$$

O valor máximo para o índice de modulação é $m_{max} = 1$, vide equações (15) e (16), assim, o valor de pico da tensão de linha é $\frac{\sqrt{3}E}{2}$. Os harmônicos $e_i(t)$ não estão presentes na tensão entre fases, assim, $e_i(t)$ é comumente chamado de sinal de sequência zero. Esses harmônicos podem ser calculado como na equação (18). Se o sinal de modulação é uma onda senoidal, $e_i(t)$ será sempre igual a zero [19].

$$e_i(t) = \frac{1}{3} (u_a(t) + u_b(t) + u_c(t)) \quad (18)$$

Para estratégias de modulação que não utilizam uma onda senoidal como moduladora, $e_i(t)$ será diferente de zero. Pode-se escolher um sinal de modulação adequado de tal forma que a área de operação linear seja estendida e, assim, tem um maior aproveitamento da tensão do barramento CC [19].

Em relação à característica de chaveamento, estratégias de modulação por largura de pulso podem ser divididas em contínuas (CPWM) ou descontínuas (DPWM). Para esquemas de CPWM, $e_i(t)$ é contínuo e temos a seguinte relação: $-1 - u_{min}^*(t) < e_i(t) < 1 - u_{max}^*(t)$. Sendo $u_{min}^*(t) = \min(u_a^*(t), u_b^*(t), u_c^*(t))$ e $u_{max}^*(t) = \max(u_a^*(t), u_b^*(t), u_c^*(t))$. Assim, teremos $m_{max} \leq 2/\sqrt{3}$. Para esquemas de DPWM, o componente de sequência zero terá os seguintes valores: $e_i(t) = -1 - u_{min}^*(t)$ ou $e_i(t) = 1 - u_{max}^*(t)$. DPWMs podem reduzir as perdas por chaveamento devido à redução no número de transições entre estados de comutação [19] [20].

2.5.3.1.1 Modulação Vetorial Espacial (*Space Vector Modulation*)

A modulação Vetorial Espacial (SVM) é um exemplo de estratégia de modulação que faz uso de $e_i(t)$ adequado para melhora de performance. Com o desenvolvimento dos microprocessadores, o SVM se tornou uma das mais importantes estratégias de modulação para inversores trifásicos. Esse método pode ser facilmente implementado de forma digital e possui uma ampla região linear de operação, assim, podendo apresentar tensões de saída maiores [20].

Neste trabalho, será realizada a implementação dessa metodologia para o controle de inversores de frequência trifásicos conectados à rede. Mais detalhes sobre essa técnica de modulação serão apresentados no Capítulo 3.

2.5.3.1.2 Modulação por portadora sincronizada

A modulação por portadora sincronizada tem a frequência da onda portadora f_s múltipla inteira da frequência do sinal de modulação f_{mod} . Se f_s não é múltiplo inteiro de f_{mod} , a tensão de saída possui transformada de Fourier contínua, contendo inclusive frequências menores do que f_s . Esses sub-harmônicos produzem maiores perdas e geram harmônicos de baixa frequência no torque de motores. Os efeitos dos sub-harmônicos vão se tornando desprezíveis à medida que a relação $\frac{f_{mod}}{f_s}$ tem valor menor [16].

2.5.4 Controle em malha fechada

2.5.4.1 Controle linear

O regulador linear de corrente é apresentado na **Figura 13**. A diferença entre as correntes de referência das fases ($i_{a,b,c}^*$) e as correntes medidas na saída do inversor ($i_{a,b,c}$) passam por três controladores PI independentes. A saída do controlador PI é o sinal de modulação a ser comparado com a onda portadora para gerar o PWM. Esse esquema de controle é derivado da modulação baseada em onda portadora, no entanto, a corrente de saída é realimentada e, logo, influencia o tempo de chaveamento [16] [21].

O termo integral do controlador PI minimiza o erro em baixa frequência. Enquanto que o termo proporcional e a localização do zero do controlador estão relacionados à quantidade de *ripple* na tensão de saída. A curva do erro nunca deve exceder o pico máximo da onda portadora visto que o inversor operará na região não-linear caso isso ocorra. A performance do regulador é satisfatória somente se os harmônicos notáveis da corrente de referência e da tensão na carga estiverem limitadas a 1/9 da frequência da onda portadora triangular [21].

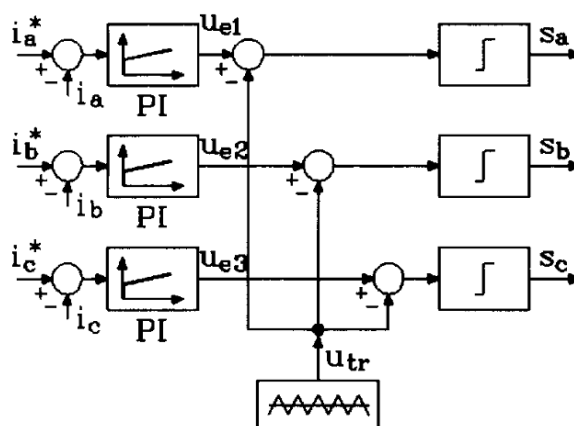


Figura 13 Regulador linear de corrente [21]

O regulador linear de corrente a referencial rotativo, mostrado na **Figura 14**, é uma versão modificada do regulador linear de corrente bastante adequada para os casos em que formas de onda senoidais de corrente e de tensão devem ser geradas. Aplica-se a transformação d-q no sinal de erro para que as componentes fundamentais se tornem tensões CC. O controlador PI reduz o erro em regime permanente a zero. A resposta se mantém limitada mesmo em caso de transientes e formas de onda distorcidas. Uma vantagem adicional desse regulador é que ele assegura uma correta relação entre a fase da corrente de carga e da referência devido à sua sensibilidade à componente fundamental. Essa característica é muito importante para aplicações de interface com a rede elétrica e com motores [21].

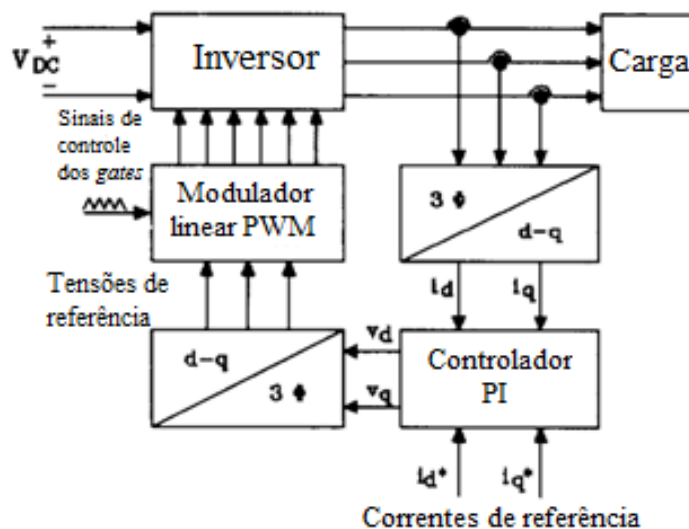


Figura 14 Regulador linear de corrente a referencial rotativo [21]

2.5.4.2 Controle por histerese

O controle de corrente por histerese (**Figura 15**) é um sistema realimentado não linear que detecta o erro de corrente e produz diretamente o comando de controle para os dispositivos semicondutores caso o erro seja maior do que um valor pré-determinado (banda de histerese). Esse tipo de esquema de controle tem as seguintes desvantagens [17]:

- A frequência de chaveamento depende largamente dos parâmetros da carga e da banda de histerese;
- A proteção é difícil devido à operação aleatória do inversor.

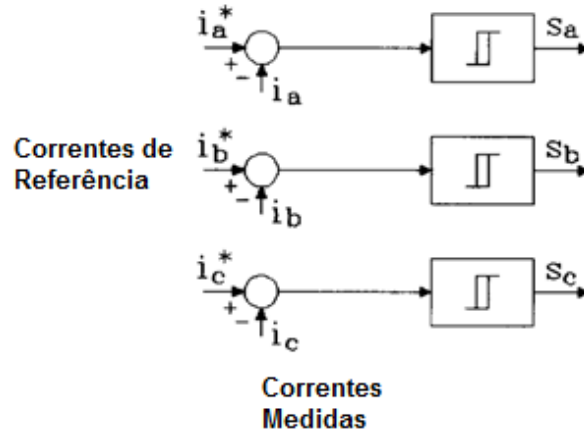


Figura 15 Esquema básico de controle por histerese [21]

No entanto, as vantagens desse método, que são simplicidade, robustez e tempo de resposta somente limitado pela velocidade de chaveamento e pela constante de tempo da carga, tornam esse método ainda atrativo para pesquisas e algumas aplicações [21]. Controladores por histerese devem operar a altas frequências de chaveamento para compensar os efeitos não-lineares da modulação e sua aplicação é restrita a níveis baixos de potência [16].

2.5.4.3 Controle preditivo

O controle de corrente preditivo, mostrado na **Figura 16**, é uma técnica que prevê, no início de cada período de modulação, a evolução do erro de corrente a partir do erro atual, dos parâmetros da carga e de outras variáveis da carga. A vantagem dessa técnica é que, tendo o regulador mais informação do que somente o sinal de erro, uma resposta mais rápida e mais precisa pode ser obtida. No entanto, detectando o erro somente em intervalos fixos e com a execução de cálculos complexos de predição, são introduzidos atrasos e imprecisões que limitam o desempenho e a velocidade [21].

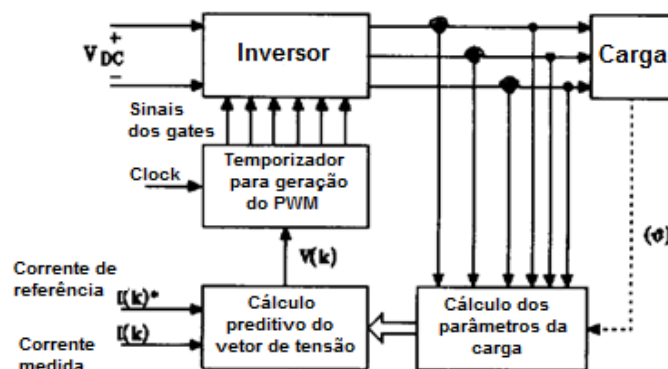


Figura 16 Esquema de controle de corrente preditivo [21]

Reguladores preditivos são apropriados para a implementação digital visto que a aquisição de informação é feita em intervalos discretos e os cálculos necessários podem ser muito complexos. Em algumas aplicações, informações sobre o sistema permite simplificar o processo de predição, tornando os reguladores mais simples. A geração de correntes trifásicas senoidais simétricas é um exemplo de cenário que pode ser simplificado [21].

2.5.4.4 Modulação delta

A estrutura básica do regulador de corrente com modulação delta é mostrada na **Figura 17**. A modulação delta é simples e independente dos parâmetros da carga. Parece similar ao regulador por histerese, no entanto, a operação é diferente. Somente a polaridade do erro é levada em conta pelo comparador. A saída do comparador é amostrada a uma frequência fixa através do bloco S/H (*Sample and Hold*), que mantém os sinais de saída (s_a , s_b e s_c) constantes durante um intervalo de tempo. Uma desvantagem desse método é a quantidade de sub-harmônicos que são gerados. Para obter resultados similares a técnicas de PWM, a modulação delta deve operar a uma frequência aproximadamente dez vezes maior do que a frequência do modulador PWM [21].

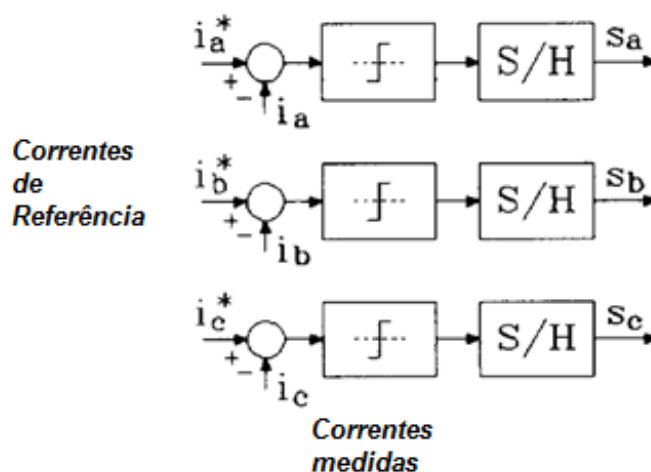


Figura 17 Regulador de corrente com modulação delta [21]

A modulação sigma-delta (SDM), mostrada na **Figura 18**, é uma adaptação da modulação delta. A adição de um controlador PI reduz o erro em regime permanente e faz com que o estado atual seja dependente do estado anterior no sistema. O SDM adaptou processos que utilizam conversores A/D e D/A para a eletrônica de potência, principalmente devido ao grande desenvolvimento tecnológico de dispositivos semicondutores. A saída do modulador, que varia entre $+V_o$ e $-V_o$ a cada período T_s , é comparada com a amplitude de referência. O resultado da comparação (e) é integrado, gerando E , e o quantificador determina o sinal de E . O sinal positivo identifica a saída $+V_o$ e o sinal negativo $-V_o$ [14].

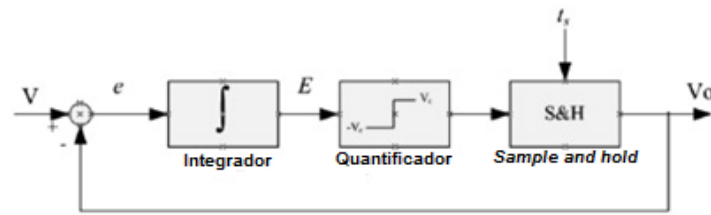


Figura 18 Modulação Sigma-Delta [14]

2.5.4.5 Redes neurais e Lógica Fuzzy

Para implementar reguladores preditivos, é necessário ter conhecimento dos parâmetros da carga. Isso pode ser evitado utilizando uma nova classe de reguladores baseados em lógica fuzzy e redes neurais [17].

A robustez, a velocidade de operação, independência dos parâmetros da carga e habilidade de aprendizagem são as principais vantagens de reguladores baseados em redes neurais. No entanto, geralmente, por causa da não linearidade do sistema, leva-se muito tempo para o treinamento da rede neural [17].

O controle fuzzy tem diversas vantagens: não é necessário modelar o sistema a ser controlado e pode ser aplicado a sistemas altamente não-lineares. No entanto, experiências de especialistas podem ser necessárias. Uma aplicação da lógica fuzzy em reguladores de corrente lineares é descrita em [22]. Os resultados são notáveis, especialmente se o controle fuzzy inclui outras variáveis do sistema, tal como fluxo e torques em acionamento de motores [22].

2.6 Filtros Passivos

A necessidade de inversores em sistemas de geração distribuída (GD) e em redes isoladas tem mostrado a importância de estudo de técnicas que reduzam a distorção harmônica e melhorem a qualidade da energia enviada à rede. Um filtro bem projetado pode atenuar impactos decorrentes da frequência de chaveamento, no entanto, pode influenciar o sistema de controle e modificar a impedância vista pela rede [23].

Os filtros passivos são usualmente usados para reduzir harmônicos de tensão e distorção harmônica da corrente. Esses filtros também tem impactos nos harmônicos gerados por cargas não lineares. Outras técnicas para o controle de harmônicos são: compensação de fluxo magnético, injeção de correntes harmônicas, filtros ativos em série e em paralelo e compensadores estáticos de VAR [23].

Os harmônicos de corrente injetados na rede podem ser classificados como: harmônicos de baixa frequência, harmônicos da frequência de chaveamento e harmônicos de alta frequência. Caso esses harmônicos sejam injetados na rede, podem causar defeitos aos equipamentos conectados no mesmo barramento. Os inversores conectados à rede devem incorporar filtros para atender as normas das concessionárias [23].

As três principais topologias de filtros passivos utilizados são: o filtro L, o filtro LC e o filtro LCL.

2.6.1 Filtro L

O filtro L é um filtro de primeira ordem que possui apenas um indutor, como mostrado na **Figura 19(a)**. Esse filtro tem atenuação -20 dB/década no domínio da frequência. Para que esse filtro atenuie suficientemente os harmônicos, a frequência de chaveamento deve ser elevada [23].

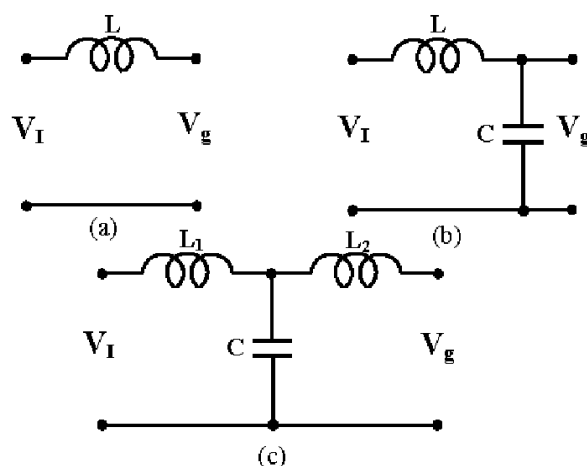


Figura 19 (a) Filtro L; (b) Filtro LC e (c) Filtro LCL [23]

2.6.2 Filtro LC

O filtro LC, como mostrado na **Figura 19(b)**, é um filtro de segunda ordem, assim, tem atenuação de -40 dB/década. Adiciona-se um capacitor para atenuar ainda mais as componentes da frequência de chaveamento. O capacitor shunt deve ser selecionado de tal forma que se tenha baixa reatância na frequência de chaveamento e alta impedância na frequência do barramento. A frequência de ressonância f_0 é calculada como na equação (19).

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (19)$$

O custo desse filtro é evidente maior se comparado com o filtro de primeira ordem principalmente devido à adição do capacitor.

2.6.3 Filtro LCL

O filtro LCL, como mostrado na **Figura 19(c)**, é um filtro de terceira ordem. Ele produz maior atenuação dos harmônicos da frequência de chaveamento do que os filtros L e LC. As principais vantagens do filtro LCL são:

- Baixa distorção da corrente na frequência da rede;
- Menor fluxo de potência reativa;
- Atenuação de -60 dB/década para frequências acima da frequência de ressonância;

- Possibilidade de usar frequências de chaveamento mais baixas.

A frequência de ressonância é dada por (20)

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} \quad (20)$$

Uma desvantagem é que o filtro LCL pode causar distorção da corrente de entrada em regimes permanente e transitório devido à ressonância.

3 Modulação Vetorial Espacial

A Modulação Vetorial Espacial (*Space Vector Modulation* - SVM) que será implementada neste trabalho é baseada na modulação em largura de pulso (PWM) com onda portadora. A modulação vetorial permite reduzir o número de comutações dos interruptores, aumentar o aproveitamento do barramento CC, pode ser facilmente implementada em microprocessadores e injeta menor conteúdo harmônico na rede [13] [24].

Essa técnica pode ser aplicada em inversores, retificadores e filtros ativos. Neste trabalho, aplicaremos os conceitos do SVM em inversores trifásicos de dois níveis com três braços a três fios, com três braços a quatro fios e com quatro braços a quatro fios. Os resultados da aplicação dessa estratégia de modulação serão verificados através de simulações computacionais no Capítulo 4.

Podem ser identificadas cinco etapas comuns aos três tipos de inversores no algoritmo utilizado para a aplicação da modulação vetorial espacial:

- 1) Transformação $\alpha\beta 0$;
- 2) Identificação do setor em que o vetor de referência está inserido no plano $\alpha\beta$. No caso de inversores com quatro braços, deve-se identificar o prisma e o tetraedro onde o vetor de referência está inserido no espaço $\alpha\beta\gamma$;
- 3) Cálculo do intervalo de tempo de aplicação dos vetores adjacentes do setor ou do tetraedro;
- 4) Definição da sequência de comutação;
- 5) Cálculo da razão cíclica de cada braço do inversor.

Deve-se ter um sinal trifásico de referência como entrada do sistema. O sinal de modulação, que é a razão cíclica de cada braço do inversor, é comparado com a onda portadora, geralmente uma onda triangular, para gerar o PWM.

3.1 Inversor com três braços a três fios

O inversor trifásico com três braços a três fios é mostrado na **Figura 20**. Na saída do inversor, há um filtro LC que é essencial para retirar as componentes de alta frequência da saída. Nesse inversor, o neutro está flutuando, ou seja, não há conexão direta do neutro com nenhum ponto do barramento CC.

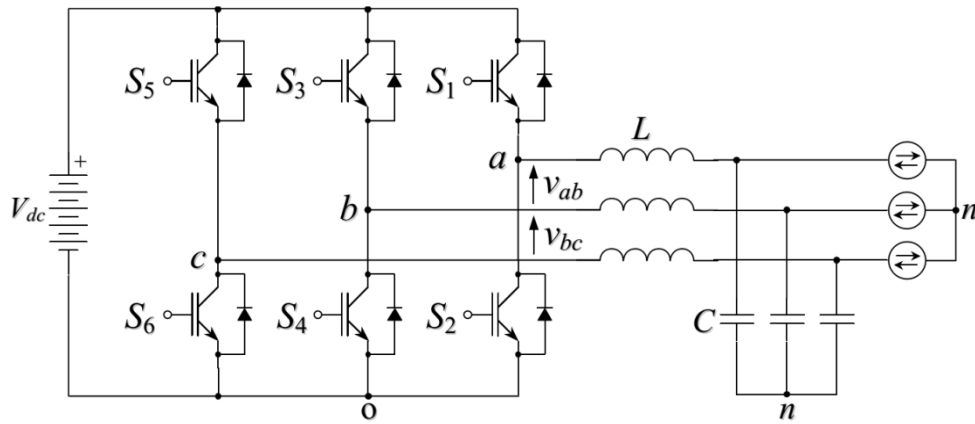


Figura 20 Inversor com 3 braços a 3 fios com filtro LC na saída [13]

Esse inversor possui oito estados de comutação visto que dois dispositivos semicondutores localizados no mesmo braço não podem estar ligados ao mesmo tempo. Esses estados de comutação são mostrados na **Tabela 2**. Cada um deles é representado por um vetor de comutação v_i . As chaves semicondutoras localizadas na parte inferior dos braços (S2, S4 e S6) possui estado oposto ao localizado na parte superior do mesmo braço. As tensões de fase e de linha da tabela estão normalizadas.

Tabela 2 Estados de comutação de um inversor trifásico com três braços a três fios

Vetor	S1	S3	S5	Vao	Vbo	Vco	Vab	Vbc	Vca
v_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
v_1	1	0	0	0	1	0	1	0	-1
v_2	1	1	0	1	1	0	0	1	-1
v_3	0	1	0	0	1	0	-1	1	0
v_4	0	1	1	0	1	1	-1	0	1
v_5	0	0	1	0	0	1	0	-1	1
v_6	1	0	1	1	0	1	1	-1	0
v_7	1	1	1	1	1	1	0	0	0

3.1.1 Transformação $\alpha\beta$

O inversor trifásico com três braços a três fios é adequado apenas para cargas trifásicas balanceadas já que não possui caminho para correntes que passam pelo neutro quando há desequilíbrio entre as fases. Estando a carga balanceada, a tensão e a corrente obedecem a relação mostrada em (21).

$$\begin{aligned}
 v_{an} + v_{bn} + v_{cn} &= 0 \\
 i_a + i_b + i_c &= 0
 \end{aligned}
 \tag{21}$$

A partir das relações mostradas em (21), conclui-se que as tensões trifásicas são linearmente dependentes e, logo, podem ser representadas em apenas duas dimensões. Para fazer uma transformação linear de \mathbb{R}_3 para \mathbb{R}_2 , utiliza-se geralmente a transformação denominada $\alpha\beta$.

Aplicando-se a transformação $\alpha\beta$ [25] mostrada em (22), obtém-se a projeção ortogonal do espaço das tensões $[a \ b \ c]^T$ em um plano perpendicular ao vetor $[1 \ 1 \ 1]^T$ [13]. Essa transformação serve apenas para tensões trifásicas de referência balanceadas.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (22)$$

3.1.2 Plano $\alpha\beta$

Após a aplicação da transformação de $\alpha\beta$, os vetores de comutação têm as coordenadas α e β como na **Tabela 3**. Os vetores nulos são v_0 e v_7 . Com a conexão entre as extremidades dos vetores de comutação não nulos no plano $\alpha\beta$, há a formação de um hexágono. Esse hexágono pode ser visualizado na **Figura 21**.

Tabela 3 Vetores de comutação no plano $\alpha\beta$

Vetor	v_α	v_β
v_0	0	0
v_1	$2/3$	0
v_2	$1/3$	$\sqrt{3}/3$
v_3	$-1/3$	$\sqrt{3}/3$
v_4	$-2/3$	0
v_5	$-1/3$	$-\sqrt{3}/3$
v_6	$1/3$	$-\sqrt{3}/3$
v_7	0	0

Para identificar o setor em que o vetor de referência está inserido, pode-se calcular o argumento do vetor $m\mathbf{v}_{\alpha\beta} = v_\alpha\vec{\alpha} + v_\beta\vec{\beta}$. Onde m é o índice de modulação. O setor será definido de acordo com a regra apresentada em (23).

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 \leq \tan^{-1}\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) < \frac{\pi}{3} \rightarrow \text{Setor 1 (S1)} \\ \frac{\pi}{3} \leq \tan^{-1}\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) < \frac{2\pi}{3} \rightarrow \text{Setor 2 (S2)} \\ \frac{2\pi}{3} \leq \tan^{-1}\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) < \pi \rightarrow \text{Setor 3 (S3)} \\ \pi \leq \tan^{-1}\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) < \frac{4\pi}{3} \rightarrow \text{Setor 4 (S4)} \\ \frac{4\pi}{3} \leq \tan^{-1}\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) < \frac{5\pi}{3} \rightarrow \text{Setor 5 (S5)} \\ \frac{5\pi}{3} \leq \tan^{-1}\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) < 2\pi \rightarrow \text{Setor 6 (S6)} \end{array} \right. \quad (23)$$

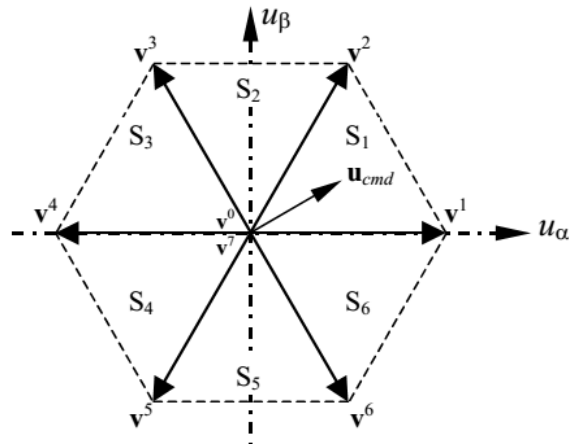


Figura 21 Espaço de tensões de saída no plano para o inversor trifásico com 3 braços a 3 fios

[13]

3.1.3 Cálculo do intervalo de aplicação dos vetores adjacentes

Os únicos vetores não nulos utilizados para sintetizar a saída serão os vetores adjacentes ao vetor de referência $v_{\alpha\beta}$. Por exemplo, se o vetor $v_{\alpha\beta}$ estiver no setor 1, os vetores v_1 e v_2 serão os únicos não nulos utilizados para o cálculo do sinal de modulação. Na **Tabela 4**, apresentam-se os vetores adjacentes para cada um dos setores.

Tabela 4 Vetores adjacentes para cada um dos setores do inversor com três braços a três fios

Setor	Vetores adjacentes	
1	v_1	v_2
2	v_2	v_3
3	v_3	v_4
4	v_4	v_5
5	v_5	v_6
6	v_1	v_6

O intervalo de aplicação dos vetores adjacentes é calculado através da projeção do vetor $v_{\alpha\beta}$ sobre os vetores adjacentes. Em (24), há os detalhes de como se calculam as razões cíclicas dos vetores adjacentes.

$$v_{\alpha\beta}' = m v_{\alpha\beta} = m T_S \cdot \overrightarrow{\alpha\beta} = v_\alpha \vec{\alpha} + v_\beta \vec{\beta} = T_i \cdot v_i + T_j \cdot v_j + T_0 \cdot v_0$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha' \\ v_\beta' \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha^i & v_\alpha^j & v_\alpha^0 \\ v_\beta^i & v_\beta^j & v_\beta^0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_i \\ D_j \\ D_0 \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} D_i \\ D_j \\ D_0 \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$\begin{bmatrix} D_i \\ D_j \\ D_0 \end{bmatrix} = M^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha' \\ v_\beta' \\ 1 \end{bmatrix}$$

Sendo T_S o período da onda portadora; v_α a projeção do vetor $v_{\alpha\beta}'$ no eixo α ; v_β a projeção do vetor $v_{\alpha\beta}'$ no eixo β ; T_i , T_j e T_0 os intervalos de tempo de aplicação dos vetores adjacentes v_i , v_j e v_0 , respectivamente; e D_i , D_j e D_0 as razões cíclicas dos vetores adjacentes. A razão cíclica é calculada dividindo o tempo pelo período T_S . Os termos $\overrightarrow{\alpha\beta}$, $\vec{\alpha}$ e $\vec{\beta}$ representam vetores unitários.

A razão cíclica dos vetores adjacentes para cada um dos setores pode ser calculada de acordo com a **Tabela 5**. Essas relações podem ser obtidas calculando a matriz inversa M^{-1} considerando as informações presentes na **Tabela 3** e na **Tabela 4**.

Tabela 5 Cálculo das razões cíclicas dos vetores adjacentes em cada setor do plano $\alpha\beta$

Setor	D_i	D_j	D_0
1	$D_1 = \sqrt{\frac{3}{2}} v_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} v_\beta$	$D_2 = \sqrt{2} v_\beta$	$-\sqrt{\frac{3}{2}} v_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} v_\beta + 1$
2	$D_2 = \sqrt{\frac{3}{2}} v_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} v_\beta$	$D_3 = -\sqrt{\frac{3}{2}} v_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} v_\beta$	$-\sqrt{\frac{3}{2}} v_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} v_\beta + 1$
3	$D_3 = \sqrt{2} v_\beta$	$D_4 = -\sqrt{\frac{3}{2}} v_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} v_\beta$	$-\sqrt{2} v_\beta + 1$
4	$D_4 = -\sqrt{\frac{3}{2}} v_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} v_\beta$	$D_5 = -\sqrt{2} v_\beta$	$\sqrt{\frac{3}{2}} v_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} v_\beta + 1$
5	$D_5 = -\sqrt{\frac{3}{2}} v_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} v_\beta$	$D_6 = \sqrt{\frac{3}{2}} v_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} v_\beta$	$\sqrt{2} v_\beta + 1$
6	$D_6 = -\sqrt{2} v_\beta$	$D_1 = \sqrt{\frac{3}{2}} v_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} v_\beta$	$-\sqrt{\frac{3}{2}} v_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} v_\beta + 1$

3.1.4 Definição da sequência de comutação

A sequência de comutação define a sequência de vetores de comutação que é aplicada em um período da onda portadora. Na Tabela 6, há dois exemplos de sequência de comutação. Na primeira, que utiliza os dois vetores nulos (v_0 e v_7), há uma baixa THD devido à simetria do padrão PWM gerado. Na segunda, em cada setor, um braço diferente do inversor é mantido sem comutar [13].

Tabela 6 Sequências de comutação para o inversor trifásico com três braços a três fios [13]

Sector	Primeira Sequência	Segunda Sequência
1	$v_0-v_1-v_2-v_7-v_2-v_1-v_0$	$v_0-v_1-v_2-v_1-v_0$
2	$v_0-v_3-v_2-v_7-v_2-v_3-v_0$	$v_0-v_3-v_2-v_3-v_0$
3	$v_0-v_3-v_4-v_7-v_4-v_3-v_0$	$v_0-v_3-v_4-v_3-v_0$
4	$v_0-v_5-v_4-v_7-v_4-v_5-v_0$	$v_0-v_5-v_4-v_5-v_0$
5	$v_0-v_5-v_6-v_7-v_6-v_5-v_0$	$v_0-v_5-v_6-v_5-v_0$
6	$v_0-v_1-v_6-v_7-v_6-v_1-v_0$	$v_0-v_1-v_6-v_1-v_0$

Na **Figura 22** e na **Tabela 7**, apresenta-se a primeira sequência de comutação PWM para o setor 1. É representado um período da onda portadora (T_s). Dentro desse período, há o intervalo de tempo referente ao vetor adjacente v_1 (T_1), o intervalo de tempo referente ao vetor adjacente v_2 (T_2) e o intervalo de tempo referente aos vetores nulos (T_0), sendo que metade de T_0 é preenchido pelo vetor v_0 e a outra metade pelo vetor v_7 . Na **Figura 22**, há os estados de comutação dos braços do inversor durante um período de comutação. Os estados dos braços dos inversores para cada vetor adjacente pode ser obtido através dos valores de S1 (braço A), de S3 (braço B) e de S5 (braço C) presentes na **Tabela 2**.

Tabela 7 Primeira sequência de comutação durante um período T_s para o setor 1

v_0	v_1	v_2	v_7	v_7	v_2	v_1	v_0
$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_1}{2}$	$\frac{T_2}{2}$	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_0}{4}$	$\frac{T_2}{2}$	$\frac{T_1}{2}$	$\frac{T_0}{4}$

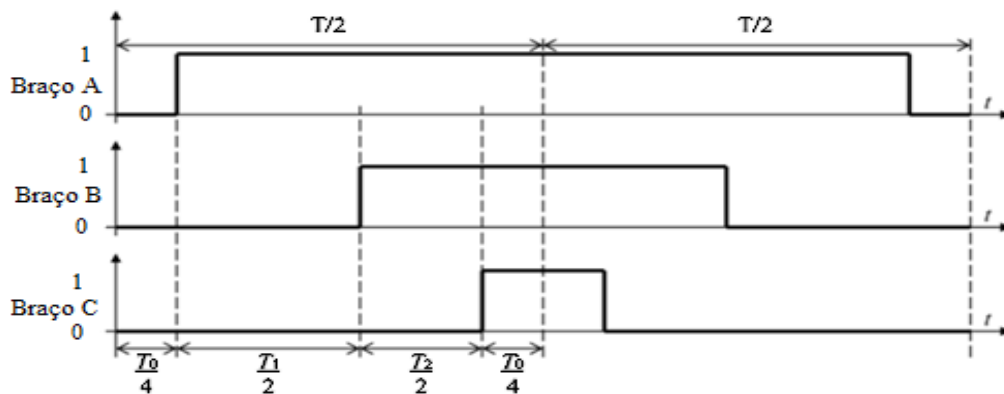


Figura 22 Sequência de comutação simétrica do PWM que utiliza os vetores nulos v_0 e v_7 [26]

A relação entre os intervalos de tempo é mostrada em (25).

$$T_S = T_0 + T_1 + T_2 \quad (25)$$

3.1.5 Cálculo das razões cíclicas

Definida a sequência de comutação, podem-se calcular as razões cíclicas de cada um dos três braços do inversor de frequência. Se a primeira sequência de comutação for escolhida, as razões cíclicas são calculadas de acordo com (26). Caso seja escolhida a segunda sequência de comutação, utiliza-se (27).

$$\begin{bmatrix} D_A \\ D_B \\ D_C \end{bmatrix} = D_i \cdot \mathbf{v}_i + D_j \cdot \mathbf{v}_j + \frac{D_0}{2} \cdot \mathbf{v}_7 \quad (26)$$

$$\begin{bmatrix} D_A \\ D_B \\ D_C \end{bmatrix} = D_i \cdot \mathbf{v}_i + D_j \cdot \mathbf{v}_j \quad (27)$$

Sendo que \mathbf{v}_i e \mathbf{v}_j são a representação tridimensional dos vetores adjacentes. Por exemplo, tendo como referência a segunda, a terceira e a quarta colunas da **Tabela 2**, o cálculo das razões cíclicas para o setor 1 considerando a primeira sequência de comutação é realizado como em (28).

$$\begin{bmatrix} D_A \\ D_B \\ D_C \end{bmatrix} = D_1 \cdot \mathbf{v}_1 + D_2 \cdot \mathbf{v}_2 + \frac{D_0}{2} \cdot \mathbf{v}_7 = D_1 \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + D_2 \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{D_0}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (28)$$

Aplicando os vetores adjacentes em (26), obtêm-se as informações contidas na **Tabela 8**.

Tabela 8 Cálculo das razões cíclicas das fases do inversor para a primeira sequência de comutação

Setor	D_A	D_B	D_C
1	$\frac{D_0}{2} + D_1 + D_2$	$\frac{D_0}{2} + D_2$	$\frac{D_0}{2}$
2	$\frac{D_0}{2} + D_2$	$\frac{D_0}{2} + D_2 + D_3$	$\frac{D_0}{2}$
3	$\frac{D_0}{2}$	$\frac{D_0}{2} + D_3 + D_4$	$\frac{D_0}{2} + D_4$
4	$\frac{D_0}{2}$	$\frac{D_0}{2} + D_4$	$\frac{D_0}{2} + D_4 + D_5$
5	$\frac{D_0}{2} + D_6$	$\frac{D_0}{2}$	$\frac{D_0}{2} + D_5 + D_6$
6	$\frac{D_0}{2} + D_6 + D_1$	$\frac{D_0}{2}$	$\frac{D_0}{2} + D_6$

As razões cíclicas D_A , D_B e D_C são calculadas através das razões cíclicas dos vetores adjacentes. Portanto, esses valores são adequados ao intervalo de amplitude da onda portadora. As razões cíclicas das fases são dependentes do valor do índice de modulação. Para que o inversor opere na região linear, as razões cíclicas devem ter valores entre 0 e 1.

3.2 Inversor com três braços a quatro fios

O inversor trifásico com três braços a quatro fios é mostrado na **Figura 23**. Na saída do inversor, há um filtro LC conectado ao neutro na saída do inversor. No barramento CC, há dois capacitores que são utilizados como divisores de tensão. O ponto médio entre os dois capacitores, de tensão $V_{dc}/2$, é conectado ao neutro da carga.

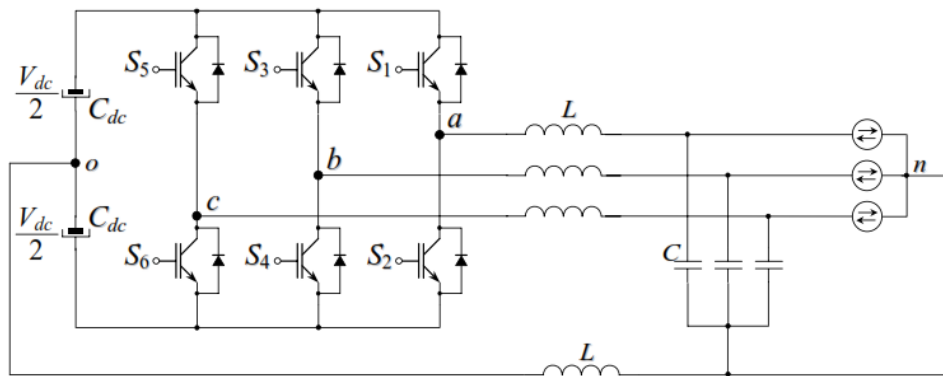


Figura 23 Inversor trifásico com 3 braços a 4 fios com filtro LC na saída [13]

Esse inversor possui oito estados de comutação visto que dois dispositivos semicondutores localizados no mesmo braço não podem estar ligados ao mesmo tempo. Esses estados de comutação são mostrados na **Tabela 9**. Cada um deles é representado por um vetor de comutação v_i . As tensões de fase e de linha foram normalizadas, dividindo-as pela tensão do barramento CC (V_{dc}).

Tabela 9 Estados de comutação de um inversor trifásico com três braços a quatro fios

Vetor	S1	S3	S5	Vao	Vbo	Vco	Vab	Vbc	Vca
v_0	0	0	0	-1/2	-1/2	-1/2	0	0	0
v_1	1	0	0	1/2	-1/2	-1/2	1	0	-1
v_2	1	1	0	1/2	1/2	-1/2	0	1	-1
v_3	0	1	0	-1/2	1/2	-1/2	-1	1	0
v_4	0	1	1	-1/2	1/2	1/2	-1	0	1
v_5	0	0	1	-1/2	-1/2	1/2	0	-1	1
v_6	1	0	1	1/2	-1/2	1/2	1	-1	0
v_7	1	1	1	1/2	1/2	1/2	0	0	0

3.2.1 Transformação $\alpha\beta 0$

O inversor trifásico com três braços a quatro fios é adequado para cargas trifásicas balanceadas e desbalanceadas. Estando a carga desbalanceada, a tensão e a corrente não obedecem mais a relação mostrada em (29). Assim, é necessária a aplicação da transformação $\alpha\beta 0$ em três dimensões de acordo com (30).

$$\begin{aligned} v_{an} + v_{bn} + v_{cn} &= 0 \\ i_a + i_b + i_c &= 0 \end{aligned} \quad (29)$$

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta\gamma} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_\gamma \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (30)$$

3.2.2 Espaço tridimensional $\alpha\beta\gamma$

Após a aplicação da transformação $\alpha\beta 0$, os vetores de comutação têm as coordenadas α , β e γ como na Tabela 10.

Tabela 10 Vetores de comutação no espaço $\alpha\beta\gamma$ do inversor com três braços e quatro fios

Vetor	v_α	v_β	v_γ
v_0	0	0	-1/2
v_1	2/3	0	-1/6
v_2	1/3	$\sqrt{3}/3$	1/6
v_3	-1/3	$\sqrt{3}/3$	-1/6
v_4	-2/3	0	1/6
v_5	-1/3	$-\sqrt{3}/3$	-1/6
v_6	1/3	$-\sqrt{3}/3$	1/6
v_7	0	0	1/2

Para identificar o setor em que o vetor está inserido, pode-se calcular o argumento da projeção do vetor $m\mathbf{v}_{\alpha\beta} = v_\alpha\vec{\alpha} + v_\beta\vec{\beta} + v_\gamma\vec{\gamma}$ sobre o plano $\alpha\beta 0$. Onde m é o índice de modulação. O setor será definido de acordo com a regra apresentada em (31).

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 \leq \tan^{-1}\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) < \frac{\pi}{3} \rightarrow \text{Setor 1} \\ \frac{\pi}{3} \leq \tan^{-1}\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) < \frac{2\pi}{3} \rightarrow \text{Setor 2} \\ \frac{2\pi}{3} \leq \tan^{-1}\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) < \pi \rightarrow \text{Setor 3} \\ \pi \leq \tan^{-1}\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) < \frac{4\pi}{3} \rightarrow \text{Setor 4} \\ \frac{4\pi}{3} \leq \tan^{-1}\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) < \frac{5\pi}{3} \rightarrow \text{Setor 5} \\ \frac{5\pi}{3} \leq \tan^{-1}\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) < 2\pi \rightarrow \text{Setor 6} \end{array} \right. \quad (31)$$

3.2.3 Cálculo do intervalo de aplicação dos vetores adjacentes

Os vetores adjacentes são utilizados para sintetizar o vetor de referência $\mathbf{v}_{\alpha\beta\gamma}$. Por exemplo, se o vetor $\mathbf{v}_{\alpha\beta\gamma}$ estiver no setor 1, os vetores v_1 e v_2 serão os únicos não nulos utilizados para calcular o valor do sinal de modulação. Na **Tabela 11**, apresentam-se os vetores adjacentes não nulos para cada um dos setores.

Tabela 11 Vetores adjacentes para cada um dos setores

Setor	Vetores adjacentes	
1	v_1	v_2
2	v_2	v_3
3	v_3	v_4
4	v_4	v_5
5	v_5	v_6
6	v_1	v_6

O intervalo de aplicação dos vetores adjacentes é a projeção do vetor $\mathbf{v}_{\alpha\beta\gamma}$ sobre os vetores adjacentes. o cálculo das razões cíclicas dos vetores adjacentes é apresentado em (32).

$$\begin{aligned} \mathbf{v}'_{\alpha\beta\gamma} &= m\mathbf{v}_{\alpha\beta\gamma} = mT_S \cdot \overrightarrow{\alpha\beta\gamma} = v_\alpha \vec{\alpha} + v_\beta \vec{\beta} + v_\gamma \vec{\gamma} \\ &= T_i \cdot \mathbf{v}_i + T_j \cdot \mathbf{v}_j + T_0 \cdot \mathbf{v}_0 + T_7 \cdot \mathbf{v}_7 \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} v'_\alpha \\ v'_\beta \\ v'_\gamma \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha^i & v_\alpha^j & v_\alpha^0 & v_\alpha^7 \\ v_\beta^i & v_\beta^j & v_\beta^0 & v_\beta^7 \\ v_\gamma^i & v_\gamma^j & v_\gamma^0 & v_\gamma^7 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_i \\ D_j \\ D_0 \\ D_7 \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} D_i \\ D_j \\ D_0 \\ D_7 \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} D_i \\ D_j \\ D_0 \\ D_7 \end{bmatrix} = M^{-1} \begin{bmatrix} v'_\alpha \\ v'_\beta \\ v'_\gamma \\ 1 \end{bmatrix} \quad (32)$$

Sendo T_S o período da onda portadora; v_α a projeção do vetor $\mathbf{v}'_{\alpha\beta\gamma}$ no eixo α ; v_β a projeção do vetor $\mathbf{v}'_{\alpha\beta\gamma}$ no eixo β ; v_γ a projeção do vetor $\mathbf{v}'_{\alpha\beta\gamma}$ no eixo γ ; T_i, T_j, T_0 e T_7 as projeções do vetor $\mathbf{v}'_{\alpha\beta\gamma}$

sobre os vetores adjacentes $\mathbf{v}_i, \mathbf{v}_j, \mathbf{v}_0$ e \mathbf{v}_7 respectivamente; D_i, D_j, D_0 e D_7 as razões cíclicas dos vetores adjacentes. Os termos $\overrightarrow{\alpha\beta\gamma}, \vec{\alpha}, \vec{\beta}$ e $\vec{\gamma}$ representam vetores unitários.

O intervalo de aplicação dos vetores adjacentes para cada um dos setores pode ser calculado de acordo com a **Tabela 12**. Essas relações podem ser obtidas calculando a matriz inversa M^{-1} considerando as informações presentes na **Tabela 11** e na **Tabela 9**.

Tabela 12 Cálculo das razões cíclicas dos vetores adjacentes em cada setor do espaço $\alpha\beta\gamma$

Setor	D_i	D_j	D_0	D_7
1	$D_1 = \sqrt{\frac{3}{2}}v_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}}v_\beta$	$D_2 = \sqrt{2}v_\beta$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}v_\alpha - \sqrt{\frac{2}{3}}v_\gamma + 0,5$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}v_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}}v_\beta + \sqrt{\frac{2}{3}}v_\gamma + 0,5$
2	$D_2 = \sqrt{\frac{3}{2}}v_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}}v_\beta$	$D_3 = -\sqrt{\frac{3}{2}}v_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}}v_\beta$	$\frac{1}{\sqrt{6}}v_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}}v_\beta - \sqrt{\frac{2}{3}}v_\gamma + 0,5$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}v_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}}v_\beta + \sqrt{\frac{2}{3}}v_\gamma + 0,5$
3	$D_3 = \sqrt{2}v_\beta$	$D_4 = -\sqrt{\frac{3}{2}}v_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}}v_\beta$	$\frac{1}{\sqrt{6}}v_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}}v_\beta - \sqrt{\frac{2}{3}}v_\gamma + 0,5$	$\sqrt{\frac{2}{3}}v_\alpha + \sqrt{\frac{2}{3}}v_\gamma + 0,5$
4	$D_4 = -\sqrt{\frac{3}{2}}v_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}}v_\beta$	$D_5 = -\sqrt{2}v_\beta$	$\frac{1}{\sqrt{6}}v_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}}v_\beta - \sqrt{\frac{2}{3}}v_\gamma + 0,5$	$\sqrt{\frac{2}{3}}v_\alpha + \sqrt{\frac{2}{3}}v_\gamma + 0,5$
5	$D_5 = -\sqrt{\frac{3}{2}}v_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}}v_\beta$	$D_6 = \sqrt{\frac{3}{2}}v_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}}v_\beta$	$\frac{1}{\sqrt{6}}v_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}}v_\beta - \sqrt{\frac{2}{3}}v_\gamma + 0,5$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}v_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}}v_\beta + \sqrt{\frac{2}{3}}v_\gamma + 0,5$
6	$D_6 = -\sqrt{2}v_\beta$	$D_1 = \sqrt{\frac{3}{2}}v_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}}v_\beta$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}v_\alpha - \sqrt{\frac{2}{3}}v_\gamma + 0,5$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}v_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}}v_\beta + \sqrt{\frac{2}{3}}v_\gamma + 0,5$

3.2.4 Definição da sequência de comutação

A sequência de comutação define a sequência de vetores de comutação que é aplicada em um período da onda portadora. Neste projeto, foram implementadas apenas as duas sequências de comutação descritas para o inversor trifásico com três braços e três fios.

Será considerado um exemplo com o vetor $v_{\alpha\beta\gamma}$ localizado no setor 1 e a sequência simétrica de comutação como mostrada na **Tabela 13**. Em um período de comutação, há o intervalo de tempo referente ao vetor adjacente v_1 (T_1), o intervalo de tempo referente ao vetor adjacente v_2 (T_2) e o intervalo de tempo referente aos vetores nulos (T_0 e T_7), sendo que uma metade do tempo total dos vetores nulos é preenchida pelo vetor v_0 e a outra metade pelo vetor v_7 .

Tabela 13 Sequência simétrica de comutação durante um período T_S para o setor 1 de um inversor com três braços e quatro fios

v_0	v_1	v_2	v_7	v_7	v_2	v_1	v_0
$\frac{(T_0 + T_7)}{4}$	$\frac{T_1}{2}$	$\frac{T_2}{2}$	$\frac{(T_0 + T_7)}{4}$	$\frac{(T_0 + T_7)}{4}$	$\frac{T_2}{2}$	$\frac{T_1}{2}$	$\frac{(T_0 + T_7)}{4}$

A relação entre os intervalos de tempo é mostrada em (33).

$$T_S = T_0 + T_7 + T_1 + T_2 \quad (33)$$

3.2.5 Cálculo das razões cíclicas

Definida a sequência de comutação, pode-se calcular o intervalo de tempo de aplicação dos estados de comutação em cada um dos três braços do inversor de frequência de acordo com (34).

$$\begin{bmatrix} T_A \\ T_B \\ T_C \end{bmatrix} = T_i \cdot v_i + T_j \cdot v_j + \frac{(T_0 + T_7)}{2} \cdot v_7 \quad (34)$$

Sendo que v_i e v_j são a representação tridimensional dos vetores adjacentes. Por exemplo, tendo como referência a segunda, a terceira e a quarta colunas da **Tabela 9**, o cálculo das razões cíclicas de cada fase do inversor para o setor 1 é realizado como em (35).

$$\begin{bmatrix} D_A \\ D_B \\ D_C \end{bmatrix} = D_1 \cdot v_1 + D_2 \cdot v_2 + \frac{(D_0 + D_7)}{2} \cdot v_7 = D_1 \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + D_2 \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} + \frac{(D_0 + D_7)}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (35)$$

Aplicando os vetores adjacentes de cada setor em (35), obtém-se o cálculo das razões cíclicas como mostrado na **Tabela 14**.

Tabela 14 Cálculo das razões cíclicas das fases do inversor com três braços e quatro fios considerando a sequência simétrica de comutação

Setor	D_A	D_B	D_C
1	$\frac{(D_0 + D_7)}{2} + D_1 + D_2$	$\frac{(D_0 + D_7)}{2} + D_2$	$\frac{(D_0 + D_7)}{2}$
2	$\frac{(D_0 + D_7)}{2} + T_2$	$\frac{(D_0 + D_7)}{2} + D_2 + D_3$	$\frac{(D_0 + D_7)}{2}$
3	$\frac{(D_0 + D_7)}{2}$	$\frac{(D_0 + D_7)}{2} + D_3 + D_4$	$\frac{(D_0 + D_7)}{2} + D_4$
4	$\frac{(D_0 + D_7)}{2}$	$\frac{(D_0 + D_7)}{2} + D_4$	$\frac{(D_0 + D_7)}{2} + D_4 + D_5$
5	$\frac{(D_0 + D_7)}{2} + D_6$	$\frac{(D_0 + D_7)}{2}$	$\frac{(D_0 + D_7)}{2} + D_5 + D_6$
6	$\frac{(D_0 + D_7)}{2} + D_6 + D_1$	$\frac{(D_0 + D_7)}{2}$	$\frac{(D_0 + D_7)}{2} + D_6$

As razões cíclicas D_A , D_B e D_C são calculadas através das razões cíclicas dos vetores adjacentes. Portanto, esses valores são adequados ao intervalo de amplitude da onda portadora.

3.3 Inversor com quatro braços a quatro fios

O inversor trifásico com quatro braços a quatro fios é mostrado na **Figura 24**. Adicionam-se dois dispositivos semicondutores conectados ao neutro, o que permite ter controle sobre a corrente do neutro em cargas desbalanceadas.

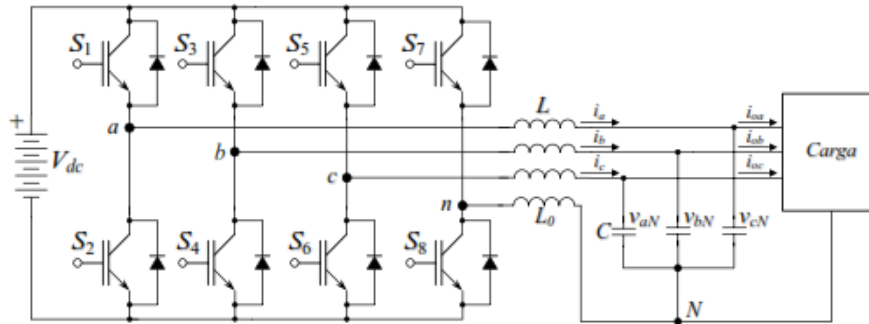


Figura 24 Inversor trifásico com 4 braços a 4 fios com filtro LC na saída [13]

Esse inversor possui dezesseis estados de comutação visto que dois dispositivos semicondutores localizados no mesmo braço não podem estar ligados ao mesmo tempo. Esses estados de comutação são mostrados na **Tabela 15**. Cada um deles é representado por um vetor de comutação v_i . As tensões de fase e de linha estão normalizadas.

Tabela 15 Estados de comutação de um inversor trifásico com quatro braços a quatro fios

Vetor	S1	S3	S5	S7	V _{an}	V _{bn}	V _{cn}	V _{ab}	V _{bc}	V _{ca}
v_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
v_1	0	0	0	1	-1	-1	-1	0	0	0
v_2	0	0	1	0	0	0	1	0	0	-1
v_3	0	0	1	1	-1	-1	0	-1	-1	1
v_4	0	1	0	0	0	1	0	-1	1	0
v_5	0	1	0	1	-1	0	-1	-1	1	0
v_6	0	1	1	0	0	1	1	-1	0	1
v_7	0	1	1	1	-1	0	0	-1	0	1
v_8	1	0	0	0	1	0	0	1	0	-1
v_9	1	0	0	1	0	-1	-1	1	0	-1
v_{10}	1	0	1	0	1	0	1	1	-1	0
v_{11}	1	0	1	1	0	-1	0	1	-1	0
v_{12}	1	1	0	0	1	1	0	0	1	-1
v_{13}	1	1	0	1	0	0	-1	0	1	-1
v_{14}	1	1	1	0	1	1	1	0	0	0
v_{15}	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Para o inversor trifásico com quatro braços a quatro fios, foram implementados dois métodos de modulação vetorial. O primeiro método é similar ao que foi descrito para os inversores com três braços. O método alternativo, chamado de método em coordenadas ABC, é apresentado em [27].

3.3.1 Método Clássico

3.3.1.1 Transformação $\alpha\beta 0$

No inversor trifásico com quatro braços a quatro fios, a equação (36) não é válida, as tensões e correntes trifásicas não são sempre linearmente dependentes. Assim, as tensões devem ser obrigatoriamente representadas em três dimensões.

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$$

$$i_a + i_b + i_c = 0$$
(36)

A aplicação da transformação $\alpha\beta 0$ em três dimensões [25] é apresentada em (37).

$$v_{\alpha\beta\gamma} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_\gamma \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (37)$$

3.3.1.2 Espaço tridimensional $\alpha\beta\gamma$

Após a aplicação da transformação $\alpha\beta\gamma$, os vetores de comutação tem as coordenadas α , β e γ como na **Tabela 16**, sendo que os vetores nulos são v_0 e v_{15} .

Tabela 16 Vetores de comutação no espaço tridimensional $\alpha\beta\gamma$ do inversor com quatro braços a quatro fios

Vetor	v_α	v_β	v_γ
v_0	0	0	0
v_1	0	0	-1
v_2	-1/3	$-\sqrt{3}/3$	1/3
v_3	-1/3	$-\sqrt{3}/3$	-2/3
v_4	-1/3	$\sqrt{3}/3$	1/3
v_5	-1/3	$\sqrt{3}/3$	-2/3
v_6	-2/3	0	2/3
v_7	-2/3	0	-1/3
v_8	2/3	0	1/3
v_9	2/3	0	-2/3
v_{10}	1/3	$-\sqrt{3}/3$	2/3
v_{11}	1/3	$-\sqrt{3}/3$	-1/3
v_{12}	1/3	$\sqrt{3}/3$	2/3
v_{13}	1/3	$\sqrt{3}/3$	1/3
v_{14}	0	0	1
v_{15}	0	0	0

Na **Figura 25**, há os vetores de comutação após transformação $\alpha\beta\gamma$. O prisma hexagonal mostrado contém seis primas triangulares. A tensão V_g é a tensão do barramento CC de entrada do inversor. Os vetores são representados pelos estados de comutação dos braços dos inversores. Por exemplo, o termo pppn representa o vetor $v_{14} = [1 \ 1 \ 1 \ 0]^T$, cujas componentes no espaço $\alpha\beta\gamma$ são apresentadas na **Tabela 16**.

Para identificar o tetraedro em que o vetor está inserido, primeiramente encontra-se o prisma em que o vetor $\mathbf{v}'_{\alpha\beta} = m\mathbf{v}_{\alpha\beta} = v_\alpha\vec{\alpha} + v_\beta\vec{\beta} + v_\gamma\vec{\gamma}$ está inserido, calculando a projeção desse vetor no plano $\alpha\beta$. Onde m é o índice de modulação. O prisma triangular será identificado de acordo com a regra apresentada em (38).

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 \leq \tan^{-1}\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) < \frac{\pi}{3} \rightarrow \text{Prisma 1} \\ \frac{\pi}{3} \leq \tan^{-1}\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) < \frac{2\pi}{3} \rightarrow \text{Prisma 2} \\ \frac{2\pi}{3} \leq \tan^{-1}\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) < \pi \rightarrow \text{Prisma 3} \\ \pi \leq \tan^{-1}\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) < \frac{4\pi}{3} \rightarrow \text{Prisma 4} \\ \frac{4\pi}{3} \leq \tan^{-1}\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) < \frac{5\pi}{3} \rightarrow \text{Prisma 5} \\ \frac{5\pi}{3} \leq \tan^{-1}\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right) < 2\pi \rightarrow \text{Prisma 6} \end{array} \right. \quad (38)$$

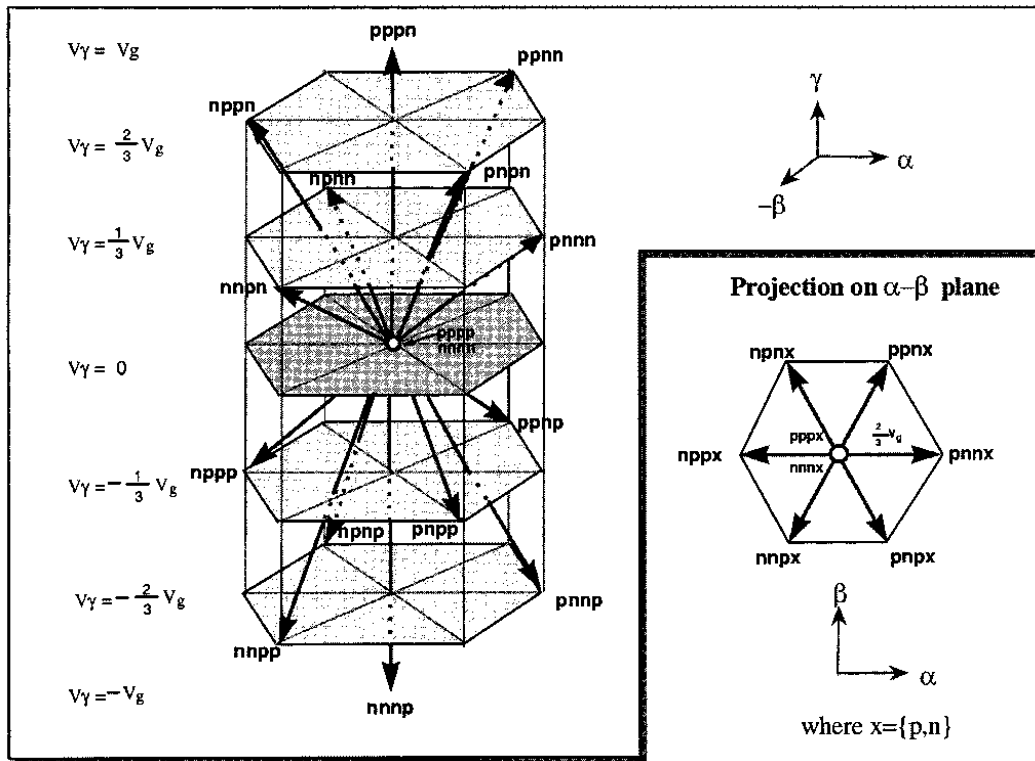


Figura 25 Vetores de comutação em coordenadas $\alpha\beta\gamma$ do inversor com 4 braços a 4 fios [24]

O tetraedro de um prisma específico pode ser identificado de acordo com a polaridade das tensões de referência em coordenadas (a, b, c) . Na **Tabela 17**, há as regras para identificação do tetraedro em cada prisma. O sinal positivo indica que a tensão é maior ou igual a zero no tetraedro correspondente. O sinal negativo indica que a tensão é menor ou igual a zero.

Tabela 17 Regras de identificação do tetraedro nos seis prismas

Prisma/Tetraedro	1	2	3	4
1	$v_a(+), v_b(-), v_c(-)$	$v_a(+), v_b(+), v_c(-)$	$v_a(+), v_b(+), v_c(+)$	$v_a(-), v_b(-), v_c(-)$
2	$v_a(+), v_b(+), v_c(-)$	$v_a(-), v_b(+), v_c(-)$	$v_a(+), v_b(+), v_c(+)$	$v_a(-), v_b(-), v_c(-)$
3	$v_a(-), v_b(+), v_c(-)$	$v_a(-), v_b(+), v_c(+)$	$v_a(+), v_b(+), v_c(+)$	$v_a(-), v_b(-), v_c(-)$
4	$v_a(-), v_b(+), v_c(+)$	$v_a(-), v_b(-), v_c(+)$	$v_a(+), v_b(+), v_c(+)$	$v_a(-), v_b(-), v_c(-)$
5	$v_a(-), v_b(-), v_c(+)$	$v_a(+), v_b(-), v_c(+)$	$v_a(+), v_b(+), v_c(+)$	$v_a(-), v_b(-), v_c(-)$
6	$v_a(+), v_b(-), v_c(+)$	$v_a(+), v_b(-), v_c(-)$	$v_a(+), v_b(+), v_c(+)$	$v_a(-), v_b(-), v_c(-)$

3.3.1.3 Cálculo do intervalo de aplicação dos vetores adjacentes

Os únicos vetores não nulos utilizados para sintetizar a saída serão os vetores adjacentes ao vetor de referência $v_{\alpha\beta\gamma}$. Por exemplo, se o vetor $v_{\alpha\beta\gamma}$ estiver no prisma 1 e tetraedro 1, os vetores v_8 , v_9 e v_{13} serão os únicos não nulos utilizados para calcular o valor do sinal de modulação. Na Tabela 18, apresentam-se os vetores adjacentes para cada um dos tetraedros.

Tabela 18 Vetores adjacentes para cada um dos tetraedros

Prisma/Tetraedro	1	2	3	4
1	(v_8, v_9, v_{13})	(v_8, v_{12}, v_{13})	(v_8, v_{12}, v_{14})	(v_9, v_{13}, v_1)
2	(v_{12}, v_{13}, v_4)	(v_{13}, v_4, v_5)	(v_{12}, v_4, v_{14})	(v_{13}, v_5, v_1)
3	(v_4, v_5, v_7)	(v_4, v_6, v_7)	(v_4, v_6, v_{14})	(v_5, v_7, v_1)
4	(v_6, v_7, v_2)	(v_7, v_2, v_3)	(v_6, v_2, v_{14})	(v_7, v_3, v_1)
5	(v_2, v_3, v_{11})	(v_2, v_{10}, v_{11})	(v_2, v_{10}, v_{14})	(v_3, v_{11}, v_1)
6	(v_{10}, v_{11}, v_8)	(v_{11}, v_8, v_9)	(v_{10}, v_8, v_{14})	(v_{11}, v_9, v_1)

O intervalo de aplicação dos vetores adjacentes é a projeção do vetor de referência $v_{\alpha\beta\gamma}$ sobre os vetores adjacentes. O cálculo das razões cíclicas dos vetores adjacentes é apresentado em (39).

$$v'_{\alpha\beta\gamma} = m v_{\alpha\beta\gamma} = m T_S \cdot \overrightarrow{\alpha\beta\gamma} = v_\alpha \vec{\alpha} + v_\beta \vec{\beta} + v_\gamma \vec{\gamma}$$

$$v'_{\alpha\beta\gamma} = T_i \cdot v_i + T_j \cdot v_j + T_k \cdot v_k + T_0 \cdot v_0 + T_7 \cdot v_7$$

$$\begin{bmatrix} v'_\alpha \\ v'_\beta \\ v'_\gamma \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha^i & v_\alpha^j & v_\alpha^k & v_\alpha^0 \\ v_\beta^i & v_\beta^j & v_\beta^k & v_\beta^0 \\ v_\gamma^i & v_\gamma^j & v_\gamma^k & v_\gamma^0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_i \\ D_j \\ D_k \\ D_0 \end{bmatrix} = \mathbf{M} \begin{bmatrix} D_i \\ D_j \\ D_k \\ D_0 \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} D_i \\ D_j \\ D_k \\ D_0 \end{bmatrix} = \mathbf{M}^{-1} \begin{bmatrix} v'_\alpha \\ v'_\beta \\ v'_\gamma \\ 1 \end{bmatrix} \quad (39)$$

Sendo T_S o período da onda portadora; v_α a projeção do vetor $v_{\alpha\beta\gamma}$ no eixo α ; v_β a projeção do vetor $v_{\alpha\beta\gamma}$ no eixo β ; v_γ a projeção do vetor $v_{\alpha\beta\gamma}$ no eixo γ ; T_i , T_j e T_k as projeções do vetor $v_{\alpha\beta\gamma}$

sobre os vetores adjacentes \mathbf{v}_i , \mathbf{v}_j e \mathbf{v}_k respectivamente; D_i , D_j e D_k as razões cíclicas dos vetores adjacentes. Os termos $\overrightarrow{\alpha\beta\gamma}$, $\vec{\alpha}$, $\vec{\beta}$ e $\vec{\gamma}$ representam vetores unitários.

O intervalo de aplicação dos vetores adjacentes não nulos para cada um dos setores pode ser calculado de acordo com as matrizes apresentadas na **Tabela 19**. Essas matrizes são obtidas considerando apenas as três primeiras linhas e colunas da matriz \mathbf{M} , que será nomeada como matriz $\mathbf{M}_{3 \times 3}$. A inversa da matriz $\mathbf{M}_{3 \times 3}$ é utilizada em (40) para o cálculo das razões cíclicas dos vetores adjacentes. Utilizando a equação (40), não é obtida a razão cíclica referente aos vetores nulos. Logo, se a primeira sequência de comutação for a escolhida, deve-se utilizar a matriz \mathbf{M} de ordem 4×4 .

$$\begin{bmatrix} D_i \\ D_j \\ D_k \end{bmatrix} = \mathbf{M}_{3 \times 3}^{-1} \begin{bmatrix} v'_\alpha \\ v'_\beta \\ v'_\gamma \end{bmatrix} \quad (40)$$

Tabela 19 Matrizes de cálculo do intervalo de aplicação dos vetores adjacentes não nulos em cada tetraedro no espaço $\alpha\beta\gamma$ [24]

Prisma/Tetraedro	1	2	3	4
1	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \sqrt{3} & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \sqrt{3} & 0 \\ -1 & 0 & -1 \end{bmatrix}$
2	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ -\frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -1 & 0 & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \end{bmatrix}$
3	$\begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ -\frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3} & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -1 & 0 & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3} & 0 \\ -\frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & \sqrt{3} & 0 \\ -\frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \end{bmatrix}$
4	$\begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -1 & 0 & -1 \\ 0 & -\sqrt{3} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\sqrt{3} & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\sqrt{3} & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \end{bmatrix}$
5	$\begin{bmatrix} \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -1 & 0 & -1 \\ \frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ \frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ \frac{3}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \end{bmatrix}$
6	$\begin{bmatrix} \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ \frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & -\sqrt{3} & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & -\sqrt{3} & 0 \\ \frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & -\sqrt{3} & 0 \\ \frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -1 & 0 & -1 \end{bmatrix}$

3.3.1.4 Definição da sequência de comutação

A sequência de comutação define a sequência de vetores de comutação que é aplicada em um período da onda portadora. Na **Tabela 20**, há a sequência de comutação que foi empregada para o inversor com quatro braços a quatro fios. Essa sequência é similar à segunda sequência de comutação descrita para o inversor com três braços a três fios. Durante um período de comutação, um dos braços do inversor não é comutado.

Tabela 20 Sequência de comutação dos vetores adjacentes para o inversor trifásico com quatro braços a quatro fios

Prisma	Tetraedro	Sequência
1	1	$v_0-v_8-v_9-v_{13}-v_9-v_8-v_0$
	2	$v_0-v_8-v_{12}-v_{13}-v_{12}-v_8-v_0$
	3	$v_0-v_8-v_{12}-v_{14}-v_{12}-v_8-v_0$
	4	$v_0-v_1-v_9-v_{13}-v_9-v_1-v_0$
2	1	$v_0-v_4-v_{12}-v_{13}-v_{12}-v_4-v_0$
	2	$v_0-v_4-v_5-v_{13}-v_5-v_4-v_0$
	3	$v_0-v_4-v_{12}-v_{14}-v_{12}-v_4-v_0$
	4	$v_0-v_1-v_5-v_{13}-v_5-v_1-v_0$
3	1	$v_0-v_4-v_5-v_7-v_5-v_4-v_0$
	2	$v_0-v_4-v_6-v_7-v_6-v_4-v_0$
	3	$v_0-v_4-v_6-v_{14}-v_6-v_4-v_0$
	4	$v_0-v_1-v_5-v_7-v_5-v_1-v_0$
4	1	$v_0-v_2-v_6-v_7-v_6-v_2-v_0$
	2	$v_0-v_2-v_3-v_7-v_3-v_2-v_0$
	3	$v_0-v_2-v_6-v_{14}-v_6-v_2-v_0$
	4	$v_0-v_1-v_3-v_7-v_3-v_1-v_0$
5	1	$v_0-v_2-v_3-v_{11}-v_3-v_2-v_0$
	2	$v_0-v_2-v_{10}-v_{11}-v_{10}-v_2-v_0$
	3	$v_0-v_2-v_{10}-v_{14}-v_{10}-v_2-v_0$
	4	$v_0-v_1-v_3-v_{11}-v_3-v_1-v_0$
6	1	$v_0-v_8-v_{10}-v_{11}-v_{10}-v_8-v_0$
	2	$v_0-v_8-v_9-v_{11}-v_9-v_8-v_0$
	3	$v_0-v_8-v_{10}-v_{14}-v_{10}-v_8-v_0$
	4	$v_0-v_1-v_9-v_{11}-v_9-v_1-v_0$

Na **Tabela 21**, apresenta-se a sequência de comutação para o tetraedro 1 do prisma 1. Nessa tabela, é representado um período da onda portadora (T_S). Dentro desse período, há o intervalo de tempo referente ao vetor adjacente v_8 (T_8), o intervalo de tempo referente ao vetor adjacente v_9 (T_9), o intervalo de tempo referente ao vetor adjacente v_{13} (T_{13}) e o intervalo de tempo referente aos vetores nulos (T_0).

Tabela 21 Sequência de comutação durante um período T_S para o tetraedro 1 do prisma 1

v_0	v_8	v_9	v_{13}	v_{13}	v_9	v_8	v_0
$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_8}{2}$	$\frac{T_9}{2}$	$\frac{T_{13}}{2}$	$\frac{T_{13}}{2}$	$\frac{T_9}{2}$	$\frac{T_8}{2}$	$\frac{T_0}{2}$

A relação entre os intervalos de tempo é mostrada em (41).

$$T_S = T_0 + T_8 + T_9 + T_{13} \quad (41)$$

3.3.1.5 Cálculo das razões cíclicas

Definida a sequência de comutação, pode-se calcular a razão cíclica de cada braço do inversor de frequência de acordo com (42).

$$\begin{bmatrix} D_A \\ D_B \\ D_C \\ D_N \end{bmatrix} = D_i \cdot v_i + D_j \cdot v_j + D_k \cdot v_k \quad (42)$$

Sendo que v_i , v_j e v_k são a representação em quatro dimensões dos vetores adjacentes. Por exemplo, tendo como referência a segunda, a terceira, a quarta e a quinta colunas da **Tabela 15**, o cálculo desses intervalos de tempo para o tetraedro 1 é realizado como em (43).

$$\begin{bmatrix} D_A \\ D_B \\ D_C \\ D_N \end{bmatrix} = D_8 \cdot v_8 + D_9 \cdot v_9 + D_{13} \cdot v_{13} = D_8 \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + D_9 \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} + D_{13} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (43)$$

Aplicando as razões cíclicas dos vetores adjacentes na equação (42), obtém-se as razões cíclicas de cada fase do inversor em todos tetraedros, que, na verdade, são os sinais de modulação.

3.3.2 Método em Coordenadas ABC

Um método alternativo de modulação vetorial espacial para inversores trifásicos com quatro braços a quatro fios é descrito em [27]. Ele é chamado de modulação vetorial em coordenadas ABC visto que não é necessário realizar a transformação para o sistema de coordenadas $\alpha\beta\gamma$. Esse método simplifica a identificação do tetraedro e o cálculo dos tempos de chaveamento, além de poder ser facilmente estendido para inversores multiníveis.

3.3.2.1 Identificação do tetraedro

Há dezesseis vetores de comutação em um inversor com quatro braços. Se conectarmos as extremidades dos vetores não nulos no sistema de coordenadas ABC, ter-se-á um dodecaedro como o da **Figura 26**. O dodecaedro possui 24 tetraedros, cada um deles contém três vetores não nulos, além de dois vetores nulos.

Uma maneira bastante eficiente de identificar o tetraedro é calculando o RP (*Region Pointer*). Inicialmente, deve ser calculado os índices C_i ($i=1, 2, 3, 4, 5, 6$) de acordo com (44). Cada uma dessas equações representa um plano do dodecaedro.

$$\begin{cases} C_1 = \text{Sign}(\text{INT}(v_a + 1)) \\ C_2 = \text{Sign}(\text{INT}(v_b + 1)) \\ C_3 = \text{Sign}(\text{INT}(v_c + 1)) \\ C_4 = \text{Sign}(\text{INT}(v_a - v_b + 1)) \\ C_5 = \text{Sign}(\text{INT}(v_b - v_c + 1)) \\ C_6 = \text{Sign}(\text{INT}(v_a - v_c + 1)) \end{cases} \quad (44)$$

Sendo que:

- v_a , v_b e v_c são as tensões de referência normalizadas;
- $\text{INT}(x)$ é a parte inteira de x
- $\text{Sign}(x)$ extrai o sinal de x , sendo 1 se x for positivo, -1 se x for negativo e 0 se $x=0$.

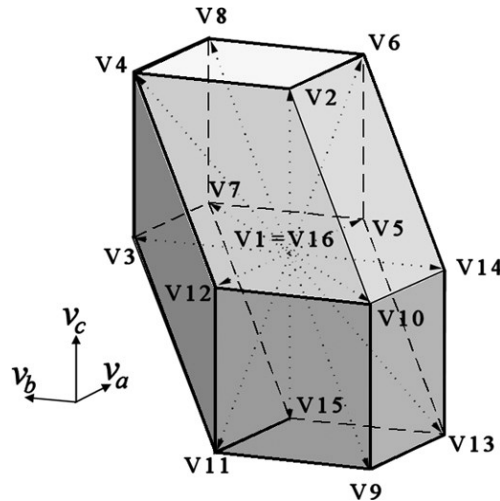


Figura 26 Dodecaedro que contém a região de operação linear do inversor em coordenadas ABC

[27]

Assumindo que a tensão de referência estará dentro do dodecaedro, o que depende do valor do índice de modulação, é fácil verificar que os índices C_i assumirão os valores 0 ou 1. As operações utilizadas em (44) são muito simples de implementar em microprocessadores.

A partir dos índices, pode ser calculado o RP de acordo com (45). O RP pode assumir apenas 24 valores no intervalo de 1 a 64. O valor do RP serve para identificar o tetraedro em que o vetor de

referência está inserido de acordo com a **Tabela 22**. Vale ressaltar que todo o cálculo para obter RP exige pouco esforço computacional.

$$RP = 1 + \sum_{i=1}^6 C_i \cdot 2^{(i-1)} \quad (45)$$

Tabela 22 Valores de RP e vetores adjacentes dos 24 tetraedros

RP	v_i	v_j	v_k
1	v_8	v_9	v_{11}
5	v_1	v_9	v_{11}
7	v_1	v_3	v_{11}
8	v_1	v_3	v_7
9	v_8	v_9	v_{13}
13	v_1	v_9	v_{13}
14	v_1	v_5	v_{13}
16	v_1	v_5	v_7
17	v_8	v_{10}	v_{11}
19	v_2	v_{10}	v_{11}
23	v_2	v_3	v_{11}
24	v_2	v_3	v_7
41	v_8	v_{12}	v_{13}
42	v_4	v_{12}	v_{13}
46	v_4	v_5	v_{13}
48	v_4	v_5	v_7
49	v_8	v_{10}	v_{14}
51	v_2	v_{10}	v_{14}
52	v_2	v_6	v_{14}
56	v_2	v_6	v_7
57	v_8	v_{12}	v_{14}
58	v_4	v_{12}	v_{14}
60	v_4	v_6	v_{14}
64	v_4	v_6	v_7

3.3.2.2 Cálculo do intervalo de aplicação dos vetores adjacentes

O cálculo do intervalo de aplicação dos vetores adjacentes de forma matricial é realizado através de (46). A equação tem como base o fato de a tensão trifásica de referência ser representada pela projeção sobre os vetores adjacentes.

$$\mathbf{v}'_{abc} = m\mathbf{v}_{abc} = \begin{bmatrix} v'_a \\ v'_b \\ v'_c \end{bmatrix} = D_i \mathbf{v}_i + D_j \mathbf{v}_j + D_k \mathbf{v}_k = \mathbf{M}_d \begin{bmatrix} D_i \\ D_j \\ D_k \end{bmatrix} \quad (46)$$

$$\begin{bmatrix} D_i \\ D_j \\ D_k \end{bmatrix} = \mathbf{M}_d^{-1} \begin{bmatrix} v'_a \\ v'_b \\ v'_c \end{bmatrix}; \quad \mathbf{M}_d = \begin{bmatrix} v_a^i & v_a^j & v_a^k \\ v_b^i & v_b^j & v_b^k \\ v_c^i & v_c^j & v_c^k \end{bmatrix}$$

É importante ressaltar que os elementos da matriz \mathbf{M}_d assumirão apenas os valores -1, 0 e 1 devido à normalização, assim, o processo de inversão se torna mais simples. Após o processo de inversão e multiplicação entre a matriz \mathbf{M}_d e o vetor de referência, obtêm-se as razões cíclicas para cada tetraedro como apresentadas na **Tabela 23**.

Tabela 23 Cálculo dos intervalos de tempo de aplicação dos vetores adjacentes [27]

<i>RP</i>	T_i	T_j	T_k
1	$-v_c$	$-v_b + v_c$	$-v_a + v_b$
5	v_c	$-v_b$	$-v_a + v_b$
7	$-v_b + v_c$	v_b	$-v_a$
8	$-v_b + v_c$	$-v_a + v_b$	v_a
9	$-v_c$	$-v_a + v_c$	$v_a - v_b$
13	v_c	$-v_a$	$v_a - v_b$
14	$-v_a + v_c$	v_a	$-v_b$
16	$-v_a + v_c$	$v_a - v_b$	v_b
17	$-v_b$	$v_b - v_c$	$-v_a + v_c$
19	v_b	$-v_c$	$-v_a + v_c$
23	$v_b - v_c$	v_c	$-v_a$
24	$v_b - v_c$	$-v_a + v_c$	v_a
41	$-v_a$	$v_a - v_c$	$-v_b + v_c$
42	v_a	$-v_c$	$-v_b + v_c$
46	$v_a - v_c$	v_c	$-v_b$
48	$v_a - v_c$	$-v_b + v_c$	v_b
49	$-v_b$	$-v_a + v_b$	$v_a - v_c$
51	v_b	$-v_a$	$v_a - v_c$
52	$-v_a + v_b$	v_a	$-v_c$
56	$-v_a + v_b$	$v_a - v_c$	v_c
57	$-v_a$	$v_a - v_b$	$v_b - v_c$
58	v_a	$-v_b$	$v_b - v_c$
60	$v_a - v_b$	v_b	$-v_c$
64	$v_a - v_b$	$v_b - v_c$	v_c

3.3.2.3 Definição da Sequência de comutação

Após identificação do tetraedro, deve-se definir a sequência de comutação empregada. Para este método, será utilizada a mesma sequência de comutação do método clássico. Nessa sequência, utiliza-se apenas um dos vetores nulos de tal forma que um dos braços do inversor permanece inalterado durante um período de comutação. Na **Figura 27**, há um exemplo da sequência de comutação para o tetraedro 11 (RP=24).

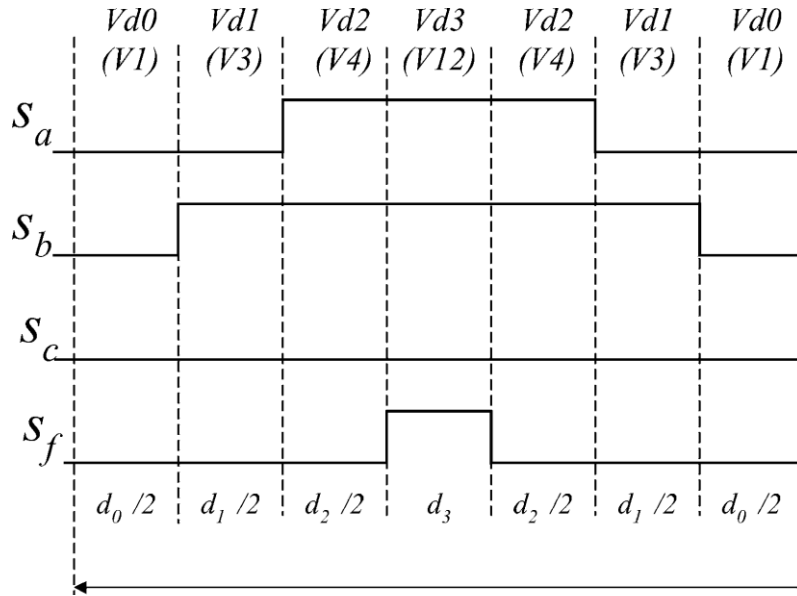


Figura 27 Sequência de comutação para o tetraedro 11 (RP=24) [27]

3.3.2.4 Cálculo das razões cíclicas

Definida a sequência de comutação, podem-se calcular as razões cíclicas das fases do inversor de frequência de acordo com (47).

$$\begin{bmatrix} D_A \\ D_B \\ D_C \\ D_N \end{bmatrix} = D_i \cdot \mathbf{v}_i + D_j \cdot \mathbf{v}_j + D_k \cdot \mathbf{v}_k \quad (47)$$

Sendo que \mathbf{v}_i , \mathbf{v}_j e \mathbf{v}_k são a representação em quatro dimensões dos vetores adjacentes, que toma como base o estado de comutação de cada braço do inversor.

4 Resultados de simulação

4.1 PSIM

PSIM é um software utilizado para simulação de dispositivos de eletrônica de potência e de sistemas de conversão de energia. Com rápidos algoritmos de simulação e interface amigável, PSIM permite rápido desenvolvimento e teste de circuitos. Esse software possui dispositivos semicondutores, resistores, indutores, capacitores, transformadores, máquinas elétricas, elementos de controle, etc [28].

Na **Figura 28**, apresenta-se o circuito esquemático desenhado no PSIM para o estágio de potência do inversor trifásico com três braços a três fios. A fonte CC tem valor igual a 400 V. O filtro RLC na saída do inversor possui os seguintes valores: $R = 0,1 \Omega$, $L = 1 \text{ mH}$ e $C = 150 \mu\text{F}$, assim, possui frequência de corte $f_c = 1/2\pi\sqrt{LC} \sim 411 \text{ Hz}$. A carga trifásica equilibrada constituída de indutores e resistores com valores iguais a 500 mH e 250Ω possui fator de potência igual a aproximadamente 0,8. A fonte CC, o filtro e a carga foram as mesmas em todas as simulações.

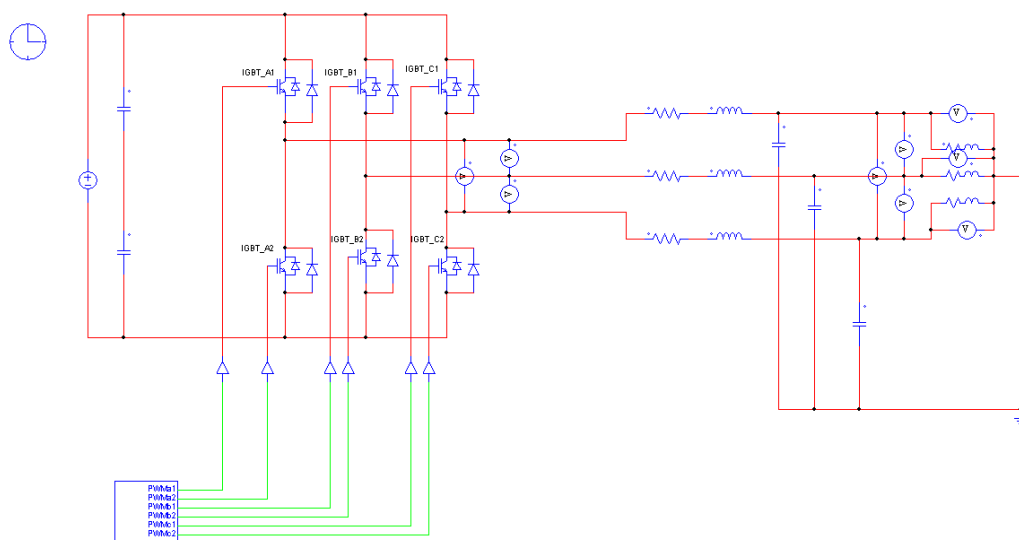


Figura 28 Circuito esquemático do PSIM do estágio de potência para inversor trifásico com três braços a três fios

Na **Figura 29**, há o esquema do sistema de controle em malha aberta implementado no PSIM. Entre os elementos de controle, há o bloco de programação em C. Nesse bloco, pode-se gerar um algoritmo em linguagem C que é executado a cada passo de tempo da simulação. Esse bloco é muito utilizado visto que esse código pode ser reutilizado em DSPs para prototipagem em laboratório.

A entrada de referência é senoidal trifásica de frequência 60 Hz com valor RMS da tensão de linha igual a 1 V. As tensões de referência passam pelos blocos de programação em C para realizar a Transformação $\alpha\beta 0$, a identificação do setor em que o vetor de referência está inserido e o cálculo das razões cíclicas dos vetores adjacentes e dos braços dos inversores. As razões cíclicas são comparadas

com a onda portadora para gerar o PWM de controle dos IGBTs presentes no estágio de potência do inversor.

Na simulação da modulação em coordenadas ABC, há apenas dois blocos de programação em C: o primeiro para calcular o RP e o segundo para o cálculo das razões cíclicas dos vetores adjacentes e das fases do inversor.

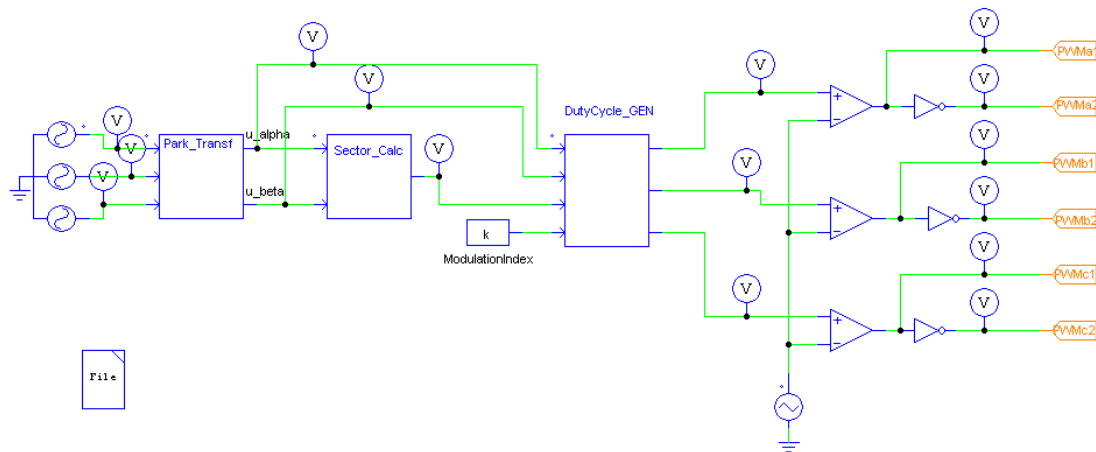


Figura 29 Esquema de controle do inversor trifásico no PSIM

A onda portadora triangular com frequência igual a 20 kHz é mostrada na **Figura 30**. Ela assume valores entre 0 a 1 e é comparada com as razões cíclicas de cada braço do inversor para gerar o PWM de controle dos IGBTs. As razões cíclicas também devem possuir valores somente entre 0 e 1, caso contrário a tensão de saída terá características não lineares.

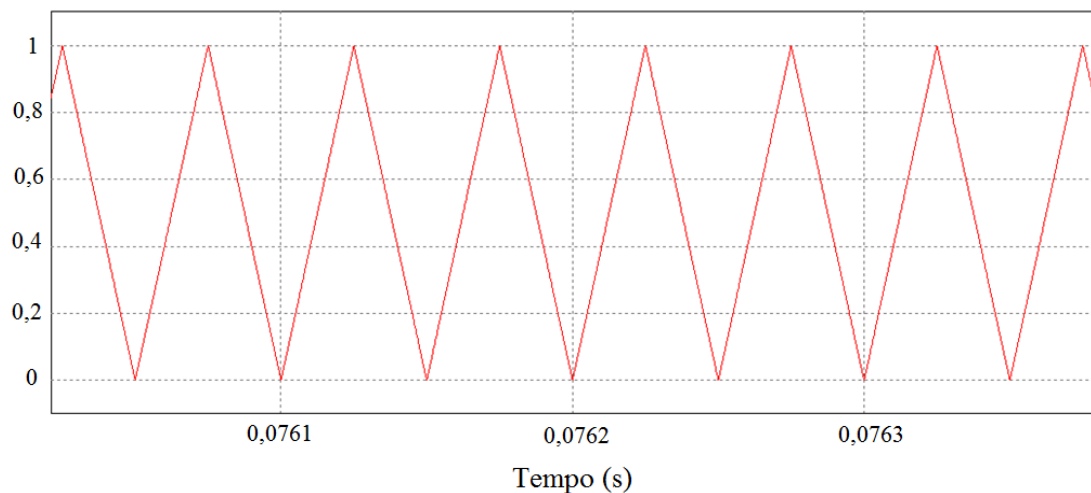


Figura 30 Onda portadora triangular de frequência igual a 20 kHz

4.2 Inversor com três braços a três fios

4.2.1 Transformação $\alpha\beta$ e identificação do setor

Na **Figura 31**, apresentam-se as formas de onda das tensões no plano $\alpha\beta$ após transformação $\alpha\beta$. Além disso, há o setor equivalente em que o vetor (v_α, v_β) está inserido. O setor 1 inicia quando v_α (curva vermelha) tem valor máximo e v_β (curva azul) é igual a zero.

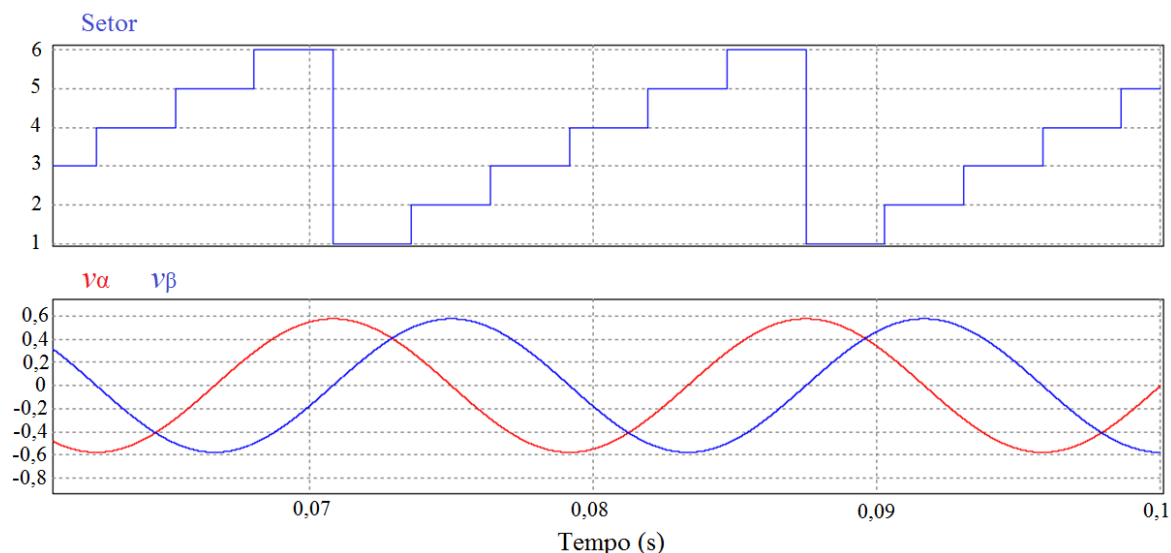


Figura 31 Tensões após transformação $\alpha\beta$ e setor equivalente no plano $\alpha\beta$

4.2.2 Índice de modulação

Após a identificação do setor em que o vetor de comando está inserido, calcula-se o intervalo de tempo de aplicação dos vetores adjacentes, sendo que o índice de modulação (m) deve ser considerado nesse cálculo. O índice de modulação é um fator que é multiplicado ao vetor de referência no plano $\alpha\beta$ antes do cálculo das razões cíclicas dos vetores adjacentes.

Na **Figura 32**, há o hexágono que delimita a região de operação linear do inversor de frequência. Esse hexágono é criado a partir da conexão entre as extremidades dos seis vetores de comutação não nulos. O índice de modulação máximo na região linear é $1/\sqrt{2}$. Esse valor máximo depende da entrada de referência. Caso a tensão de referência tivesse valor RMS igual $1/\sqrt{2}$ V, o índice de modulação máximo seria igual a 1.

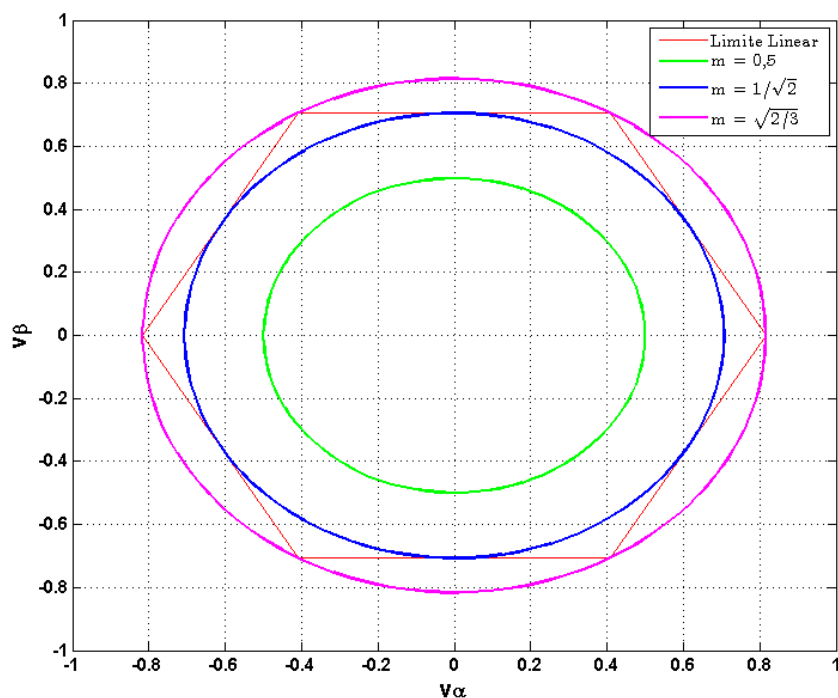


Figura 32 Região de operação linear do inversor no plano $\alpha\beta$ e curvas de operação para diferentes índices de modulação

4.2.3 Cálculo das razões cíclicas

Na **Figura 33**, há as razões cíclicas dos três braços dos inversores considerando um índice de modulação igual a $1/\sqrt{2}$. Elas estão defasadas de 120° e são compostas principalmente da frequência fundamental (60 Hz) e da terceira harmônica. Além disso, pode-se notar que estão no limite de operação linear visto que a amplitude cobre todo o intervalo da onda portadora. Assim, um índice de modulação maior provocaria a sobremodulação e a saída do inversor teria características não lineares.

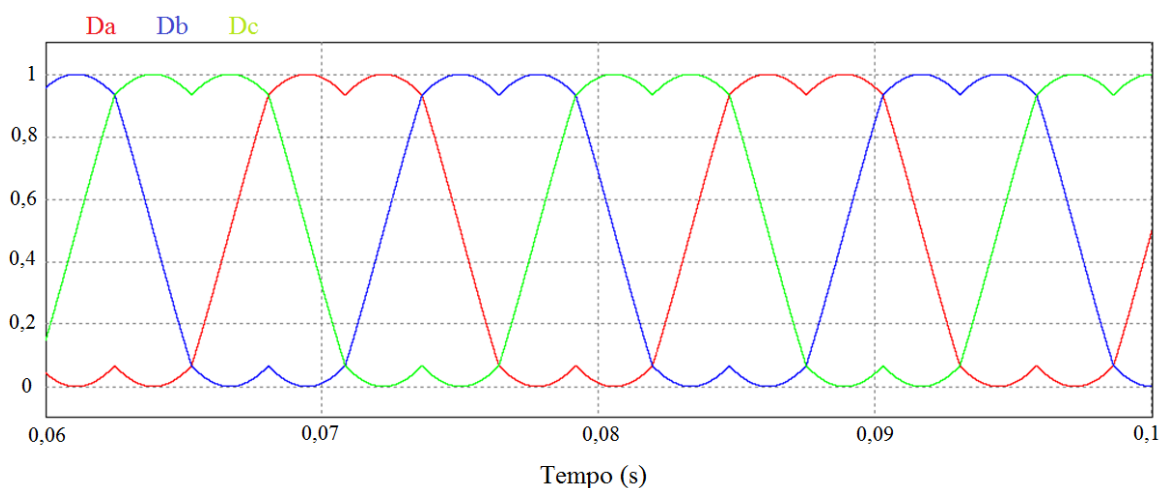


Figura 33 Razão Cíclica dos três braços do inversor para $m = 1/\sqrt{2}$

4.2.4 Saída do inversor de frequência

Na **Figura 34**, há a tensão trifásica de saída do inversor utilizando o índice de modulação igual a $1/\sqrt{2}$. Pode-se notar que há um total aproveitamento do barramento CC visto que a tensão de pico das ondas é 400 V. Vale ressaltar que os dispositivos semicondutores foram modelados como ideais, assim, não é considerada a queda de tensão no IGBT.

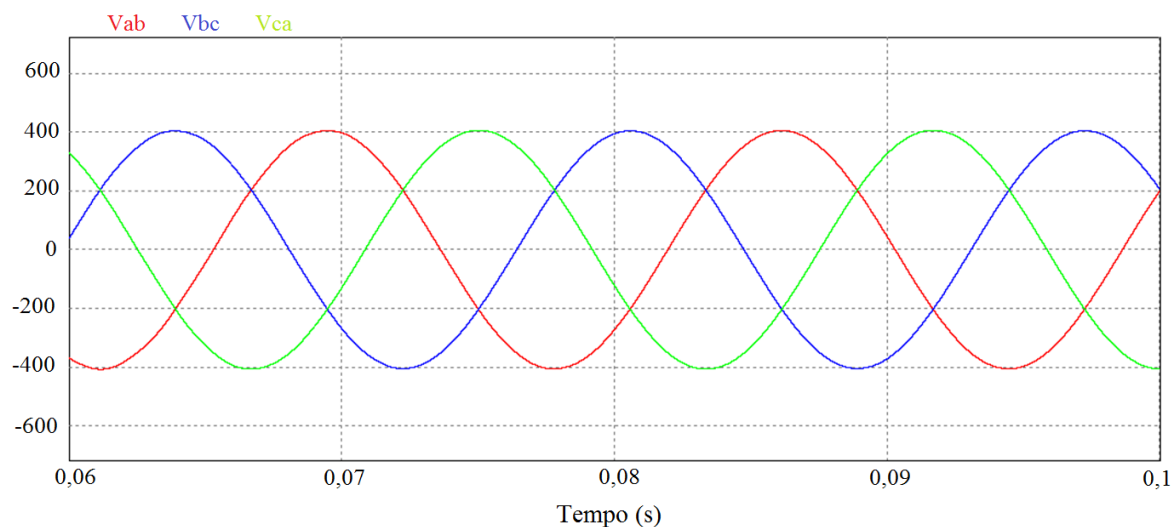


Figura 34 Tensão de linha de saída do inversor com três braços a três fios após filtragem

De acordo com a **Tabela 24** e a **Figura 35**, à medida que aumentamos o índice de modulação, o valor RMS da tensão de saída aumenta e a THD diminui. No entanto, após passagem pelo filtro LC, a THD não tem variação significativa se consideramos somente a região linear de operação. Para $m=1$, a THD atinge níveis muito altos devido à não linearidade da sobremodulação.

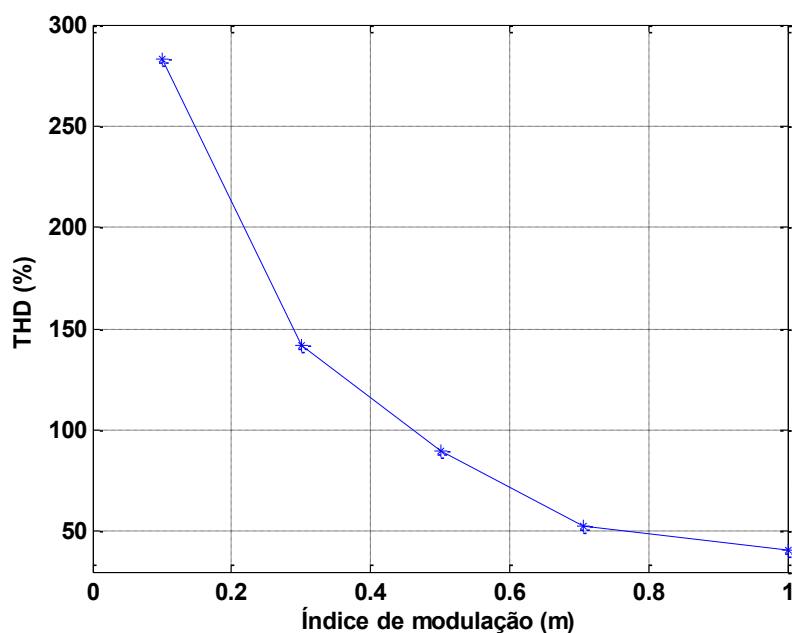
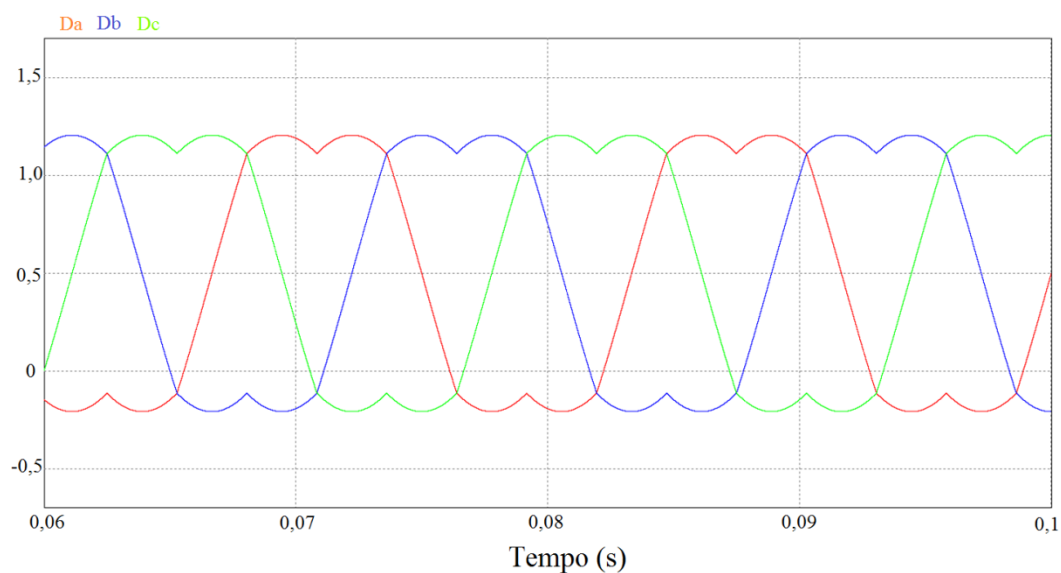
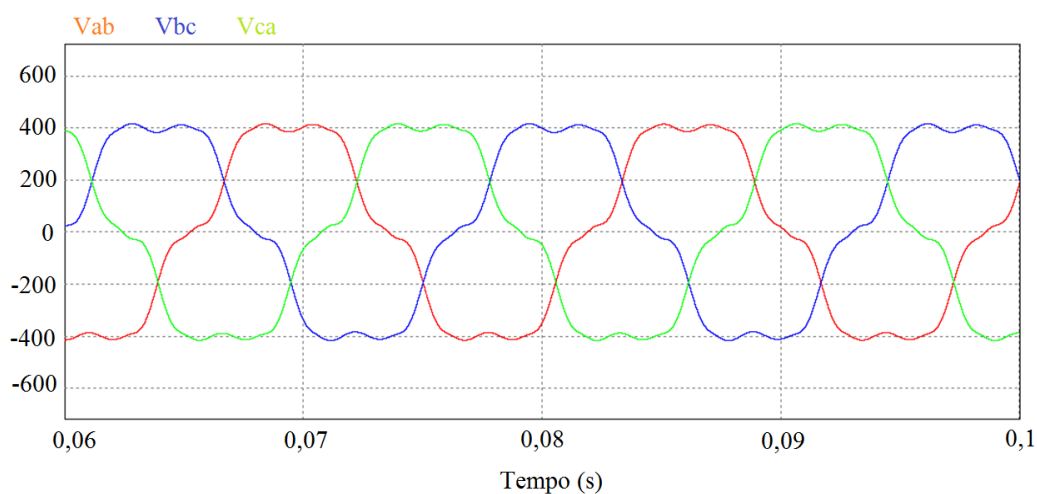


Figura 35 THD em porcentagem para diferentes índices de modulação

Tabela 24 Valores RMS e THD das tensões de saída para diferentes índices de modulação

		$m = 0,1$	$m = 0,3$	$m = 0,5$	$m = 1/\sqrt{2}$	$m = 1$
Antes do Filtro LC	Valor RMS (V)	119,9	207,7	268,4	319,1	326,6
	THD (%)	282,9	141,4	89,4	52,3	40,3
Após Filtro LC	Valor RMS (V)	40,5	121,6	202,6	286,6	310
	THD (%)	0,15	0,03	0,03	0,03	14,1

Para $m=1$, as razões cíclicas das fases do inversor mantêm sua forma característica, no entanto, possuem valores fora da faixa da onda portadora como pode ser visto na **Figura 36**. A sobremodulação produz não linearidades, fazendo com que a tensão de saída após filtragem seja distorcida como apresentada na **Figura 37**.

**Figura 36 Razões cíclicas das fases do inversor para $m=1$** **Figura 37 Tensão de saída do filtro LC para $m=1$**

4.2.5 Análise no domínio da frequência

A **Figura 38** apresenta a FFT (*Fast Fourier Transform*) da tensão de saída do inversor considerando $m = 1/\sqrt{2}$. Há um pico de tensão na frequência de operação, em torno de 60 Hz, e há picos de tensão ao redor dos múltiplos da frequência de comutação. Quanto maior o valor da frequência de operação, ter-se-á um intervalo de aplicação maior ao redor da frequência de comutação.

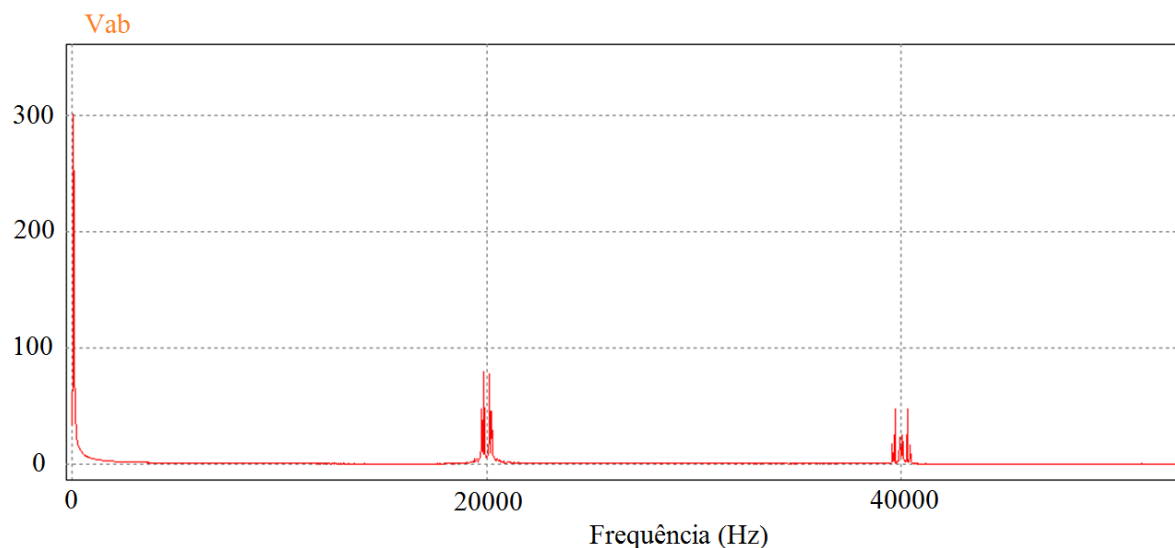


Figura 38 FFT da tensão de saída do filtro LC para $m = 1/\sqrt{2}$

No caso $m > 1/\sqrt{2}$, surgem componentes de frequência próximas a frequência da rede elétrica devido à não linearidade, provocando um aumento na THD mesmo após passagem pelo filtro LC. Na **Figura 39**, apresenta-se a FFT da tensão de saída para $m = 1,2$, que apresenta THD em torno de 22 % e possui quinta e sétima harmônicas não desprezíveis.

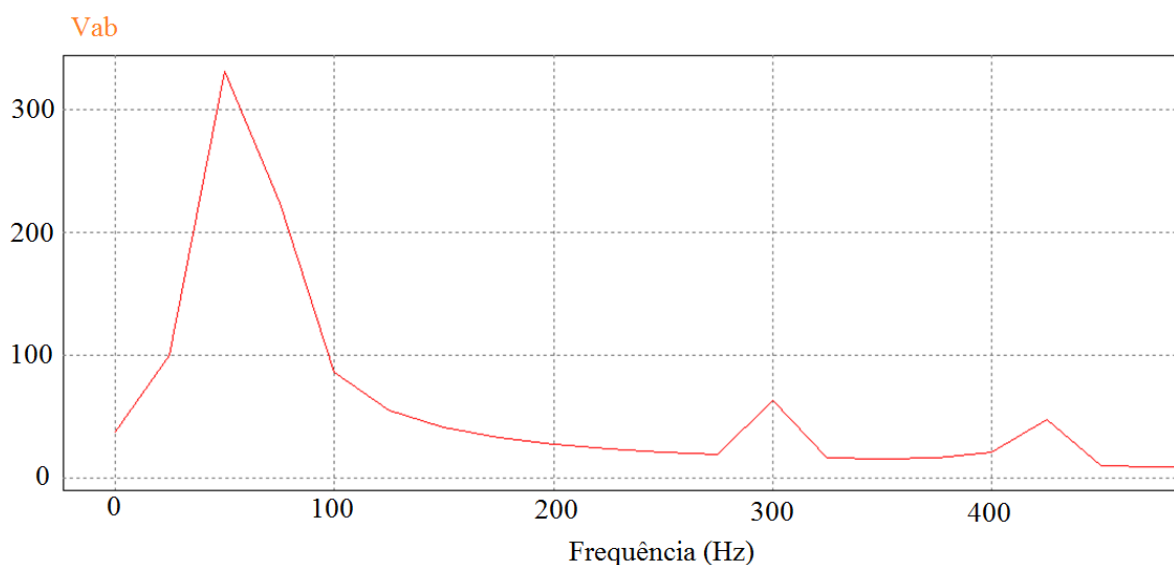


Figura 39 FFT da tensão de saída do filtro LC para $m = 1,2$

4.3 Inversor com três braços a quatro fios

4.3.1 Transformação $\alpha\beta 0$

Considerando uma tensão de referência trifásica equilibrada, a componente γ (curva vermelha) da tensão no espaço $\alpha\beta\gamma$ será sempre igual a zero como mostrado na **Figura 40**.

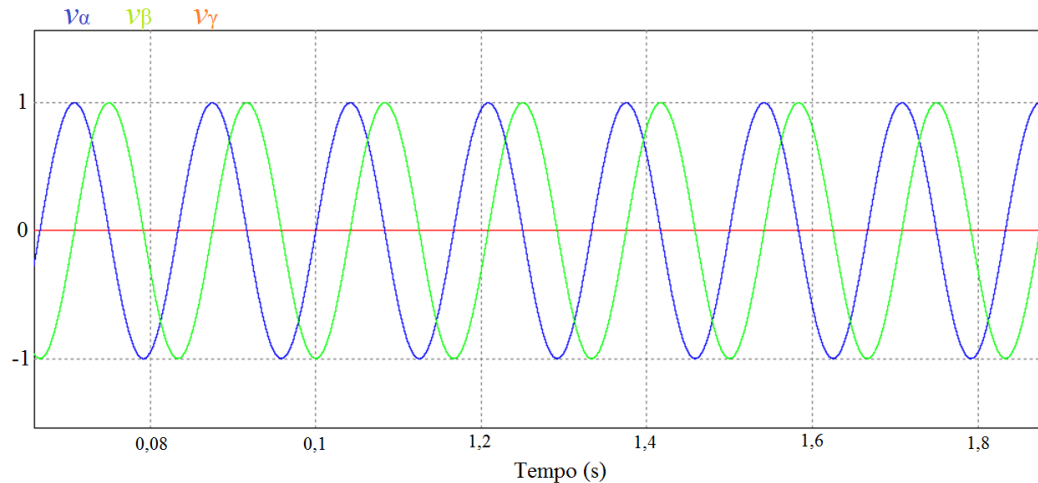


Figura 40 Tensão após transformação $\alpha\beta$ considerando tensão de referência equilibrada

4.3.2 Comparação entre sequências de comutação

Para este inversor, será feita uma comparação entre a sequência de comutação simétrica e a segunda sequência de comutação. Na **Figura 41**, há as razões cíclicas das fases do inversor considerando a sequência simétrica de comutação. Na **Figura 42**, há as razões cíclicas das fases do inversor considerando a segunda sequência de comutação. A razão cíclica para a sequência simétrica de comutação é simétrica em relação ao seu ponto médio, enquanto que a razão cíclica para a segunda sequência de comutação terá sempre valor mínimo igual a zero.

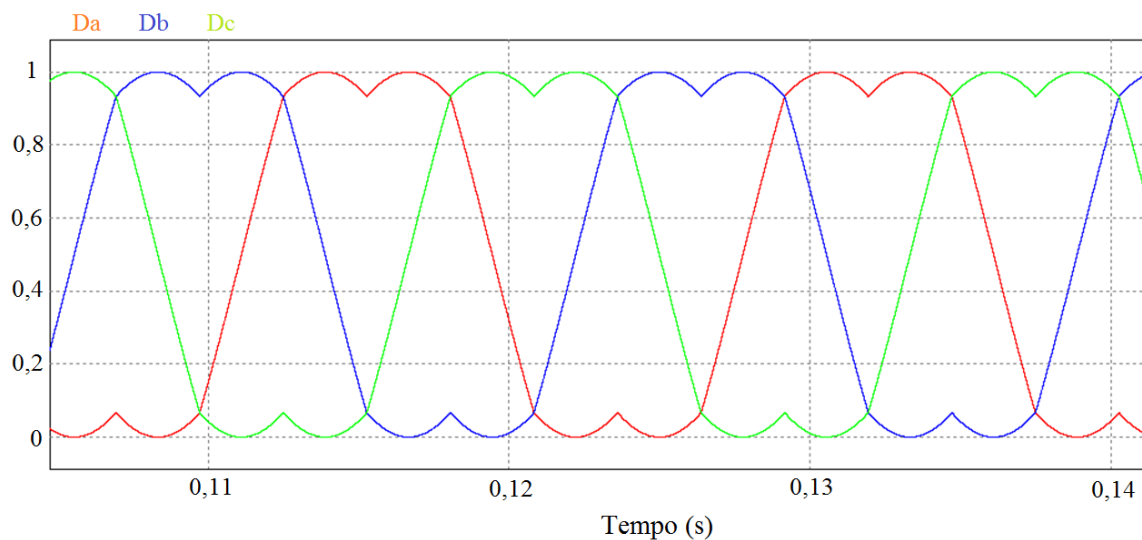


Figura 41 Razões cíclicas dos braços do inversor considerando a sequência simétrica de comutação e $m=1/\sqrt{2}$

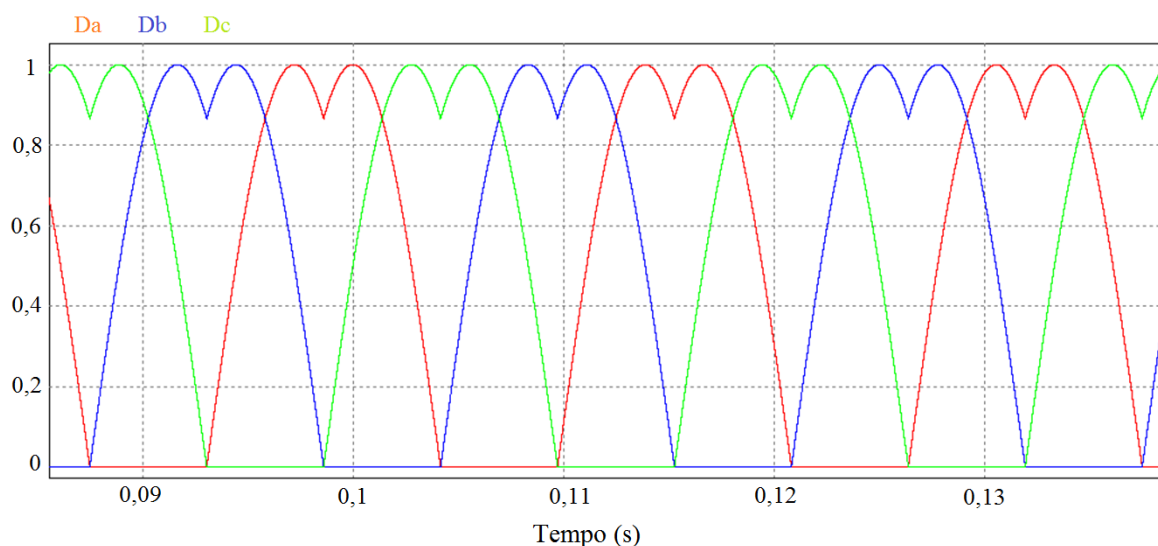


Figura 42 Razões cíclicas dos braços do inversor considerando a segunda sequência de comutação e $m=1/\sqrt{2}$

Analisando a **Tabela 25** e a **Tabela 26**, que mostram informações das tensões de saída do inversor para as sequências de comutação simétrica e não simétrica respectivamente, percebe-se que a THD não sofreu alteração significativa mesmo com a mudança da sequência de comutação. Tomando como base essa observação, nesse cenário seria melhor utilizar a segunda sequência de comutação visto que ela proporciona menos comutações nas chaves semicondutoras, logo, menos perdas (vide Anexo).

Tabela 25 Valores RMS e THD das tensões de saída para diferentes índices de modulação considerando a sequência simétrica de comutação

		$m = 0,1$	$m = 0,3$	$m = 0,5$	$m = 1/\sqrt{2}$	$m = 1$
Antes do Filtro LC	Valor RMS (V)	120,0	207,9	268,4	319,1	326,6
	THD (%)	283,2	141,5	89,4	52,3	40,2
Após Filtro LC	Valor RMS (V)	40,5	121,6	202,7	286,6	310
	THD (%)	0,51	0,44	0,44	0,43	14,0

Tabela 26 Valores RMS e THD das tensões de saída para diferentes índices de modulação considerando a segunda sequência de comutação

		$m = 0,1$	$m = 0,3$	$m = 0,5$	$m = 1/\sqrt{2}$	$m = 1$
Antes do Filtro LC	Valor RMS (V)	120,1	207,9	268,4	319,1	326,6
	THD (%)	282,6	141,4	89,4	52,3	42,5
Após Filtro LC	Valor RMS (V)	40,5	121,6	202,7	286,6	312,4
	THD (%)	0,56	0,50	0,48	0,48	22,9

4.4 Inversor com quatro braços e quatro fios

4.4.1 Análise do método clássico

Assim como no inversor trifásico com três braços e quatro fios, considerando uma tensão de referência trifásica equilibrada, a componente γ da tensão no espaço $\alpha\beta\gamma$ será sempre igual a zero. Nesse cenário de equilíbrio, o vetor de referência passa apenas por 12 dos 24 tetraedros existentes, como pode ser notado na **Figura 43**.

A **Figura 44** mostra as razões cíclicas dos quatro braços do inversor trifásico considerando um índice de modulação igual a $1/\sqrt{2}$, sendo que a única razão cíclica que tem forma diferenciada é a do braço em que o neutro está conectado (curva rosa). Analisando esse gráfico, pode-se concluir que esse valor é o limite máximo do índice na região linear visto que a razão cíclica atinge o valor máximo da onda portadora. Além disso, verifica-se a utilização da segunda sequência de comutação devido à não simetria em relação ao seu ponto médio e às semelhanças com o gráfico apresentado na **Figura 42**.

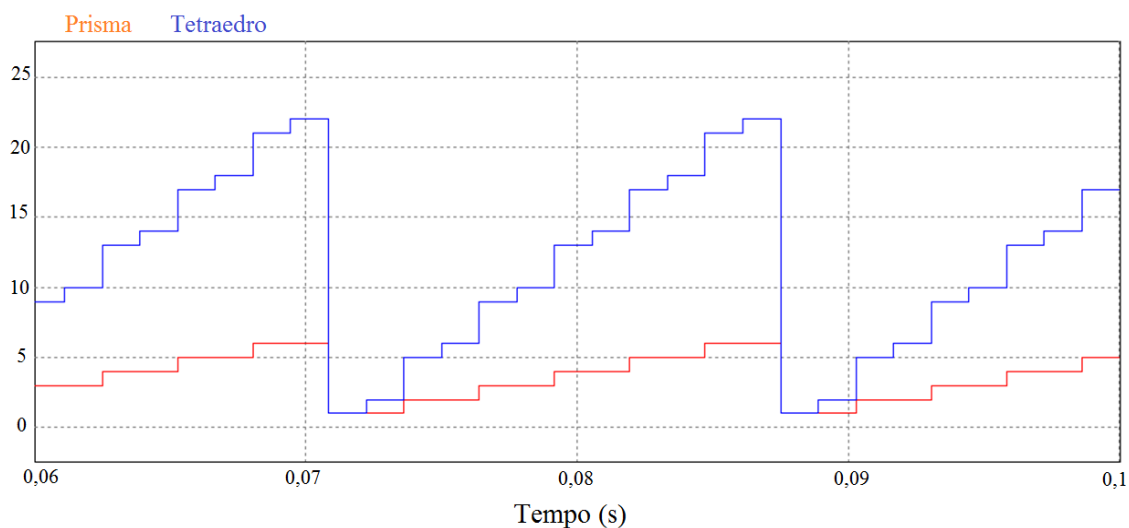


Figura 43 Prisma e Tetraedro em que o vetor de comando está inserido ao longo do tempo

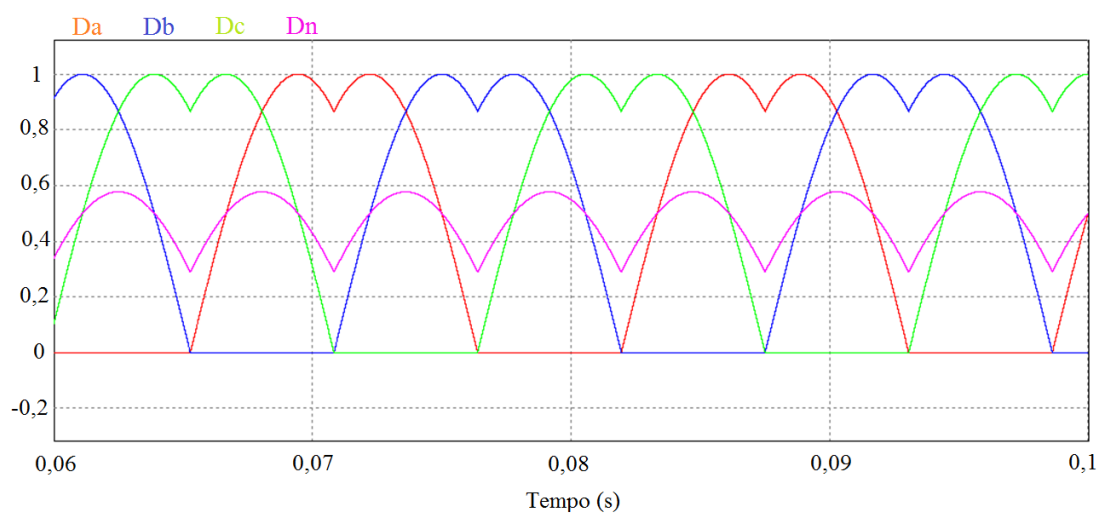


Figura 44 Razões Cíclicas do inversor trifásico com quatro braços para $m = 1/\sqrt{2}$

De acordo com a **Tabela 27**, à medida que aumentamos o índice de modulação, o valor RMS da tensão de saída aumenta e a THD diminui. No entanto, após passagem pelo filtro LC, a THD não tem variação significativa se consideramos somente a região linear de operação. Para $m=1,2$, há sobremodulação e a THD atinge níveis muito altos mesmo após filtragem.

Tabela 27 Valores RMS e THD das tensões de saída para inversor com 4 braços e 4 fios

		$m = 0,1$	$m = 0,3$	$m = 0,5$	$m = 1/\sqrt{2}$	$m = 1$
Antes do Filtro LC	Valor RMS (V)	120,1	208,0	268,4	319,2	326,5
	THD (%)	283,8	141,4	89,4	52,3	42,5
Após Filtro LC	Valor RMS (V)	40,5	121,6	202,6	286,6	312,1
	THD (%)	0,20	0,12	0,06	0,06	22,9

4.4.2 Comparação entre o método clássico e o método alternativo

A **Tabela 28** mostra a duração da simulação no PSIM utilizando os dois métodos propostos neste trabalho: o método clássico e o método em coordenadas ABC. O objetivo dessa análise é fazer uma comparação entre o desempenho computacional do algoritmo do método clássico com o do método alternativo. Percebe-se claramente o melhor desempenho do método alternativo visto que exige menos cálculos complexos. As simulações com o método alternativo tiveram duração em torno de 20% menor do que o método clássico em média.

Vale ressaltar que em todos os cenários foram considerados os mesmos parâmetros de simulação. A fração mínima de tempo foi 100 ns e o tempo total de simulação foi 200 ms, o que equivale a 12 períodos de onda. Além disso, apenas os valores obtidos após 60 ms de simulação são levados em conta. Esse intervalo de tempo é suficiente para estabilização das tensões e correntes no sistema.

Tabela 28 Comparação da duração da simulação no PSIM entre os dois métodos propostos para inversor trifásico com 4 braços a 4 fios

	$m = 0,1$	$m = 0,3$	$m = 0,5$	$m = 1/\sqrt{2}$
Método Clássico	3min06s	2min51s	3min05s	3min02s
Método Alternativo	2min16s	2min20s	2min25s	2min32s

4.5 Análise da corrente de carga

Na análise da corrente da carga, será utilizado um critério importante: a Distorção Harmônica total da corrente (THD_I). Para o inversor trifásico com três braços a três fios, o neutro não está conectado ao barramento CC e não há circulação da terceira harmônica da corrente na carga. Fazendo uma comparação entre valores médios de THD_I da modulação vetorial ($THD_{I, \text{vet}} = 0,19\%$) e da modulação senoidal ($THD_{I, \text{sen}} = 0,25\%$), nota-se que os dois apresentam valores muito baixos e não há diferença significativa.

No inversor trifásico com três fios a quatro braços com modulação vetorial, a terceira harmônica da corrente passa a circular pela carga, assim, a THD_I aumenta, assumindo valores em torno de 11%. Enquanto que, para a modulação senoidal, a THD_I permanece na mesma ordem de grandeza. Deve-se então projetar um filtro na saída com frequência de corte menor que 180 Hz de tal forma a atingir níveis desejados de THD_I .

No inversor trifásico com quatro braços a quatro fios, tendo uma tensão de referência em equilíbrio, não se percebe influência significativa da terceira harmônica na onda de corrente. A teoria de componentes simétricas explica os comportamentos observados para os três tipos de inversor. A terceira harmônica em cada fase é a componente da sequência zero. Esses valores de terceira harmônica são somados para formar a corrente no neutro [29] [30].

A **Figura 45** mostra a corrente de neutro no inversor trifásico com três braços a quatro fios. Percebe-se que ela apresenta valores significativos e possui frequência igual a 180 Hz. Para o inversor com três braços a três fios, a corrente de neutro vale zero, enquanto que, para o inversor de quatro braços a quatro fios, a terceira harmônica apresenta valores na ordem de 10^{-2} , logo, desprezíveis.

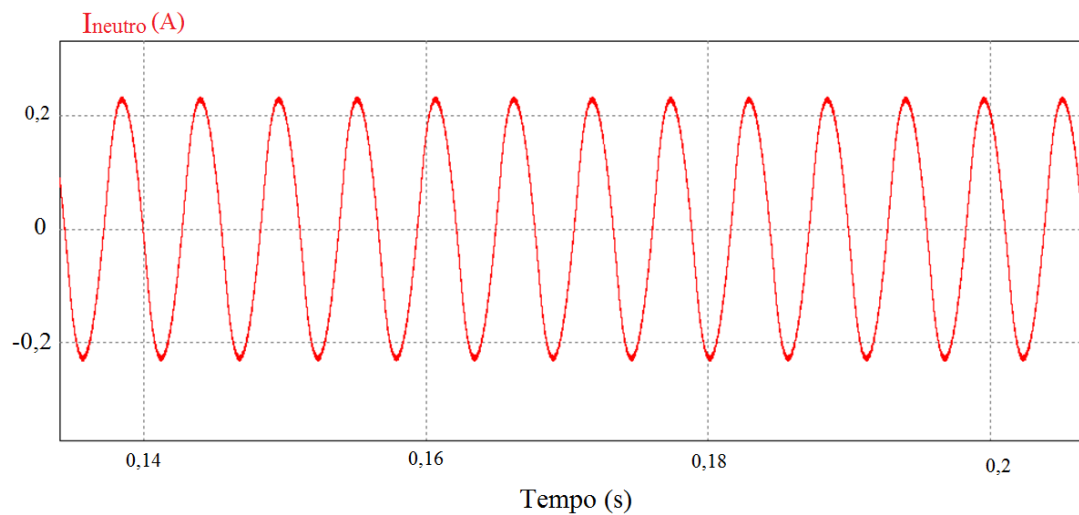


Figura 45 Corrente de neutro no inversor trifásico com três braços a quatro fios

5 Conclusões

Este trabalho mostra que pode ser realizada uma abordagem unificada para a implementação da modulação vetorial espacial em inversores trifásicos de dois níveis. Nota-se que a metodologia apresentada é totalmente adaptada à implementação digital em microprocessadores e DSPs devido aos cálculos complexos envolvidos. Há métodos alternativos, como é o caso da modulação em coordenadas ABC, que tornam o algoritmo mais eficaz e reduz a necessidade de cálculos complexos. A partir da análise das simulações no PSIM, confirmam-se algumas características da modulação vetorial espacial, que são o aproveitamento eficiente da tensão do barramento CC e valores de THD baixos. Essas características são algumas das causas do grande interesse sobre essa tecnologia.

Comparando os três diferentes inversores analisados, nota-se que o comportamento da tensão de saída é similar, no entanto, a corrente de saída possui comportamento diferente no inversor com três braços a quatro fios, que possui terceira harmônica não desprezível. O inversor trifásico com quatro braços a quatro fios é o mais adaptado a diferentes aplicações devido à sua capacidade de controle da corrente de neutro. Enquanto que o inversor com três braços a quatro fios apresenta alta THD, o que exige filtros maiores.

Durante a realização deste trabalho, foi analisado o funcionamento dos inversores alimentando apenas uma carga RL. Para outros trabalhos, seria interessante analisar esses inversores conectados a uma rede elétrica com cargas de tipos diferentes (motores, não-lineares) e geradores em paralelo. Vale ressaltar que os conceitos apresentados neste trabalho podem ser utilizados como base para a concepção de um controle em malha fechada.

Anexo

Cálculo de Perdas em Inversores no PSIM

No inversor, há perdas durante o chaveamento e durante a condução tanto no IGBT quanto no diodo de roda livre. A seguir, há uma breve descrição sobre as principais perdas presentes nos inversores. Todas essas perdas sofrem influência da temperatura ambiente [31] [32].

- 1) Durante a condução do diodo, há perdas decorrentes da tensão direta no diodo. Essas perdas podem ser analisadas através da curva $V_f \times I_f$ geralmente presente em folhas de dados, onde V_f e I_f são, respectivamente, a tensão e a corrente em condução [32].
- 2) As perdas no diodo por comutação são decorrentes da corrente de recuperação reversa (I_{rr}). A curva $I_{rr} \times \frac{di}{dt}$ pode ser encontrada na documentação técnica desses dispositivos [32].
- 3) O IGBT também apresenta tensão direta em condução, causando perdas como as descritas no item 1). Em folhas de dados de IGBTs, há curvas que relacionam a tensão entre coletor e emissor e a corrente de condução [32].
- 4) As perdas devido ao chaveamento ocorrem tanto durante o ligamento quanto durante o desligamento do IGBT. Nos *datasheets*, há curvas que relacionam a energia de ligamento à corrente ($E_{on} \times I_c$) e a energia de desligamento à corrente ($E_{off} \times I_c$) [32].

Na Figura 46, há o circuito utilizado para o cálculo de perdas no inversor trifásico. O módulo térmico IGBT trifásico da Semikron SEMiX151GD066HDs (600V, 150A) já disponível no PSIM foi utilizado. A partir desse módulo térmico, que possui as curvas citadas para cada uma das perdas, pode-se obter os valores dissipados de potência devido a cada tipo de perda [31].

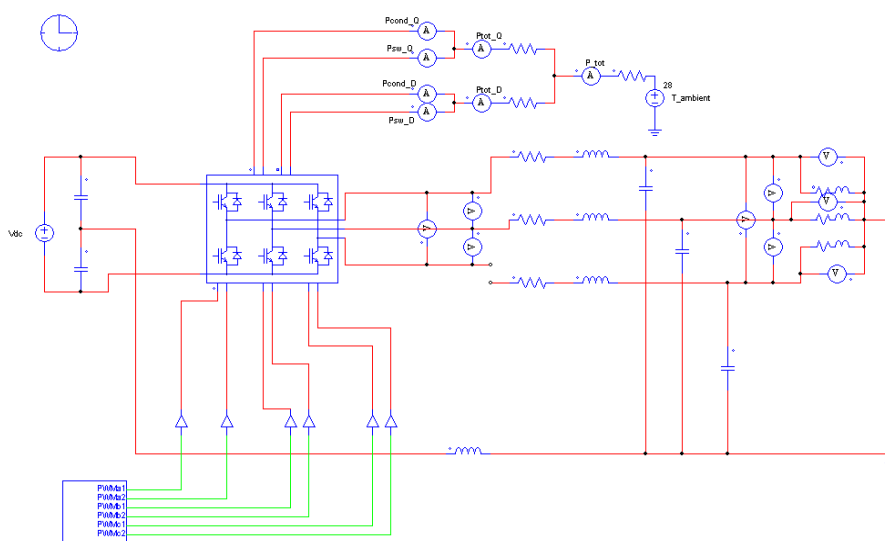


Figura 46 Circuito esquemático para o cálculo de perdas no inversor

Apresentado o método de cálculo de perdas, serão comparadas as perdas em inversores trifásicos com três braços a quatro fios para dois tipos de sequência de comutação: a sequência simétrica de comutação e a segunda sequência de comutação. Essa comparação pode ser feita utilizando os resultados apresentados na **Tabela 29**. Esses valores foram obtidos com o índice de modulação igual a $1/\sqrt{2}$.

Analisando a **Tabela 29**, percebe-se que as perdas do IGBT por chaveamento são as mais importantes, o que pode ser explicado pela alta frequência de chaveamento (20 kHz), e que a segunda sequência de comutação tem em torno de 20 % a menos de perdas, visto que produz menos comutações nos braços dos inversores. Vale ressaltar que P_{D_cond} são as perdas do diodo em condução, P_{D_sw} são as perdas do diodo por comutação forçada, P_{Q_cond} são as perdas do IGBT em condução e P_{Q_sw} são as perdas do IGBT por chaveamento.

Tabela 29 Comparação de perdas entre sequências de comutação

	Sequência Simétrica	Segunda Sequência
P_{D_cond}	11,7 W	12,0 W
P_{D_sw}	12,3 W	12,1 W
P_{Q_cond}	29,3 W	29,8 W
P_{Q_sw}	149,0 W	109,8 W
Total	202,4 W	163,7 W

Na **Figura 47**, há o gráfico que relaciona a frequência da onda portadora e as perdas totais no inversor calculadas no PSIM. Percebe-se que entre 5 kHz e 25 kHz, essa curva é praticamente linear.

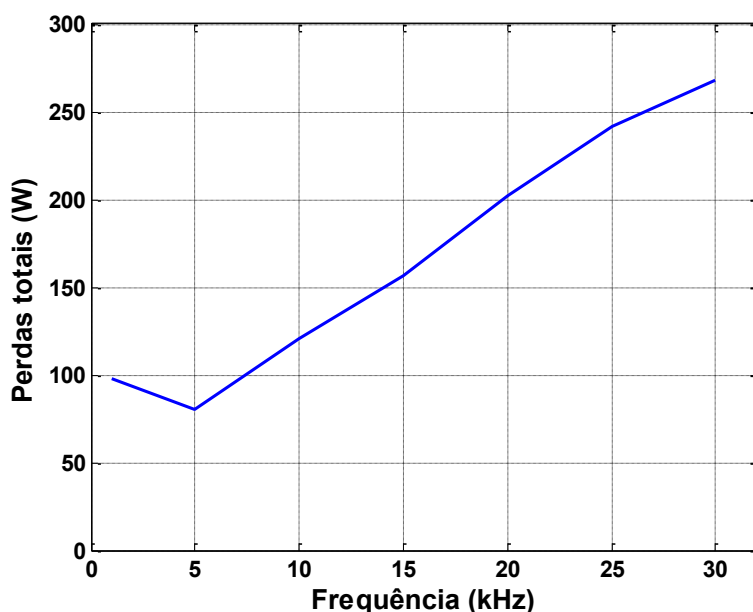


Figura 47 Perdas totais no inversor vs frequência de comutação

Referências Bibliográficas

- [1] M. Davidson. (2014, Fev.) The Energy Collective. [Online]. <http://theenergycollective.com/michael-davidson/335271/china-s-electricity-sector-glance-2013>
- [2] EIA. (2015, Mar.) U.S. Energy Information Administration. [Online]. http://www.eia.gov/electricity/monthly/epm_table_grapher.cfm?t=epmt_1_01
- [3] L.-S. Lai, W.-C. Hou, Y.-T. Feng, and Y.-A. Chen, "Novel Grid-Connected Photovoltaic Generation System," in *Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies*, Nanjuing, 2008, pp. 2536-2541.
- [4] REN21, "Renewables 2014 Global Status Report," International Report.
- [5] ANEEL. (2015, Abr.) BIG - Banco de Informações de Geração. [Online]. <http://www.aneel.gov.br/aplicacoes/capacidadebrasil/capacidadebrasil.cfm>
- [6] A. Zhouri and R. Oliveira, "Desenvolvimento, Conflitos Sociais e Violência no Brasil Rural: o caso das Usinas Hidrelétricas," *Ambiente & Sociedade*, vol. 10, no. 2, pp. 119-135, Jul. 2007.
- [7] N. Jenkins, R. Allan, P. Crossley, D. Kischen, and G. Strbac, *Embeeded Generation*. Londres, Inglaterra: The Institute of Electrical Engineers, 2000.
- [8] J. M. Carrasco, et al., "Power-Electronic System for thee Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 4, pp. 1002-1016, 2006.
- [9] W. Ahmed and S. M. Usman Ali, "Comparative study of SVPWM (space vector pulse width modulation) & SPWM (sinusoidal pulse width modulation)," in *IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering*, 2013.
- [10] Purdue University, *The Power Electronics handbook*, T. L. Skvarenina, Ed. CRC Press, 2001.
- [11] Hitachi Power Semiconductor Device, Ltd. (2009, Dez.) (HIGH VOLTAGE IGBT MODULE) Application Manual. [Online]. http://www.hitachi-power-semiconductor-device.co.jp/en/product/igbt/pdf/application_note_r2.pdf
- [12] J. J. S. N. B. R. Senthil Kumar, "Analysis of Three Phase Four Wire Inverter for UPS Fed Unbalanced Star Connected Load," *International Journal of Electrical and Power Engineering*, vol. 4, no. 2, pp. 38-44, 2010.
- [13] H. Pinheiro, et al., "Modulação Space Vector para inversores alimentados em tensão: uma abordagem unificada," *Revista Controle e Automação*, vol. 16, no. 1, pp. 13-24, Jan. 2005.

- [14] E. K. R. B. Ilhami Colak, "Review of multilevel voltage source inverter topologies and control schemes," *Energy Conversion and Management*, vol. 52, no. 2, pp. 1114-1128, 2011.
- [15] C. Rech, H. A. Grundling, H. L. Hey, H. Pinheiro, and J. R. Pinheiro, "Uma metodologia de projeto generalizada para inversores multiníveis híbridos," *Sba Controle & Automação*, vol. 15, no. 2, Jul. 2004.
- [16] J. Holtz, "Pulsewidth Modulation -A Survey," *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, vol. 39, no. 5, pp. 410-420, 1992.
- [17] M. P. Kazmierkowski and M. A. Dzieńiakowski, "Review of Current Regulation Techniques For Three-phase PWM Inverters," *Industrial Electronics, Control and Instrumentation*, vol. 1, pp. 568-575, 1994.
- [18] ANEEL, "Módulo 8 - Qualidade de Energia Elétrica," PRODIST, 2010.
- [19] K. Zhou and D. Wang, "Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 1, pp. 186-196, 2002.
- [20] Y. Wu, M. A. Shafi, A. M. Knight, and R. A. McMahon, "Comparison of the Effects of Continuous and Discontinuous PWM Schemes on Power Losses of Voltage-Sourced Inverters for Induction Motor Drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 01, pp. 182-191, Jan. 2011.
- [21] L. Malesani and P. Tomasin, "PWM Current Control Techniques of Voltage Source Converters - A Survey," in *Industrial Electronics, Control, and Instrumentation*, Maui, HI, 1993, pp. 670-675.
- [22] S.-S. Min, K.-C. Lee, J.-W. Song, and K.-B. Cho, "A fuzzy current controller for field-oriented controlled induction machine by fuzzy rule," in *IEEE PESC'92 Conf. Rec.*, Toledo, 1992, pp. 265-270.
- [23] K. H. Ahmed, G. Strathclyde Univ., S. J. Finney, and B. W. Williams, "Passive Filter Design for Three-Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation," in *Compatibility in Power Electronics*, Gdansk, 2007, pp. 1-9.
- [24] R. Zhang, V. H. Prasad, D. Boroyevich, and F. C. Lee, "Three-Dimensional Space Vector Modulation for Four-Leg Voltage-Source Converters," *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, vol. 17, no. 3, pp. 314-326, 2002.
- [25] W. C. Duesterhoeft, M. W. Schulz, and E. Clarke, "Determination of Instantaneous Currents and Voltages by Means of Alpha, Beta, and Zero Components," *AIEE Transactions*, vol. 70, pp. 1248-1255, 1951.

- [26] R. Kennel. (2013) Power Electronics. Exercise: Space Vector Modulation. [Online]. https://www.eal.ei.tum.de/fileadmin/tueieal/www/courses/PE/tutorial/2013-2014-W/08_Space_vector_modulation.pdf
- [27] M. A. Perales, R. Portillo, J. L. Mora, J. I. León, and L. G. Franquelo, "Three-Dimensional Space Vector Modulation in abc Coordinates for Four-Leg Voltage Source Converters," *IEEE POWER ELECTRONICS LETTERS*, vol. 1, no. 4, pp. 104-109, 2003.
- [28] Powersim Inc. (2015, Abr.) PSIM User's Guide. [Online]. <http://powersimtech.com/wp-content/uploads/2015/05/PSIM-User-Manual.pdf>
- [29] J. Schonek, "The singularities of the third harmonic," Schneider Electric Documento Técnico, 2001.
- [30] SCHWEITZER ENGINEERING LABORATORIES, COMERCIAL LTDA. (2015,) Como medir as componentes simétricas de um sistema elétrico trifásico?. [Online]. http://www.selinc.com.br/guia_aplic/CompSimetricas.pdf
- [31] POWERSIM. (2014, Fev.) PSIM Tutorial - IGBT Loss Calculation Using Thermal Module. [Online]. <http://powersimtech.com/wp-content/uploads/2014/05/Tutorial-IGBT-Loss-Calculation.pdf>
- [32] SEMIKRON. (2010, Abr.) SEMiX151GD066HDs Datasheet. [Online]. <http://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-semix151gd066hds-27891210>