

PONTIFÍCIA UNIVERSIDADE CATÓLICA DE MINAS GERAIS
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Cleudson da Silva Oliveira

**DESENVOLVIMENTO E ANÁLISE DE TOPOLOGIAS INVERSOR 4-NÍVEIS
A CAPACITOR FLUTUANTE COM CONTROLE SVPWM**

Belo Horizonte

2012

Cleudson da Silva Oliveira

**DESENVOLVIMENTO E ANÁLISE DE TOPOLOGIAS INVERSOR 4-NÍVEIS
A CAPACITOR FLUTUANTE COM CONTROLE SVPWM**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Pontifícia Universidade Católica de MinasGerais, como requisito parcial para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientadora: Prof^a. Dr^a. Zélia Myriam Assis Peixoto

Belo Horizonte

2012

FICHA CATALOGRÁFICA

Elaborada pela Biblioteca da Pontifícia Universidade Católica de Minas Gerais

O48d Oliveira, Cleidson da Silva
Desenvolvimento e análise de topologias inversor 4-níveis a capacitor
flutuante com controle SVPWM / Cleidson da Silva Oliveira. Belo Horizonte,
2013.
125f.: il.

Orientadora: Zélia Myriam Assis Peixoto
Dissertação (Mestrado) - Pontifícia Universidade Católica de Minas Gerais.
Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica.

1. Inversores elétricos. 2. Algoritmos. 3. Capacitores 4. Harmônicos (Ondas
elétricas). I. Peixoto, Zélia Myriam Assis. II. Pontifícia Universidade Católica de
Minas Gerais. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

SIB PUC MINAS

CDU: 621.314

Cleidson da Silva Oliveira

**DESENVOLVIMENTO E ANÁLISE DE TOPOLOGIAS INVERSOR 4-NÍVEIS
A CAPACITOR FLUTUANTE COM CONTROLE SVPWM**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Pontifícia Universidade Católica de MinasGerais, como requisito parcial para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Prof^a. Dr^a. Zélia Myriam Assis Peixoto (Orientadora) – PUC Minas

Prof. Dr. Mário Fabiano Alves – PUC Minas

Prof. Dr. Marcos Antônio Severo Mendes – UFMG

Belo Horizonte, 13 de Dezembro de 2012

*Aos meus pais Geraldo e Mirtes
Aos meus avos Delfina e Raimundo
Ao meu irmão Deivson
À Gisele
Pelas orações e apoio incondicional, em todos os momentos.*

AGRADECIMENTOS

- ✓ Agradeço a Deus por ter me dado saúde e força para desenvolver este trabalho durante estes anos;
- ✓ À Profa. Dra. Zélia Myriam Assis Peixoto pela excepcional orientação, amizade, carinho e incentivo nesta caminhada;
- ✓ Aos meus pais e Geraldo e Mirtes, pelas orações e por me dar estrutura e apoio para que eu chegasse até este estágio de minha vida.
- ✓ Aos meus avos Delfina e Raimundo pelas orações.
- ✓ Aos meus avos Clemente e Lucília que estão lá em cima olhando por mim.
- ✓ Ao meu irmão Deivson pela força e incentivo.
- ✓ À Gisele pelo incentivo, carinho e compreensão.
- ✓ Aos meus colegas do PPGEE pelo apoio e parceria.
- ✓ Aos meus amigos Daniel, Sandro, Victor, Wesley e Zélia, por estarem comigo nos piores momentos e não me deixarem desistir.
- ✓ Ao professor Carlos Augusto pela compreensão dos problemas que aconteceram durante o trabalho.
- ✓ Ao professor José Celso, Flávia Ferreira e demais professores do PPGEE, pelas orientações.
- ✓ Aos professores Paulo Cunha, Francisco Garcia e Telmo Zenha, da PUC Minas; Ari Divino, Antônio Nogueira e Francisco Magalhães do CEFET-MG; Alessandro da Faculdade Pitágoras; Samira e Daniel da UNIPAC Bom Despacho por confiarem no meu trabalho.
- ✓ Às Isabeis pelo carinho e apoio.
- ✓ Ao Rafael, Thiago e Alex, pela amizade e parceria.
- ✓ Ao Alan e ao Cristiano pela amizade e ótimos apoios técnicos.
- ✓ Ao PPGEE e à CAPES pelo apoio acadêmico, científico e financeiro.

Cleidson da Silva Oliveira

O que você sabe não tem valor, o valor está no
que você faz com o que sabe.

Bruce Lee

RESUMO

Este trabalho visa desenvolver técnicas de comando voltadas à sintetização de sinais senoidais em inversores 4-níveis a capacitor flutuante com algoritmo SVPWM. É proposta uma nova topologia para inversores 4-níveis a capacitor flutuante, utilizando-se quatro chaves de potência e circuitos auxiliares para o controle independente das tensões dos capacitores flutuantes. A topologia 4-níveis a capacitor flutuante clássica é também analisada sob a mesma versão do algoritmo SVPWM. Basicamente, as técnicas de controle das tensões dos capacitores flutuantes baseiam-se no controlador *on/off*. Usando diferentes modos de conexão, esses controladores são ativados em função dos erros das tensões de referência dos capacitores, erros das tensões associadas aos sentidos das correntes de saída ou a partir da minimização de uma função de custo pré-definida. A validação dos algoritmos é realizada através de simulações computacionais, em ambiente PSIM 9.0. Após esta etapa, os desempenhos dos inversores 3-níveis, 4-níveis com quatro chaves de potência por braço e 4-níveis com seis chaves de potência por braço, sob mesmas condições de operação, são comparados fundamentalmente, em relação à taxa de distorção harmônica total (*THD – Total Harmonic Distortion*). Os resultados obtidos permitiram avaliar o comportamento dos 3 inversores para as mesmas condições de operação. Pôde-se, ao final, concluir sobre o desempenho de cada topologia em relação ao conteúdo harmônico dos sinais de saída e destacar características inerentes aos mesmos.

Palavras-chave: Inversor Multinível, Capacitor Flutuante, SVPWM, THD.

ABSTRACT

This work aims a control technician development focused a 4-level flying capacitor inverter sine signals synthesizing with SVPWM algorithm. A new 4-level flying capacitor inverter topology is propose, using four power switches and flying capacitor independent voltage control with auxiliary switches. The 4-level flying capacitor classic topology also is analyzed on same SVPWM version. Basically, flying capacitor voltage control technicians is based in on/off controllers. Using different connection modes, this controllers are actives by the capacitors reference voltage errors, voltage errors associate to output currents sense or by predefined cost function minimization. Computational simulations on PSIM 9.0 ambient was realized to development algorithm validation. After this stage, can be compare a 3-level inverter, 4-level with four power switches inverter, and 4-level with six power switches inverter performance, at same operation conditions, fundamentally, relation to total harmonic distortion (THD). The results allowed to evaluate the three inverters behavior at same operation conditions. It cold been, in the end, conclude about the performance of these topologies in relation to harmonic content of the outputs signals and highlight the inherent characteristics of this.

Key-words: Multilevel Inverter, Flying Capacitor, SVPWM, THD.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Inversor Trifásico.....	24
Figura 2 - Vetores de tensão e estados de chaveamento correspondentes.....	25
Figura 3 - Região de sintetização dos vetores de tensão	25
Figura 4 - Inversor multinível de três células	28
Figura 5 - Topologia de inversor multinível a 4-níveis sem a utilização de diodos grampeadores e capacitores flutuantes	30
Figura 6 - Resultados de simulação das tensões de stress das chaves Sp1, S1, S2, Sn1, Sp2 e Sn2 (CHEN e outros, 2008).....	31
Figura 7 - Inversor de 4-níveis a partir de inversores de 2-níveis	34
Figura 8 - Hexágono de tensão dos inversores	34
Figura 9 - Combinações de vetores espaciais do inversor de 4-níveis	35
Figura 10 - Diagrama elétrico de um conversor com capacitor flutuante a três níveis ..	38
Figura 11 - Correntes no inversor a capacitor flutuante para cada estado possível dos interruptores.....	39
Figura 12 - Sinal de comando da tensão de saída para um braço do inversor.....	40
Figura 13 - Vetores de tensão do inversor a 3-níveis com capacitor flutuante	41
Figura 14 - Correntes no capacitor flutuante para os estados A e B	41
Figura 15 - Diagrama em blocos do controlador <i>on/off</i>	42
Figura 16 - Vetores de tensão do inversor a 4-níveis com capacitor flutuante	44
Figura 17 - Configuração PNP para quatro chaves por braço	44
Figura 18 - Configuração PNN para quatro chaves por braço	45
Figura 19 - Configuração PAN para quatro chaves por braço	46
Figura 20 - Configuração PBN para quatro chaves por braço.....	46
Figura 21 - Estrutura resultante para um braço do inversor 4-níveis.....	47
Figura 22 - Diagrama elétrico de um conversor com capacitor flutuante a 4-níveis com seis chaves por braço	48
Figura 23 - Vetores de tensão do setor A da Figura 13	54
Figura 24 - Curvas de Chaveamento de um IGBT (CORTIZO, P.C; 2012).....	59
Figura 25 - Curvas de Chaveamento de um IGBT com carga indutiva (CORTIZO, P.C; 2012).....	60
Figura 26 - Curvas características: (a) IGBT (b) Diodo de roda livre SEMIKRON, 2012).....	61
Figura 27 - "Corrente de calda" em um IGBT (CORTIZO, 2012).....	63
Figura 28 - Curvas de perdas por chaveamento no IGBT: disparo(Eon) e bloqueio (Eoff) perdas de bloqueio no diodo (SEMIKRON, 2012)	63
Figura 29 - Diagrama elétrico de um inversor 4-níveis a capacitor flutuante com 4 chaves por braço	67
Figura 30 - Sinais de Comando em um Braço do Inversor 4-níveis.....	68
Figura 31 - Hexágono e Vetores de tensão do inversor a 4-níveis com capacitor flutuante.....	69
Figura 32 - Vetores de tensão e regiões elementares do setor A para o inversor 4-níveis	72
Figura 33 - Padrão de Chaveamento da Região 1A.....	73
Figura 34 - Padrão de Chaveamento da Região 2A.....	75
Figura 35 - Padrão de Chaveamento da Região 3A.....	77
Figura 36 - Padrão de Chaveamento da Região 4A.....	79

Figura 37 - Padrão de Chaveamento da Região 5A.....	81
Figura 38 - Padrão de Chaveamento da Região 6A.....	83
Figura 39 - Padrão de Chaveamento da Região 7A.....	84
Figura 40 - Padrão de Chaveamento da Região 8A.....	86
Figura 41 - Padrão de Chaveamento da Região 9A.....	88
Figura 42 - Delimitação da Região A.....	91
Figura 43 - Vetor de referência na região de sobremodulação.....	92
Figura 44 - Diagrama em blocos da estratégia SVPWM para o inversor de 4-níveis com quatro chaves por braço.....	96
Figura 45 - Diagrama em blocos da estratégia SVPWM para o inversor de 4-níveis com seis chaves por braço.....	97
Figura 46 - Tensão fase-neutro V_{an} do Inversor de 3-níveis a Capacitor Flutuante:.....	98
Figura 47 - Tensão fase-fase V_{ab} do Inversor de 3-níveis a Capacitor Flutuante.....	98
Figura 48 - Correntes de linha do Inversor de 3-níveis a Capacitor Flutuante.....	99
Figura 49 - Tensão média no capacitor da fase a no Inversor de 3-níveis a Capacitor Flutuante.....	99
Figura 50 - Oscilação de tensão no capacitor da fase a do Inversor de 3-níveis a Capacitor Flutuante.....	99
Figura 51 - Espectro harmônico da tensão V_{ab} do Inversor de 3-níveis a Capacitor Flutuante.....	100
Figura 52 - Espectro harmônico da corrente I_a do Inversor de 3-níveis a Capacitor Flutuante.....	101
Figura 53 - Tensão da Fundamental x Índice de Modulação do Inversor de 3-níveis a Capacitor Flutuante.....	102
Figura 54 - de Tensão x Índice de Modulação do Inversor de 3-níveis a Capacitor Flutuante.....	102
Figura 55 - Tensão fase-neutro V_{an} do CCF de 4-níveis com 4 chaves por braço.....	103
Figura 56 - Tensão fase-fase V_{ab} do CCF de 4-níveis com 4 chaves por braço.....	103
Figura 57 - Correntes de linha do CCF de 4-níveis com 4 chaves por braço.....	104
Figura 58 - Tensão média no capacitor da fase a no CCF de 4-níveis.....	104
Figura 59 - Oscilação de tensão no capacitor da fase a no CCF de 4-níveis.....	105
Figura 60 - Espectro harmônico da tensão V_{ab} do CCF de 4-níveis.....	105
Figura 61 - Espectro harmônico da corrente I_a do CCF de 4-níveis.....	106
Figura 62 - Tensão da Fundamental x Índice de Modulação a no CCF de 4-níveis....	107
Figura 63 - THD de Tensão x Índice de Modulação a no CCF de 4-níveis.....	108
Figura 64 - Tensão fase-neutro V_{an} do CCF de 4-níveis com 6 chaves por braço.....	108
Figura 65 - Tensão fase-fase V_{ab} do CCF de 4-níveis com 6 chaves por braço.....	109
Figura 66 - Correntes de linha do CCF de 4-níveis com 6 chaves por braço.....	109
Figura 67 - Tensão média no capacitor C_{1a} no CCF de 4-níveis com 6 chaves por braço.....	110
Figura 68 - Oscilação de tensão no capacitor C_{1a} no CCF de 4-níveis com 6 chaves por braço.....	110
Figura 69 - Tensão média no capacitor C_{2a} no Inversor de 4-níveis com 6 chaves por braço.....	111
Figura 70 - Oscilação de tensão no capacitor C_{2a} no Inversor de 4-níveis com 6 chaves por braço.....	111

Figura 71 - Espectro harmônico da tensão V_{ab} do Inversor de 4-níveis com 6 chaves por braço	112
Figura 72 - Espectro harmônico da corrente I_a do Inversor de 4-níveis com 6 chaves por braço	112
Figura 73 - Tensão da Fundamental x Índice de Modulação a no CCF de 4-níveis	113
Figura 74 - THD de Tensão x Índice de Modulação a no CCF de 4-níveis	114

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Critério simplificado para a identificação de setores, considerando:.....	26
Tabela 2 - Coeficientes da matriz T.....	27
Tabela 3 - Tensões de saída do inversor multinível com três células.....	29
Tabela 4 - Tensões de saída do inversor multinível após a utilização do método de controle da tensão no capacitor flutuante	30
Tabela 5 - Relação entre as tensões de saída de um braço do inversor e os estados de chaveamento	31
Tabela 6 - Estados das chaves de um braço do inversor com capacitor flutuante de 3 níveis.....	38
Tabela 7 - Estados das chaves de um braço do inversor a 4-níveis com quatro chaves por braço	43
Tabela 8 - Estados das chaves de um braço do inversor a 4 níveis com seis chaves por braço	49
Tabela 9 - Tensões de saída do inversor com seis chaves por braço.....	50
Tabela 10 - Estados de chaveamento e contribuições das correntes do lado c.a. para as tensões dos capacitores	51
Tabela 11 - Componentes Espectrais de Formas de Onda	58
Tabela 12 - Configuração das Chaves de um inversor 4-níveis a capacitor flutuante, com 6 chaves por braço	67
Tabela 13 - Configuração das Chaves de um inversor 4-níveis a capacitor flutuante, com 4 chaves por braço	67
Tabela 14 - Localização do vetor tensão de referência	90
Tabela 15 - Determinação das regiões de um setor	91
Tabela 16 - Comparação da Distorção de Tensão	114
Tabela 17 - Comparação da Distorção de Corrente.....	115

LISTA DE SIGLAS

Acrônimos

CAPES	Coordenação de Aperfeiçoamento Pessoal de Nível Superior
C.A.	Corrente Alternada
C.C.	Corrente Contínua.
CCF	Conversor com Capacitor Flutuante
DSP	Processador Digital de Sinais (<i>Digital Signal Processor</i>)
FFT	Transformada Rápida de Fourier (<i>Fast Fourier Transform</i>)
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
GEPSIN	Grupo de Estudos em Processamento de Sinais
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
HF _n	Fator de Distorção Relativo ao n-ésimo Harmônico
PNG	Conversor com Neutro Grampeado
PPGEE	Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica
PSIM	<i>Power Simulator</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
SVPWM	Modulação por Largura de Pulsos por Vetor Espacial
THD	Distorção Harmônica Total
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>

Simbologia

C	Capacitância (F)
E	Tensão do barramento C.C. (V)
F	Frequência de chaveamento (H)
I	Corrente (A)
n	Número de níveis do inversor multinível
S	Estados de chaveamento
T	Período PWM (s)
V	Tensão elétrica (V)

Sobrescritos

* Valor de referência de uma variável

Subscritos

- a Relativo à Fase a.
- b Relativo à Fase b.
- c Relativo à Fase c.

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	17
1.1 Contexto.....	17
1.2 Definição do Problema.....	18
1.3 Objetivos.....	18
1.3.1 <i>Objetivos Principais</i>	19
1.3.2 <i>Objetivos Secundários</i>	19
1.4 Relevância e Justificativa.....	20
1.5 Contribuições do Trabalho.....	20
1.6 Materiais e Métodos.....	21
1.7 Organização do Trabalho.....	21
2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	23
2.1 Introdução.....	23
2.2 Método de Modulação por Largura de Pulso por Vetor Espacial.....	23
2.3 Técnicas para a Extensão do Número de Níveis da Tensão de Saída em uma Topologia Multinível.....	28
2.4 Topologias aplicáveis aos Inversores de 4-níveis.....	32
2.5 Conclusão.....	36
3 FUNDAMENTOS TEÓRICOS	37
3.1 Introdução.....	37
3.2 Topologias Básicas.....	37
3.2.1 <i>Inversor de 3-Níveis</i>	37
3.2.1.1 <u>Controle de Tensão nos Capacitores</u>	41
3.2.2 <i>Inversor a 4-Níveis com Quatro Chaves por Braço</i>	42
3.2.2.1 <u>Circuito Equivalente em Função dos Estados de Condução</u>	44
3.2.2.2 <u>Controle de Tensão nos Capacitores</u>	47
3.2.3 <i>Inversor a 4-Níveis com Seis Chaves por Braço</i>	48
3.3.3.1 <u>Circuitos Equivalentes da Acordo com os Estados de Condução para o Inversor com Seis Chaves por Braço</u>	50
3.3.3.2 <u>Controle de Tensão nos Capacitores</u>	50
3.3 Técnicas de Modulação por Largura de Pulso por Vetor Espacial.....	53
3.3.1 <i>PWM por Vetor Espacial</i>	54
3.4 Critérios para Análise de Desempenho.....	57
3.4.1 <i>Distorção Harmônica</i>	57
3.4.1.1 <u>Fator de Distorção Relativo ao n-ésimo Harmônico – HF_n</u>	58
3.4.1.2 <u>Distorção Harmônica Total – THD</u>	58
3.4.2 <i>Perdas nos Dispositivos de Chaveamento</i>	59
3.4.2.1 <u>Perdas por Condução</u>	60
3.4.2.2 <u>Perdas por Comutação</u>	62
3.4 Conclusão.....	65
4 ALGORITMO SVPWM PARA INVERSORES 4-NÍVEIS A CAPACITOR FLUTUANTE	66
4.1 Introdução.....	66
4.2 Restrições e Expressões para o Cálculo dos Intervalos de Chaveamento.....	66
4.2.1 <i>Equações Gerais do Método PWM Proposto</i>	69
4.2.2 <i>Padrões de Comutação do Setor A</i>	71

4.2.2.1 <u>Padrão de Comutação para a Região 1A</u>	72
4.2.2.2 <u>Padrão de Comutação para a Região 2A</u>	75
4.2.2.3 <u>Padrão de Comutação para a Região 3A</u>	77
4.2.2.4 <u>Padrão de Comutação para a Região 4A</u>	79
4.2.2.5 <u>Padrão de Comutação para a Região 5A</u>	81
4.2.2.6 <u>Padrão de Comutação para a Região 6A</u>	82
4.2.2.7 <u>Padrão de Comutação para a Região 7A</u>	84
4.2.2.8 <u>Padrão de Comutação para a Região 8A</u>	86
4.2.2.9 <u>Padrão de Comutação para a Região 9A</u>	88
4.2.3 <i>Generalização dos Resultados</i>	89
4.2.3.1 <u>Região de Sobremodulação</u>	92
4.3 Conclusão.....	94
5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	96
5.1 Introdução.....	96
5.2 Implementação das Estratégias SVPWM.....	96
5.3 Inversor a Capacitor Flutuante de 3-Níveis.....	98
5.4 Inversor a Capacitor Flutuante de 4-Níveis com 4 Chaves por Braço.....	103
5.5 Inversor a Capacitor Flutuante de 4-Níveis com 6 Chaves por Braço.....	109
5.6 Comparação dos Resultados Obtidos.....	115
5.7 Conclusão.....	116
6 CONCLUSÃO E PROPOSTA DE CONTINUIDADE.....	117
ANEXO A – ESPECIFICAÇÕES DA MÁQUINA DE INDUÇÃO.....	119
ANEXO B – TABELA DE ESTADOS DO INVERSOR A 4-NÍVEIS.....	120
REFERÊNCIAS.....	123

1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão apresentados os aspectos norteadores do trabalho incluindo o contexto, a definição do problema, relevância e a metodologia a ser utilizada durante o seu desenvolvimento.

1.1 Contexto

Os inversores multiníveis vêm sendo, cada vez mais, utilizados em aplicações industriais e, de forma crescente, recebido atenção pela comunidade técnico-científica mundial.

Nas últimas décadas houve um avanço considerável em relação aos dispositivos eletrônicos de potência e, paralelamente, quanto aos recursos digitais programáveis. Esses fatores, aliados ao desenvolvimento tecnológico, fazem com que esforços, cada vez maiores, sejam direcionados para a realização de pesquisas na área da Eletrônica de Potência. Dentre outros, vale ressaltar, os trabalhos apresentados por (RADAN, A. e outros; 2005), (HUANG, J.; CORZINE, K; 2006), (SHU, Z. e outros; 2007), (CHEN, A. e outros; 2008) sobre novas topologias multiníveis bem como, (MENDES, M.A.S. e outros; 2001), (WANG, H. e outros; 2003) e (KANCHAN, R.S. e outros; 2005) em relação às técnicas de comando e modulação por largura de pulsos (PWM - *Pulse Width Modulation*).

Nas aplicações dos inversores multiníveis, vários aspectos têm recebido destaque em estudos recentes, tais como as técnicas de comando e balanceamento, a modelagem para a análise das não linearidades intrínsecas e geração de harmônicos na rede de energia elétrica, métodos para a redução das oscilações sobre a carga, métodos para a minimização de perdas por chaveamento, dentre outros.

Dentre os fatores motivadores, observa-se um crescente aumento do número de aplicações dos conversores eletrônicos de potência nos diversos segmentos do mercado elétrico-eletrônico mundial, em sua maioria, pela grande demanda de implementação de acionamentos elétricos a velocidade variável e da utilização massiva de cargas eletrônicas não lineares.

Nos conversores de potência, existem vários fatores que contribuem para as distorções dos sinais de tensão e corrente de saída, tais como: fator de ripple do

barramento contínuo, não linearidades e tempo morto inerentes aos dispositivos eletrônicos, limitações dos métodos de modulação por largura de pulsos.

Sendo o conversor C.C./C.A. um dispositivo de grande importância para o desempenho de sistemas elétricos ou eletrônicos que utilizem tensões e correntes alternadas sintetizadas a partir de fontes de alimentação de corrente contínua, é desejável que os conversores ofereçam altos índices de desempenho, notadamente, em relação à eficiência, simplicidade para a implementação digital em tempo real, baixos níveis de distorção harmônica e custos compatíveis.

1.2 Definição do Problema

A faixa de frequência de operação dos componentes semicondutores tem crescido consideravelmente nos últimos anos. Essa característica levou à utilização de soluções de eletrônica de potência para a resolução de problemas de controle nas mais diversas áreas de aplicação, destacando-se:

- ✓ Acionamentos de motores de corrente alternada;
- ✓ Construção de unidades ininterruptas de energia;
- ✓ Compensadores ativos.

De modo geral, essas aplicações envolvem cargas não lineares e requerem a sintetização de sinais senoidais, através de níveis discretos de tensão, associada à utilização de sinais de comando de elevada frequência. Estes fatores são, comumente, os principais responsáveis pela geração de harmônicos e os problemas relativos às perdas por chaveamento.

Neste contexto, é de grande importância a busca de alternativas que atendam ao aproveitamento dos conversores multiníveis através do incremento do número de níveis intermediários de tensão de saída e topologias que possam ser utilizadas em aplicações de média e alta tensão.

1.3 Objetivos

O escopo deste trabalho compreende o estudo, desenvolvimento e implementação de técnicas de comando aplicáveis aos inversores 4-níveis a capacitor flutuante. As técnicas envolvidas buscam atender ao comando de chaveamento das

chaves estáticas, diretamente envolvidas na sintetização dos sinais senoidais de saída, e ao controle dos capacitores flutuantes responsáveis pela geração dos níveis intermediários de tensão.

1.3.1 Objetivos Principais

- ✓ Desenvolver e analisar técnicas de comando voltadas à sintetização de sinais senoidais em inversores multiníveis a capacitor flutuante de 4-níveis;
- ✓ Estender a técnica de comando SVPWM dedicada à estrutura inversor 3-níveis com capacitor flutuante apresentada em (MENDES, M.A.S.; 2000) e (PEIXOTO, Z.M.A.; 2000), à topologia inversor 4-níveis com capacitor flutuante.

1.3.2 Objetivos Secundários

- ✓ Desenvolver modelos de simulação, em ambiente PSIM, para o inversor multinível com capacitor flutuante de 4-níveis;
- ✓ Desenvolver rotinas PWM que possam ser implementadas em ambiente DSP (*Digital Signal Processor*);
- ✓ Elaborar uma análise comparativa com base na distorção harmônica total para as estruturas inversor de 3-níveis a capacitor flutuante, 4-níveis com quatro chaves por braço e 4-níveis com seis chaves por braço. Vale destacar que o número de chaves indicado refere-se aos dispositivos de chaveamento nas saídas;
- ✓ Contribuir para a consolidação das bases teórico-práticas necessárias à utilização e expansão das aplicações dos inversores multiníveis no âmbito do PPGEE/GEPSIN (Grupo de Estudos em Processamento de Sinais) da PUCMinas (Pontifícia Universidade Católica de Minas Gerais);
- ✓ Divulgar os resultados do trabalho através de publicações em congressos e/ou periódicos técnico-científicos.

1.4 Relevância e Justificativa

O inversor de potência é de fundamental importância nos equipamentos eletrônicos que compõem os sistemas de acionamento de máquinas elétricas de corrente alternada e de conversão de energia renovável, compensadores ativos, fontes ininterruptas de energia, dentre outros.

Pesquisas disponíveis na literatura técnico-científica atual comprovam um elevado e crescente interesse nas topologias multiníveis devido à sua capacidade de aplicação em níveis elevados de tensão C.C., baixa distorção harmônica e versatilidade de aplicação, a partir dos inversores (C.C./C.A.) e *choppers* (C.C./C.C.).

Os inversores ou conversores C.C./C.A. apresentam uma ampla gama de aplicações como os sistemas de acionamento de máquinas elétricas, sistemas de energia renovável, compensadores ativos, fontes ininterruptas de energia (UPS - *Uninterruptible Power Supply*), dentre outras.

1.5 Contribuições do Trabalho

A partir do desenvolvimento deste trabalho podem ser destacadas as seguintes contribuições:

- ✓ Proposta de uma nova topologia para inversores multiníveis a capacitores flutuantes de 4-níveis utilizando quatro chaves de potência e circuitos auxiliares para o controle independente das tensões dos capacitores flutuantes;
- ✓ Adaptação do algoritmo SVPWM do inversor 3-níveis a capacitor flutuante para utilização em inversores 4-níveis a capacitor flutuante;
- ✓ Proposta de uma estratégia de comando através de chaves auxiliares de tal forma que não haja interferência entre o controle das tensões dos capacitores flutuantes e a geração dos níveis de tensão de saída do inversor.
- ✓ Projeto de uma placa de interface para a futura implementação de um inversor 4-níveis a capacitor flutuante.

1.6 Materiais e Métodos

Os estudos dos fundamentos teóricos e levantamentos sobre as publicações correlatas ao tema da pesquisa foram realizados através de bibliografia de comprovada relevância (HOLMES, D.G.; LIPO, T.A.; 2003) e (BOSE, B. K.; 2006), em bases de dados disponibilizadas pela Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) através do portal www.pucminas.br, tais como o www.ieee.org, teses e dissertações disponíveis em portais de universidades e institutos de pesquisa, dentre outros.

Inicialmente, esta pesquisa envolveu estudos sobre os inversores a capacitor flutuante de 3 e 4-níveis e estruturas alternativas à topologia do inversor de 4-níveis com seis chaves por braço. Paralelamente, foram analisadas técnicas de modulação por largura de pulso por vetor espacial (*Space Vector Pulse Width Modulation - SVPWM*).

Após a definição das estruturas de inversor multinível a capacitor flutuante a serem utilizadas no trabalho, o algoritmo SVPWM foi adaptado para os inversores multiníveis a capacitor flutuante de 4-níveis. Essa adaptação envolveu a análise de novas restrições de operação do inversor e a solução dos conjuntos de equações lineares resultantes em ambiente MatLab, *Toolbox Symbolic Math*. O algoritmo obtido pode ser utilizado tanto em ambientes de simulação, quanto para desenvolvimentos experimentais.

A validação do algoritmo SVPWM desenvolvido foi realizada através simulações computacionais em ambiente PSIM 9.0. A partir daí, pôde-se comparar os desempenhos dos inversores 3-níveis, 4-níveis com quatro chaves por braço e 4-níveis com seis chaves por braço, sob mesmas condições de operação, fundamentalmente, em relação à taxa de distorção harmônica total (*THD – Total Harmonic Distortion*).

Após a escolha das técnicas aplicáveis ao comando do inversor via DSP, foram realizadas análises de desempenho e validação dos métodos através de simulações computacionais, em ambiente MATLAB 6.5 e PSIM 9.0.

1.7 Organização do Trabalho

Neste primeiro capítulo, foram indicadas a relevância e justificativa do tema escolhido no contexto atual. Foram apresentados os objetivos e metodologia aplicada, com destaque para as contribuições alcançadas a partir do trabalho realizado.

No Capítulo 2 é apresentado uma revisão bibliográfica sobre técnicas SVPWM, as topologias de inversores multiníveis 4-níveis e os recentes desenvolvimentos sobre o tema, destacando suas características.

No Capítulo 3 são apresentados os conceitos fundamentais e funcionamento dos inversores multiníveis a capacitor flutuante de 3-níveis, 4-níveis com quatro chaves por braço e 4-níveis com seis chaves por braço. Compreende a explicação da estratégia de modulação por largura de pulso a ser utilizada e as técnicas de controle de tensão sobre os capacitores flutuantes. São analisados os efeitos da distorção harmônica sobre as máquinas de indução e as perdas por chaveamento no inversor.

O Capítulo 4 apresenta o desenvolvimento do algoritmo SVPWM para aplicações em inversores 4-níveis a capacitor flutuante. É realizada a análise de restrições, compostas os sistemas de equações lineares e calculados os tempos de chaveamento.

O Capítulo 5 apresenta os resultados de simulação obtidos utilizando-se o PSIM 9.0. Primeiramente, são mostrados os circuitos de potência e blocos de comando onde se utilizou linguagem de programação C. São apresentados os resultados obtidos sobre método SVPWM, associado às técnicas de controle de tensão sobre os capacitores flutuantes, para as topologias de 3-níveis e 4-níveis apresentadas no capítulo 3. Na sequência, é realizada uma comparação entre os 3 inversores, considerando a distorção harmônica, a amplitude da componente fundamental e o valor eficaz da tensão fase-fase sintetizadas.

Finalizando o trabalho, são apresentadas as conclusões, contribuições e propostas de continuidade, decorrentes dos resultados obtidos a partir do trabalho realizado.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

2.1 Introdução

Neste capítulo serão apresentados alguns trabalhos, disponíveis na literatura técnico-científica atual, que foram considerados de maior importância para a definição do tema e desenvolvimento desta pesquisa. As propostas analisadas foram agrupadas segundo os aspectos seguintes:

1. Métodos de modulação da largura de pulsos por vetor espacial;
2. Técnicas para a extensão do número de níveis da tensão de saída em uma topologia multinível;
3. Topologias aplicáveis aos inversores de 4-níveis.

2.2 Método de Modulação por Largura de Pulsos por Vetor Espacial

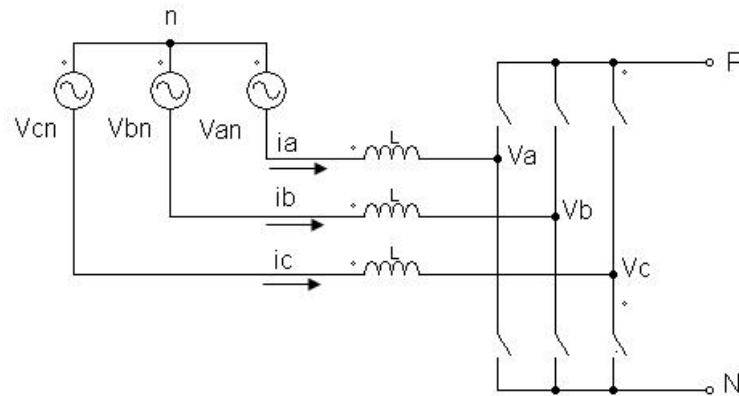
Vários métodos de modulação da largura de pulsos por vetor espacial (SVPWM – *Space Vector Pulse Width Modulation*) vêm sendo propostos para o comando das chaves estáticas em conversores multiníveis desde a proposição das primeiras topologias multiníveis, o inversor a neutro grampeado (PNG – *Neutral Point Clamped*) e o inversor a capacitor flutuante (FC – *Flying Capacitor*), respectivamente, em (NABAE, A.; TAKAHASHI, I. e AKAGI, H.; 1981) e (MEYNARD, T. e FOCH, H.; 1992).

De forma geral, essas técnicas representam uma extensão da modulação por largura de pulsos por vetor espacial para os inversores de 2-níveis e baseiam-se na seleção de vetores espaciais discretos de tensão em função da amplitude e posição de um vetor tensão de referência.

Em (MAHDAVI, J. e outros; 1999) é apresentado um método SVPWM para o controle das correntes de saída de um inversor 2-níveis, para aplicação em altas tensões, sob o argumento que o controle usual por tensões não possibilita, simultaneamente, o controle das correntes relacionadas. Para aplicar o método de comando, as equações diferenciais, que representam a relação entre as correntes e tensões, são transformadas para o domínio discreto e, partir daí, utilizadas para converter as correntes de referência do inversor em comandos de tensão.

A Figura 1 mostra a estrutura de inversor, cujo lado C.A. é conectado a uma fonte de tensão trifásica C.A. através das indutâncias L e a tensão do barramento C.C. é igual a E . As fontes trifásicas v_{mx} , $x \in \{a, b, c\}$, podem representar a força contra eletromotriz (fcem) em acionamentos de máquinas elétricas bem como o sistema elétrico de potência, em compensação de potência reativa.

Figura 1 - Inversor Trifásico



As relações matemáticas entre as tensões na carga, tensões de referências e correntes de saída, no domínio do tempo discreto, serão dadas por:

$$v_{xn}(k) - v_x^*(k) = L \frac{(i_x^*(k+1) - i_x^*(k))}{T}, \quad x \in \{a, b, c\} \quad (2.1)$$

onde T é o período de chaveamento e k é o instante atual da amostragem. Os valores $v_x^*(k)$ e $i_x^*(k)$ representam a tensão e a corrente de referência, respectivamente.

No método proposto, as variáveis $v_{xn}(k)$ e $v_x^*(k)$ são consideradas constantes dentro de um período de chaveamento. A fim de se obter as tensões de referência, as correntes de referência em $t = (k+1)T$ são determinadas por algum método de interpolação.

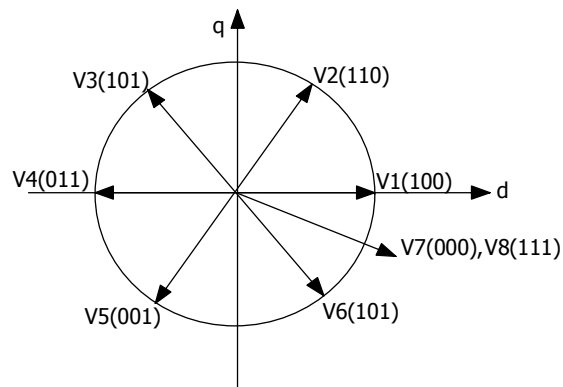
Com base no vetor espacial de tensão dado por,

$$\vec{V} = v_{an} + a v_{bn} + a^2 v_{cn}, \quad a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (2.2)$$

as componentes trifásicas de referência $[v_{an}^*, v_{bn}^*, v_{cn}^*]$ podem compor o vetor de referência a cada amostragem e transformados para o plano cartesiano $dq0$.

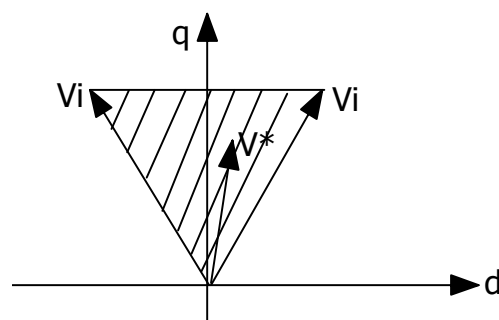
Por outro lado, a estrutura bipolar, apresentada na Figura 2.1, disponibiliza oito estados de chaveamento que correspondem a oito valores de tensão nas saídas do inversor $[V_1, \dots, V_8]$, conforme mostra a Figura 2.

Figura 2 - Vetores de tensão e estados de chaveamento correspondentes



Então, o vetor de referência arbitrário $\vec{V}^* = v_{an}^* + av_{bn}^* + a^2v_{cn}^*$ pode ser aproximado pela escolha adequada dos tempos de aplicação de cada um dos vetores, escolhidos em função da posição do vetor de referência em relação aos estados de chaveamento mais próximos. A Figura 3 ilustra o método descrito.

Figura 3 - Região de sintetização dos vetores de tensão



De acordo com os autores, como o comando está diretamente ligado às correntes trifásicas, esta técnica apresenta um menor erro de corrente e melhor desempenho do inversor quando utilizado em compensação de potência reativa e aplicações de motores de alta tensão, podendo ser expandida para inversores com maior número de níveis.

Em (MENDES, M.A.S. e outros; 2001) é apresentada uma versão do algoritmo SVPWM para inversores de 3-níveis a capacitor flutuante. A técnica utiliza apenas equações algébricas simples para calcular os tempos de chaveamento dos dispositivos eletrônicos, característica que facilita a implementação em tempo real. As tensões nos capacitores flutuantes são reguladas através controladores *on/off*, independentemente do comando da tensão de saída. Esta técnica será melhor detalhada, com base nos trabalhos (MENDES, M.A.S.; 2000) (PEIXOTO, ZMA; 2000), no Capítulo 3.

(SHU, Z. e outros; 2007) desenvolveram um algoritmo SVPWM usando vetores intermediários, pré-selecionados de forma a eliminar completamente as redundâncias de cálculo no processo. O algoritmo é desenvolvido com base no inversor bipolar e, posteriormente, estendido ao inversor 3-níveis

A partir da Transformação de Clarke, foram criadas variáveis intermediárias definidas como:

$$\begin{cases} X_d = v_a - \frac{v_b}{2} - \frac{v_c}{2} \\ X_q = v_b = v_c \end{cases} \quad (2.5)$$

que levam às expressões para o cálculo das componentes de tensão direta e em quadratura, ou seja,

$$V_\alpha = \frac{2X_\alpha}{3} \text{ e } V_\beta = \frac{X_\beta}{\sqrt{3}} \quad (2.6)$$

Aplicando (2.6), a identificação dos setores no hexágono de tensões pode ser obtida utilizando-se os critérios mostrados na Tabela 1.

Tabela 1 - Critério simplificado para a identificação de setores, considerando:

1 = Verdadeiro, 0 = Falso, X = Não importa

Setor	$X_d > 0$	$X_q > 0$	$ X_d > \left \frac{X_q}{2} \right $
I	1	1	1
II	X	1	0

II	0	1	1
IV	0	0	1
V	X	0	0
VI	1	0	1

O cálculo dos intervalos de comutação é feito a partir da equação (2.7), dada por:

$$[T_k \ T_{k+1}]^T = \frac{T_s}{V_{dc}} \times T \times [X_\alpha \ X_\beta]^T \quad (2.7)$$

onde V_{dc} é a tensão do barramento C.C., T_s é o período de amostragem e T é o tempo de permanência de cada estado na matriz de transformação, calculado como:

$$T = \begin{bmatrix} T_{00} & T_{01} \\ T_{10} & T_{11} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{\sqrt{3}} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{3}k\right) & -\cos\left(\frac{\pi}{3}k\right) \\ -\frac{2}{\sqrt{3}} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{3}(k-1)\right) & \cos\left(\frac{\pi}{3}(k-1)\right) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Os quatro coeficientes da equação (2.8) terão seus valores alterados, a cada instante k , de acordo com a Tabela 2.

Tabela 2 - Coeficientes da matriz T

k	1	2	3	4	5	6
T_{00}	1	1	0	-1	-1	0
T_{01}	-1/2	1/2	1	1/2	-1/2	-1
T_{10}	0	-1	-1	0	1	1
T_{11}	1	1/2	-1/2	-1	-1/2	1/2

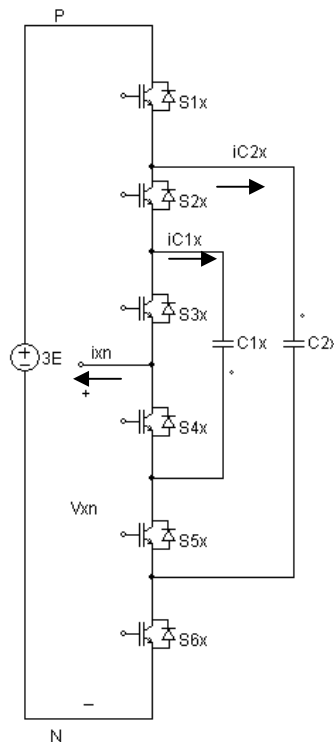
A partir do cálculo de V_α , V_β , dos setores e intervalos de chaveamento poderão ser realizadas as comutações das chaves.

2.3 Técnicas para a Extensão do Número de Níveis da Tensão de Saída em uma Topologia Multinível

Dentre os diversos trabalhos disponíveis na literatura técnico-científica atual, algumas propostas baseiam-se em alterações das estruturas originais (como os inversores a capacitor flutuante de 3-níveis com 4 chaves por braço e 4-níveis com seis chaves por braço) visando à redução das perdas por chaveamento e/ou da distorção harmônica. Verificou-se ainda a existência de propostas dedicadas à extensão do número de níveis da tensão de saída dos inversores multiníveis, unicamente, a partir da alteração da técnica de comando utilizada. Esses métodos alternativos, principalmente referentes ao aumento do número de níveis da tensão de saída para a melhoria da síntese dos sinais senoidais, definiram o principal objetivo deste trabalho.

(HUANG, J.; CORZINE, K.; 2006) mostraram que é possível que o número de níveis da tensão de saída, em um inversor multinível a capacitor flutuante, seja estendido através da mudança na tensão dos capacitores flutuantes associados a cada um dos braços do inversor. Considerando um inversor com três células, como mostrado na Figura 4, quatro níveis de tensão são normalmente obtidos quando se utiliza a distribuição de tensão mais usual onde, para uma tensão de barramento $3E$, tem-se $V_{c1} = E$ e $V_{c2} = 2E$, conforme a Tabela 3.

Figura 4 - Inversor multinível de três células



Para o inversor multinível com capacitor flutuante mostrado na Figura 5, as combinações possíveis das chaves eletrônicas e os respectivos níveis da tensão de saída para um braço do inversor, bem como o sentido da corrente nos capacitores, são apresentados na Tabela 3, onde $x \in \{a, b, c\}$.

Tabela 3 - Tensões de saída do inversor multinível com três células

S_{1x}	S_{2x}	S_{3x}	S_{4x}	S_{5x}	S_{6x}	v_{xn}	i_{c1x}	i_{c2x}
OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	0	0	0
ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	$E - v_{c2x}$	0	i_{xn}
OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	$v_{c2x} - v_{c1x}$	i_{xn}	$-i_{xn}$
ON	ON	OFF	ON	OFF	OFF	$E - v_{c1x}$	i_{xn}	0
OFF	OFF	ON	OFF	ON	ON	v_{c1x}	$-i_{xn}$	0
ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	$E - v_{c2x} + v_{c1x}$	$-i_{xn}$	i_{xn}
OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	v_{c2x}	0	$-i_{xn}$
ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	E	0	0

Portanto, com a alteração da distribuição da tensão nos capacitores é possível operar com cinco, seis, sete ou oito níveis de inversão. Através das equações dos nós e das malhas do inversor, é possível determinar todas as combinações de chaveamento das chaves estáticas e assim, determinar as melhores condições para que se obtenha menor *ripple* sobre as tensões dos capacitores, menor perda por chaveamento e distribuição homogênea das tensões de circuito aberto das chaves.

Determina-se as redundâncias, em termos das combinações das chaves que geram os mesmos níveis, para que se possa atingir o número de níveis desejados na saída do inversor.

As saídas de tensão para os níveis estendidos são apresentados na Tabela 4, onde a notação da primeira linha das 4 colunas mais à direita, por exemplo E:2E:3E, indica, respectivamente, tensão sobre o capacitor C2 : tensão sobre o capacitor C1 : tensão de barramento C.C., para cada um dos braços.

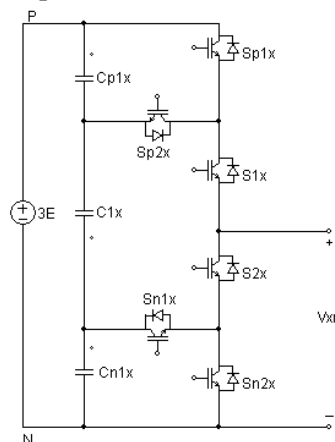
Tabela 4 - Tensões de saída do inversor multinível após a utilização do método de controle da tensão no capacitor flutuante

S_{1x}	S_{2x}	S_{3x}	S_{4x}	S_{5x}	S_{6x}	E:2E:3E	E:2E:4E	E:3E:5E	E:3E:6E	E:3E:7E
OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	0	0	0	0	0
ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	E	2E	2E	3E	4E
OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	E	E	2E	2E	2E
ON	ON	OFF	ON	OFF	OFF	2E	3E	4E	5E	6E
OFF	OFF	ON	OFF	ON	ON	E	E	E	E	E
ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	2E	3E	3E	4E	5E
OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	2E	2E	3E	3E	3E
ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	3E	4E	5	6E	7E
						4 Níveis	5 Níveis	6 Níveis	7 Níveis	8 Níveis

O número de níveis de tensão pode ser aumentado, consideravelmente, quando se utiliza diferentes tensões sobre os capacitores flutuantes, como é possível constatar comparando-se as Tabelas 3 e 4.

Em (CHEN, A. e outros; 2008) é apresentada uma nova topologia para os inversores multiníveis para aplicações em média tensão com baixa taxa de distorção harmônica total (THD). A Figura 5 mostra a topologia proposta para um braço de um inversor de 4-níveis, onde se pode observar a inexistência de diodos grampeadores e capacitores flutuantes.

Figura 5 - Topologia de inversor multinível a 4-níveis sem a utilização de diodos grampeadores e capacitores flutuantes



Essa estrutura utiliza seis dispositivos de chaveamento, sendo os pares S1 e S2, Sp1 e Sp2, Sn1 e Sn2 complementares entre si.

As relações entre a tensão de saída V_{xn} , de um braço do inversor, e os estados de chaveamento são mostradas na Tabela 5.

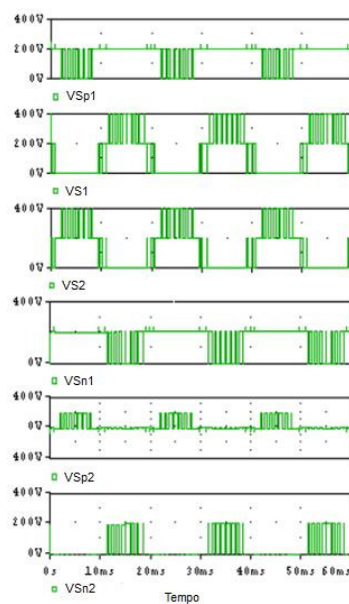
Tabela 5 - Relação entre as tensões de saída de um braço do inversor e os estados de chaveamento

Tensão de Saída V_0	Estados de Chaveamento					
	S1	S2	Sp1	Sp2	Sn1	Sn2
$V_1 = -\frac{3V_{cc}}{2}$	0	1	0	1	0	1
$V_2 = -\frac{V_{cc}}{2}$	0	1	0	1	1	0
$V_3 = \frac{V_{cc}}{2}$	1	0	0	1	1	0
$V_4 = \frac{3V_{cc}}{2}$	1	0	1	0	1	0

Segundo os resultados apresentados pelos autores, essa nova topologia apresentou resultados satisfatórios em análises feitas através de simulação e, experimentalmente, para a faixa de média tensão.

Como mostra a Figura 6, vale ressaltar o fato das chaves serem submetidas a diferentes valores de tensão em circuito aberto, correspondendo a (2E) para Sn1 e Sp1 e (E) para S1 e S2, respectivamente.

Figura 6 - Resultados de simulação das tensões de stress das chaves Sp1, S1, S2, Sn1, Sp2 e Sn2 (CHEN e outros, 2008)



2.4 Topologias aplicáveis aos Inversores de 4-níveis

Visando ao objetivo principal deste trabalho, esta seção trata, especificamente, sobre trabalhos correlatos aos inversores de 4-níveis a capacitor flutuante.

Em (DEFAY, F.; LLOR, A.M.; FADEL, M.; 2010) são apresentadas técnicas de controle de tensão para os capacitores flutuantes em um inversor de 4-níveis com baixos valores de capacitância e frequência de chaveamento, visando à redução da taxa dv/dt sobre os dispositivos do circuito. A estrutura utilizada é a mesma apresentada na Figura 5.

A utilização de dois capacitores por fase garante a mesma tensão de *stress* sobre as chaves estáticas, igual a um terço da tensão de barramento C.C., aqui considerada como $3E$. Os capacitores $C1$ e $C2$ de cada fase são, inicialmente, carregados com até os valores das tensões de referência, E e $2E$, respectivamente.

Na proposta apresentada por (DEFAY, F.; LLOR, A.M.; FADEL, M.; 2010), as tensões fase-neutro V_{xn} , $x \in \{a, b, c\}$, onde n é um ponto neutro virtual, ou seja, não conectado ao terra do sistema e não acessível para medições, são as entradas do algoritmo de comando, obtidas a partir dos valores de tensão fase-fase. Considera-se que as tensões dos capacitores flutuantes não mudam durante um período de chaveamento.

A tensão de saída de cada fase, denominada V_{io} , pode ser expressa como:

$$V_{io} = E \times (N_i), \quad i \in \{a, b, c\} \quad (2.9)$$

onde a variável N_i , que pode assumir os valores 0, 1, 2 ou 3, define o nível instantâneo da tensão de saída para a fase i .

O algoritmo de comando analisa as componentes de tensão fase-fase e corrente de linha de referência (V_{AB}, V_{BC}, i_{AB} e i_{BC}) e, considerando o período de chaveamento T_D , calcula os próximos valores no instante $(k+1)$:

$$\begin{pmatrix} i_{AB}^{k+1} \\ i_{BC}^{k+1} \end{pmatrix} = A_k \times \begin{pmatrix} i_{AB}^k \\ i_{BC}^k \end{pmatrix} + B_k \times \begin{pmatrix} v_{AB}^k - v_{AB}^k \\ v_{BC}^k - v_{BC}^k \end{pmatrix} \quad (2.10)$$

As matrizes A_k e B_k são calculadas como:

$$\begin{aligned} A_k &= e^{A \times T_d} \\ B_k &= A^{-1} \times (e^{A \times T_d} - I_d) \times B. \end{aligned} \quad (2.11)$$

No instante de tempo t_k é necessário determinar a ação de controle $\overline{v_{AB}^k}$ a ser aplicada para se alcançar o valor i_{AB}^{k+1} até o fim do intervalo de chaveamento. $\overline{v_{AB}^k}$ é a tensão média de saída do inversor dada por:

$$\begin{pmatrix} \overline{v_{AB}^k} \\ \overline{v_{BC}^k} \end{pmatrix} = B_k^{-1} \times \begin{pmatrix} i_{AB}^{k+1} \\ i_{BC}^{k+1} \end{pmatrix} - B_k^{-1} \times \begin{pmatrix} i_{AB}^k \\ i_{BC}^k \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_{AB}^k \\ v_{BC}^k \end{pmatrix} \quad (2.12)$$

No instante de tempo t_{k+1} , considerando a referência de corrente i_{AB}^{k+2} tem-se:

$$\begin{pmatrix} \overline{v_{AB}^k} \\ \overline{v_{BC}^k} \end{pmatrix} = K_1 \times \begin{pmatrix} i_{AB}^{k+2} \\ i_{BC}^{k+2} \end{pmatrix} + K_2 \begin{pmatrix} i_{AB}^k \\ i_{BC}^k \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_{AB}^{k+1} \\ v_{BC}^{k+1} \end{pmatrix} + K_3 \begin{pmatrix} \overline{v_{AB}^k} - v_{AB}^k \\ \overline{v_{BC}^k} - v_{BC}^k \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

onde:

$$\begin{cases} K_1 = B_k^{-1} \\ K_2 = -B_k^{-1} \times A_k^2 \\ K_3 = -B_k^{-1} \times A_k \times B_k \end{cases} \quad (2.14)$$

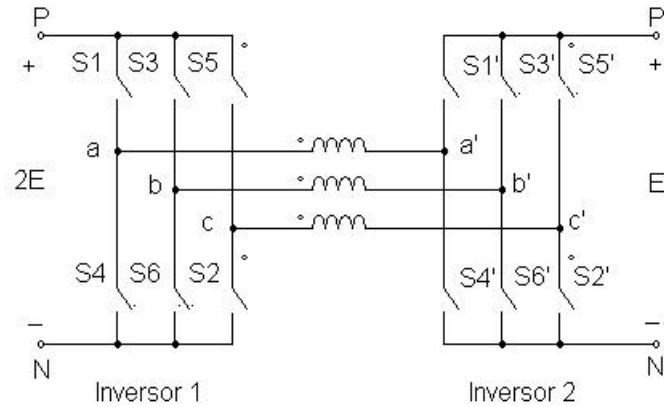
Assim, a cada dois intervalos de amostragem, ou chaveamento, devem ser realizadas as seguintes operações:

- 1 Aquisição de dados (medições e determinação das referências);
- 2 Atualização das matrizes e cálculo da próxima ação de controle;
- 3 Aplicação da ação de controle.

O algoritmo proposto envolve operações matemáticas complexas que são realizadas através de um Processador Digital de Sinais (DSP – *Digital Signal Processor*) associado a uma FPGA (*Field Programmable Gate Array*). Segundo os autores, os resultados em relação ao controle das tensões dos capacitores e a eliminação de inter-harmônicas foram satisfatórios.

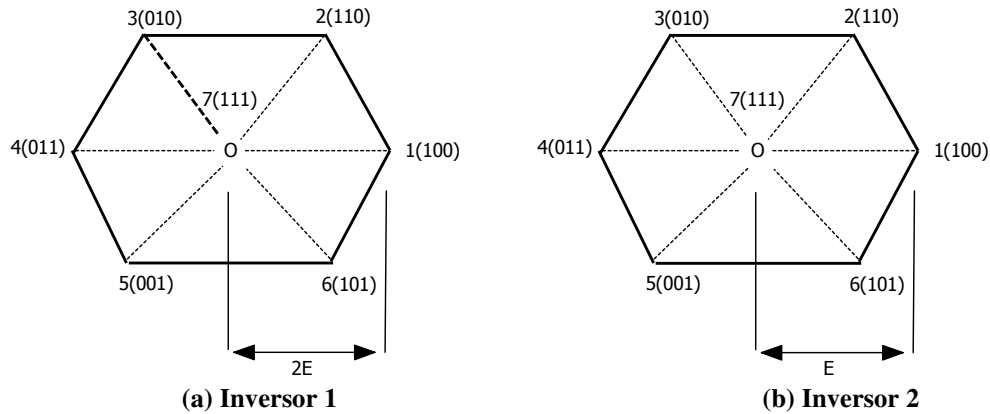
(SHINY, G.; BAIJU, M.R.; 2010) propuseram uma nova topologia para os inversores a 3 ou 4-níveis, a partir da conexão de dois inversores de 2-níveis em malha aberta, alimentados por diferentes barramentos c.c.. A Figura 7 mostra a configuração resultante.

Figura 7 - Inversor de 4-níveis a partir de inversores de 2-níveis



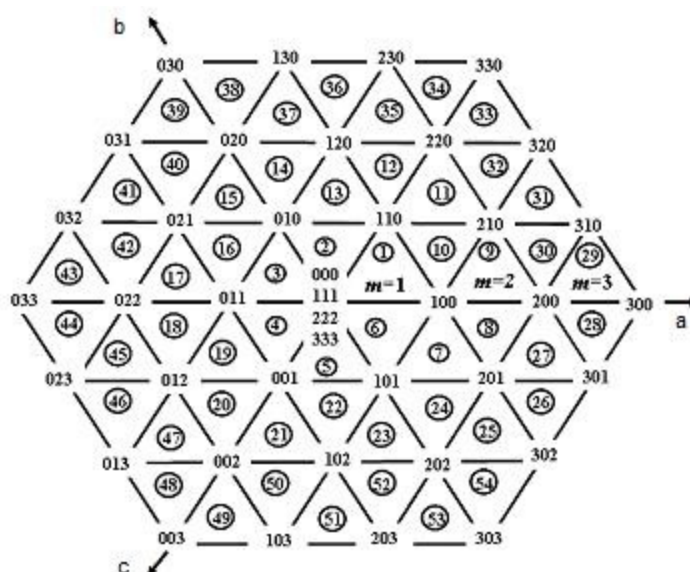
Observa-se, no diagrama, que as tensões dos barramentos C.C. dos inversores 1 e 2 são, respectivamente, $2E$ e E , que as tensões dos braços do Inversor 1 são indicadas por V_{xi} , $x \in \{a, b, c\}$ enquanto no Inversor 2 são V'_{xi} , $x \in \{a, b, c\}$. As tensões de saída para a operação em 4-níveis, podem assumir os valores $2E$, E , $-E$ ou $0V$. A Figura 8 mostra os hexágonos de tensão dos inversores 1 e 2, respectivamente.

Figura 8 - Hexágono de tensão dos inversores



Cada inversor pode assumir 8 estados, independentemente e quando utilizados de forma associada, perfazendo um total de 64 estados. Para se implementar o comando do inversor de 4-níveis, é utilizado o hexágono mostrado na Figura 9.

Figura 9 - Combinações de vetores espaciais do inversor de 4-níveis



O diagrama de vetores espaciais consiste de sub-hexágonos no interior do hexágono principal considerando o centro O. Este diagrama possui 6 sub-hexágonos médios com os centros indo de A a F e 20 outros sub-hexágonos em que os centros vão de G a S, exceto O. Cada estrutura de sub-hexágono é dividida em pequenas regiões triangulares compreendendo 54 setores e 37 vetores espaciais.

Existem quatro tipos de operação: operação a dois níveis, a três níveis, a quatro níveis e na região de sobremodulação. O diagrama do inversor de 4-níveis mostrado na Figura 8 consiste de três camadas de operação designadas como $m = 1$; $m = 2$; $m = 3$, conforme o hexágono da Figura 2.11. No modo de operação a 3-níveis, ($m = 2$), a ponta do vetor de referência estará confinada no interior do sub-hexágono (setor 1 a setor 6). No modo de operação a 2-níveis, a ponta do vetor de referência pode se encontrar em qualquer um dos setores do sub-hexágono (setor 7 a setor 24). Se a ponta do vetor de referência estiver na camada mais externa (setor 25 a setor 54), tem-se a operação a 4-níveis ($m = 3$). Se o vetor de referência encontra-se fora de todos os outros hexágonos, o inversor estará operando na região de sobre modulação.

A estrutura proposta é bastante flexível, porém apresenta desvantagens como a utilização de duas fontes C.C. independentes e diferentes tensões de *stress* sobre as chaves estáticas.

2.5 Conclusão

Novos métodos de obtenção e comando dos inversores multiníveis com capacitor flutuante foram apresentados neste capítulo. Analisando-se as possibilidades, através do levantamento do estado da arte, percebe-se que existem diferentes alternativas possíveis para se implementar e controlar um inversor de 4-níveis a capacitor flutuante.

Estas alternativas apresentam ganhos, como diminuição do THD e perdas por chaveamento, mas podem trazer desvantagens, como diferentes tensões de *stress* nas chaves estáticas.

Através deste estudo, pôde-se comprovar a importância do tema selecionado para a pesquisa, que será detalhado no capítulo 3.

3 FUNDAMENTOS TEÓRICOS

3.1 Introdução

Este capítulo apresenta as estruturas básicas para os conversores multiníveis a capacitor flutuante (CCF) e os algoritmos de comando SVPWM, com ênfase nas topologias inversor 3 e 4 níveis, com quatro e seis chaves por braço. São também definidos alguns critérios para a avaliação de desempenho dos inversores com base na distorção harmônica dos sinais de saída e as perdas por chaveamento.

Na topologia a capacitor flutuante, o número de estados possíveis para os interruptores de cada braço é maior se comparado ao conversor com neutro grampeado (PNG), oferecendo maior flexibilidade quanto às possibilidades de comutação das chaves para se realizar um determinado vetor tensão. Outras características importantes dessa topologia referem-se ao controle independente das tensões nos capacitores flutuantes e das tensões de saída e a redução do número de chaves estáticas (PEIXOTO, Z.M.A.; 2000).

3.2 Topologias Básicas

3.2.1 Inversor de 3-Níveis

A estrutura do conversor a 3-níveis com capacitor flutuante é apresentada na Figura 3.1. Esta estrutura foi proposta por Meynard e Foch, como uma alternativa junto à estrutura do inversor com neutro grampeado. Em comparação com o inversor PNG, os diodos grampeadores foram substituídos por três capacitores, um para cada fase (HOLMES; LIPO, 2003).

A Tabela 6 apresenta os estados possíveis das chaves de um braço do inversor (P, OA, OB e N) e a variável de comando c_x , os estados de comutação das chaves S_{yx} , $y \in \{1, 2, 3, 4\}$ e $x \in \{a, b, c\}$ e tensões de saída relacionadas, V_{xn} , em relação ao ponto n indicado na Figura 10.

Figura 10 - Diagrama elétrico de um conversor com capacitor flutuante a três níveis

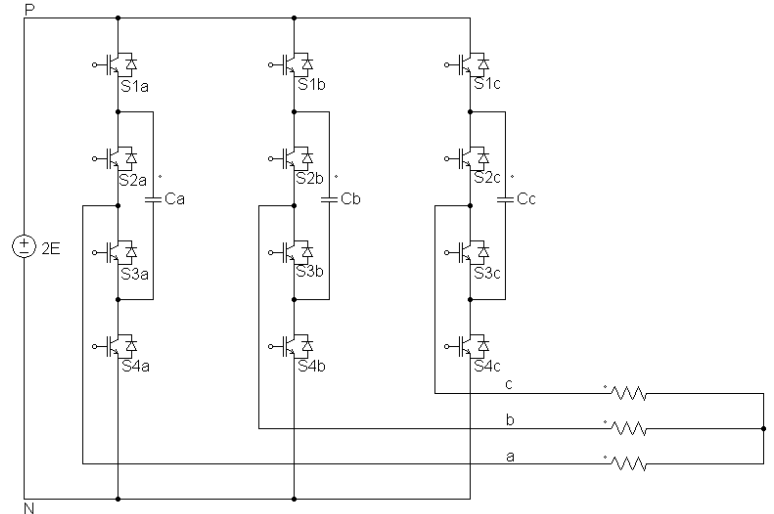


Tabela 6 - Estados das chaves de um braço do inversor com capacitor flutuante de 3 níveis

Estados	Tipo	c_x	S_{1x}	S_{2x}	S_{3x}	S_{4x}	V_{xn}
P	—	1	ON	ON	OFF	OFF	$2E$
O	A	0	ON	OFF	ON	OFF	$2E - e_{cx}$
O	B	0	OFF	ON	OFF	ON	e_{cx}
N	—	-1	OFF	OFF	ON	ON	0

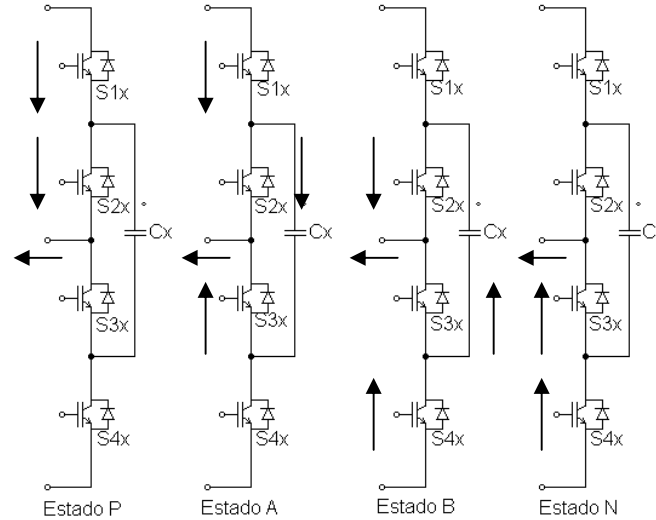
No inversor a 3-níveis, a tensão nos capacitores e_{cx} , onde $x \in \{a, b, c\}$, é feita igual à metade da tensão do barramento C.C.. Nessa condição, os estados tipo A e B produzem a mesma tensão na saída do inversor e são, genericamente, denominados estados O. A variável c_x pode assumir os valores 1, 0 ou -1, associados aos estados P, O ou N dos interruptores, respectivamente.

Na Figura 3. são apresentados os caminhos das correntes em um braço do inversor para cada estado dos interruptores, considerada a condição da corrente estar fluindo para a carga.

Nos estados P e N, como a carga é conectada diretamente aos barramentos C.C., conseqüentemente, esses estados não afetam a tensão no capacitor. Nos estados O, o capacitor C_x é percorrido pela corrente de carga da fase x . Considerando o sentido indicado da corrente, o capacitor está sendo carregado no estado tipo A e descarregado no estado tipo B. Conclui-se, portanto, que a tensão e_{cx} pode ser controlada através da variação dos tempos de aplicação dos estados tipo A e B. Como estes dois estados

produzem a mesma tensão de saída, é possível realizar o controle da tensão no capacitor C_x independentemente do controle da tensão de saída do inversor (PEIXOTO, 2000).

Figura 11 - Correntes no inversor a capacitor flutuante para cada estado possível dos interruptores



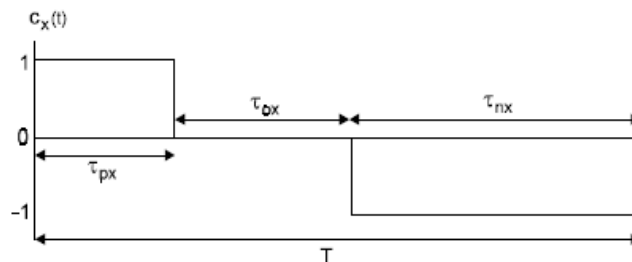
É importante ressaltar que o estado A também pode proporcionar a descarga do capacitor e o estado B, a sua carga. Para isto, basta que a corrente esteja no sentido contrário ao mostrado na Figura 11.

O número de comutações, dentro de um período PWM, depende dos estados inicial e final das chaves. Em (MENDES, M.A.S.; 2000) e (PEIXOTO, Z.M.A.; 2000), o algoritmo SVPWM proposto baseia-se na minimização do número de comutações, classificando as mudanças de estado como boas ou ruins, da forma:

$$\text{Boas: } \begin{cases} P \Leftrightarrow A \text{ ou } P \Leftrightarrow B \\ N \Leftrightarrow A \text{ ou } N \Leftrightarrow B \end{cases} \quad \text{Ruins: } \begin{cases} P \Leftrightarrow N \\ A \Leftrightarrow B \end{cases}$$

No primeiro caso (boas), tem-se apenas um par de chaves sendo comutado enquanto no segundo (ruins), todas as chaves são comutadas. Em função disto, definiu-se um sinal genérico de comando para um braço do conversor, mostrado na Figura 12 para um período da modulação por largura de pulsos (T). Os tempos de aplicação dos estados P, O e N são indicados por τ_{px} , τ_{ox} e τ_{nx} , respectivamente.

Figura 12 - Sinal de comando da tensão de saída para um braço do inversor

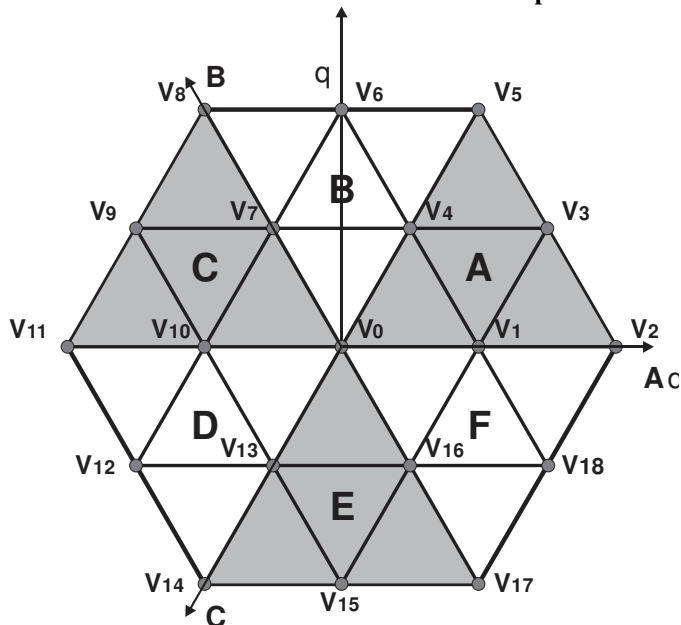


Em geral, um inversor de N estados tem N^3 configurações ou combinações de estados, $N^3 - (N - 1)^3$ vetores espaciais e $6(N - 1)^2$ triângulos elementares, que são definidos a cada 3 vetores mais próximos (BOSE, 2006). Isso, desconsiderando configurações redundantes.

Com quatro estados em cada braço são possíveis 4^3 , ou seja, 64 diferentes configurações das chaves do inversor. Em (MENDES, M.A.S.; 2000) e (PEIXOTO, Z.M.A.; 2000) estas configurações foram classificadas em quatro grupos, em função do módulo do vetor tensão resultante. O grupo Z (*zero vectors*) corresponde ao vetor tensão zero, com dez configurações diferentes dos interruptores para sua implementação. O grupo S (*small vectors*) corresponde aos vetores com amplitude igual a $\frac{2E}{3}$, cada um dos seis diferentes vetores deste grupo pode ser realizado por seis configurações diferentes dos interruptores. Cada um dos seis vetores do grupo M (*medium vectors*), com amplitude $\frac{2\sqrt{3}E}{3}$, são realizados por duas configurações e os cada um dos vetores do grupo L (*large vectors*), com amplitude igual a $\frac{4E}{3}$, por uma única configuração. Como os estados OA e OB geram a mesma tensão de saída por fase, as 64 configurações resultam em 19 diferentes vetores de tensão. Na Figura 13, estes vetores de tensão são representados, graficamente, bem como a composição do hexágono de tensão.

O vetor tensão de referência é sintetizado, no método de modulação por largura de pulsos vetorial proposto, aplicando-se à carga os três vetores tensão mais próximos do vetor desejado, localizados nos vértices do triângulo elementar onde o mesmo se encontrar.

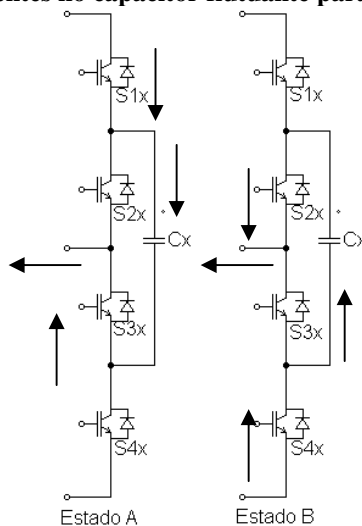
Figura 13 - Vetores de tensão do inversor a 3-níveis com capacitor flutuante



3.2.1.1 Controle de Tensão nos Capacitores

A Figura 14 mostra os caminhos da corrente de saída, ao fluir para a carga, através dos capacitores nos estado A e B.

Figura 14 - Correntes no capacitor flutuante para os estados A e B

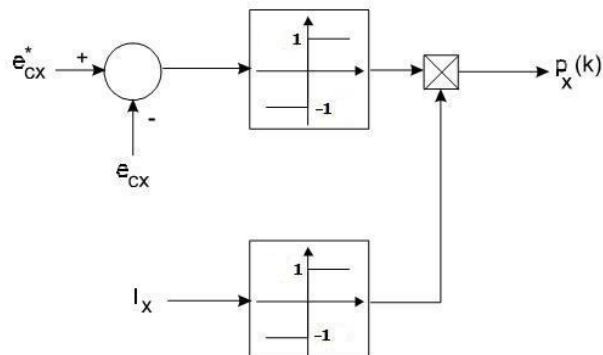


Considerando o sentido indicado da corrente de saída, mostrado na Figura 14, o capacitor é carregado no estado tipo A e descarregado no estado tipo B. O controle de tensão no capacitor pode, portanto, ser realizado variando-se o tempo de aplicação

destes dois estados e conhecendo-se o sentido da corrente de saída através de um controlador *on/off*.

O diagrama em blocos do controlador *on/off* é apresentado na Figura 15.

Figura 15 - Diagrama em blocos do controlador *on/off*



O sinal de erro de tensão nos capacitores determina se o capacitor deve ser carregado ou descarregado no próximo período de PWM e a variável $p_x(k)$, relativa ao sentido da corrente, pode assumir os valores -1 ou 1. O produto da saída do controlador *on/off* pelo sinal da corrente determina então, qual estado (AO ou OB) deve ser empregado. Conseqüentemente, apenas um dos estados, tipo A ou tipo B é utilizado em um período de modulação (PEIXOTO, Z.M.A.; 2000).

3.2.2 Inversor a 4-Níveis com Quatro Chaves por Braço

A estrutura de um conversor a capacitor flutuante a 3-níveis com quatro chaves por braço, apresentada na Figura 10, pode ser estendida para um inversor a 4-níveis.

A diferença entre as duas configurações estará na tensão dos capacitores. No inversor a 3-níveis esta tensão é mantida igual à metade da tensão do barramento C.C., enquanto no inversor a 4-níveis, os capacitores serão mantidos com a tensão de um terço do barramento. A Tabela 7 apresenta os possíveis estados das chaves de um braço do inversor onde, por simplicidade, a tensão do barramento C.C. foi indicada como $3E$.

Como a tensão nos capacitores C_x , onde $x \in \{a, b, c\}$ é feita igual a um terço da tensão do barramento C.C., os estados tipo A e tipo B produzem a tensões de saída iguais a $2E$ e E , respectivamente. Similarmente, para cada braço do inversor é definida uma variável de comando da tensão de saída c_x , associada aos estados P, A, B e N.

Tabela 7 - Estados das chaves de um braço do inversor a 4-níveis com quatro chaves por braço

Estados	c_x	S_{1x}	S_{2x}	S_{3x}	S_{4x}	V_{xN}
P	1	ON	ON	OFF	OFF	3E
A	$\frac{2}{3}$	ON	OFF	ON	OFF	2E
B	$\frac{1}{3}$	OFF	ON	OFF	ON	E
N	0	OFF	OFF	ON	ON	0

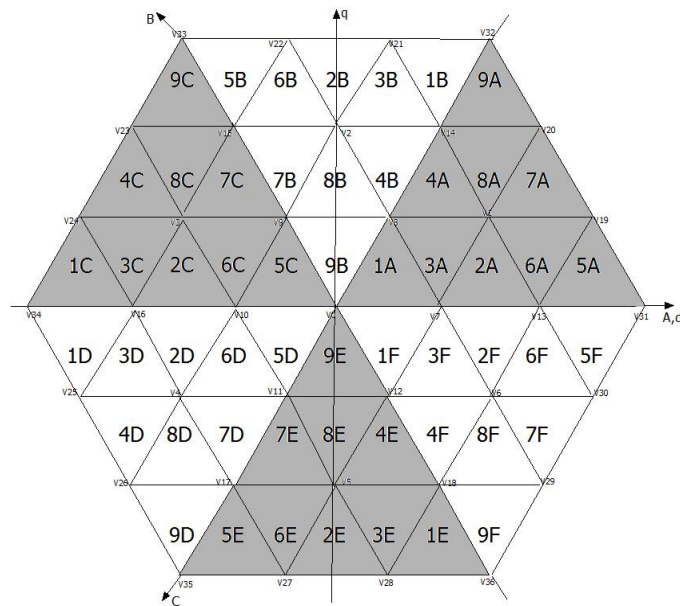
Assim como no inversor a 3-níveis, nos estados P e N a carga é conectada diretamente ao barramento C.C. e, conseqüentemente, estes estados não afetam a tensão nos capacitores flutuantes. Nos estados A e B, os capacitores C_x podem ser carregados ou descarregados dependendo dos sentidos da corrente de saída, porém, diferentemente do inversor a 3-níveis, esses estados não podem ser considerados redundantes e, portanto, são impróprios para o controle das tensões dos capacitores flutuantes. Como no estado N os capacitores estão desconectados da carga, será mostrado, na próxima seção, uma topologia modificada para fins do controle de tensão dos capacitores flutuantes, durante o tempo de aplicação desse estado.

Com quatro estados em cada braço são possíveis 4^3 , ou seja, 64 diferentes configurações das chaves do inversor, assim como na configuração de 3-níveis. Porém no inversor de 4-níveis, os estados A e B produzem tensões de saída diferentes num mesmo braço, gerando 36 vetores diferentes.

A Figura 16 apresenta a nova estrutura do hexágono de tensão, composta pelos 6 setores (A, B, C, D, E e F) e 64 regiões ou triângulos elementares.

Similarmente ao inversor de 3-níveis, o vetor tensão de referência é sintetizado aplicando-se à carga os três vetores de tensão mais próximos do vetor desejado, considerando o triângulo elementar onde o mesmo se encontra.

Figura 16 - Vetores de tensão do inversor a 4-níveis com capacitor flutuante

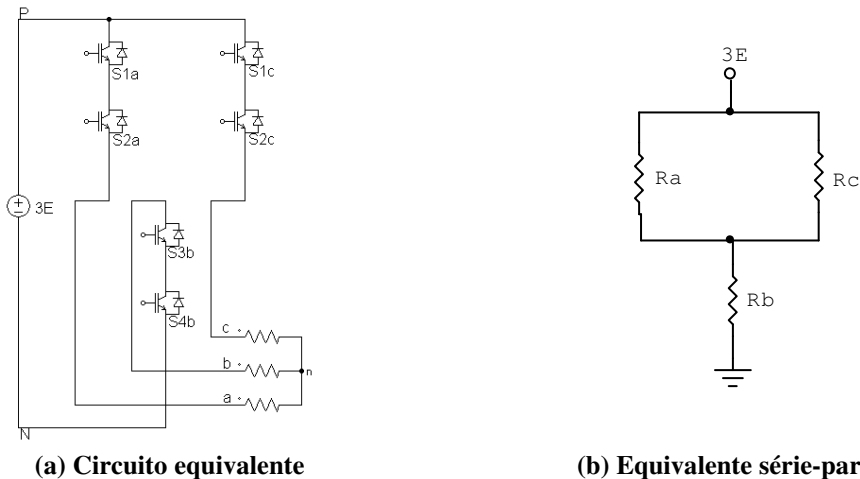


3.2.2.1 Circuitos Equivalentes em Função dos Estados de Condução

Nesta seção serão apresentados os circuitos equivalentes resultantes da combinação de diferentes estados de cada braço. Também são dadas as expressões para o cálculo das tensões de saída, considerando-se um sistema trifásico equilibrado, ou seja, $R_a = R_b = R_c = R$.

Para a configuração PNP, têm-se os circuitos equivalentes apresentados na Figura 17 (a). Por facilidade, o circuito série-paralelo equivalente é mostrado na Figura 17 (b), para o cálculo as tensões de saída de cada fase, em relação ao ponto n (neutro flutuante).

Figura 17 - Configuração PNP para quatro chaves por braço



(a) Circuito equivalente

(b) Equivalente série-paralelo

Assim:

$$\frac{3E - N}{\frac{R}{2}} = \frac{N}{R} \quad (3.1)$$

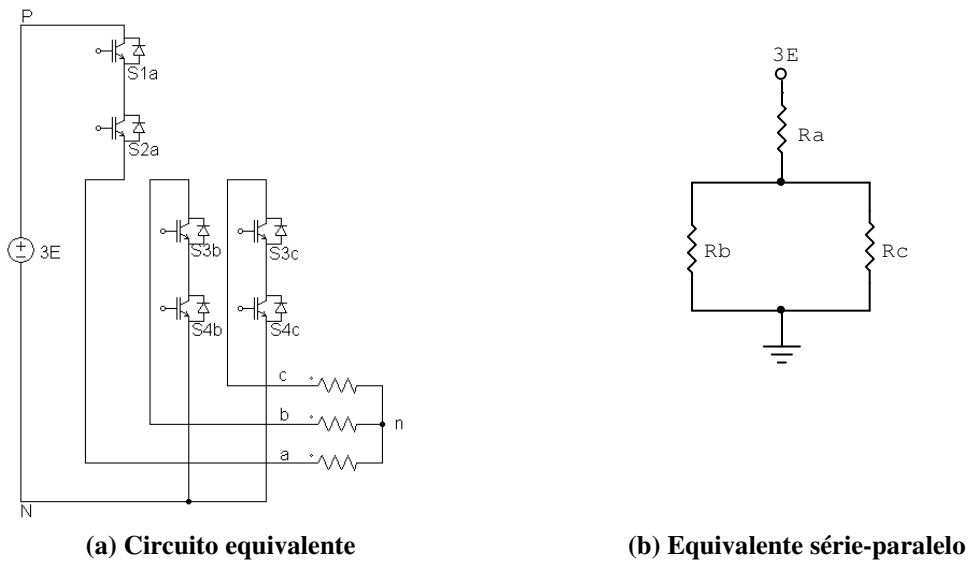
A partir da equação (3.1), são obtidas as tensões fase neutro de saída:

$$\begin{cases} V_{bn} = -2E \\ V_{an} = V_{cn} = 3E - 2E = E \end{cases} \quad (3.2)$$

As demais configurações são apresentadas a seguir.

— Configuração PNN:

Figura 18 - Configuração PNN para quatro chaves por braço

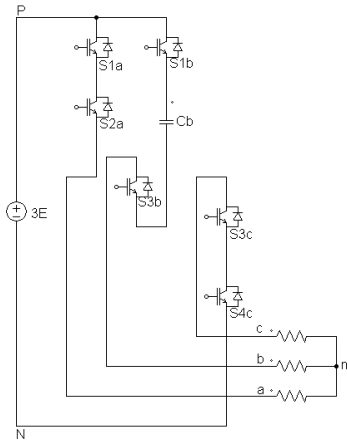


$$\frac{3E - N}{R} = \frac{N}{\frac{R}{2}} \quad (3.3)$$

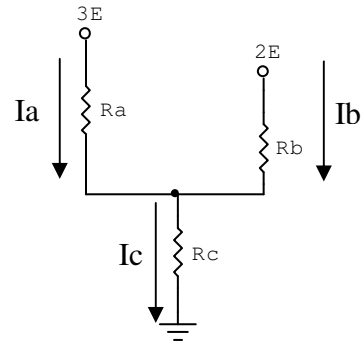
$$\begin{cases} V_{an} = 2E \\ V_{bn} = V_{cn} = -E \end{cases} \quad (3.4)$$

— Configuração PAN:

Figura 19 - Configuração PAN para quatro chaves por braço



(a) Circuito equivalente



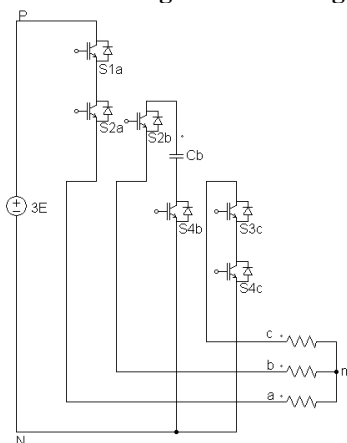
(b) Equivalente série-paralelo

$$\frac{3E - N}{R} + \frac{2E - N}{R} = \frac{N}{R} \quad (3.5)$$

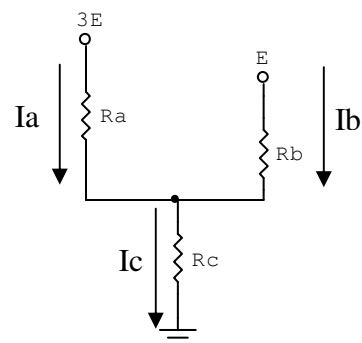
$$\begin{cases} V_{an} = \frac{4E}{3} \\ V_{bn} = \frac{E}{3} \\ V_{cn} = -\frac{5E}{3} \end{cases} \quad (3.6)$$

— Configuração PBN:

Figura 20 - Configuração PBN para quatro chaves por braço



(a) Circuito equivalente



(b) Equivalente série-paralelo

$$\frac{3E - N}{R} + \frac{E - N}{R} = \frac{N}{R} \quad (3.7)$$

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{5E}{3} \\ V_{bn} = \frac{2E}{3} \\ V_{cn} = -\frac{4E}{3} \end{cases} \quad (3.8)$$

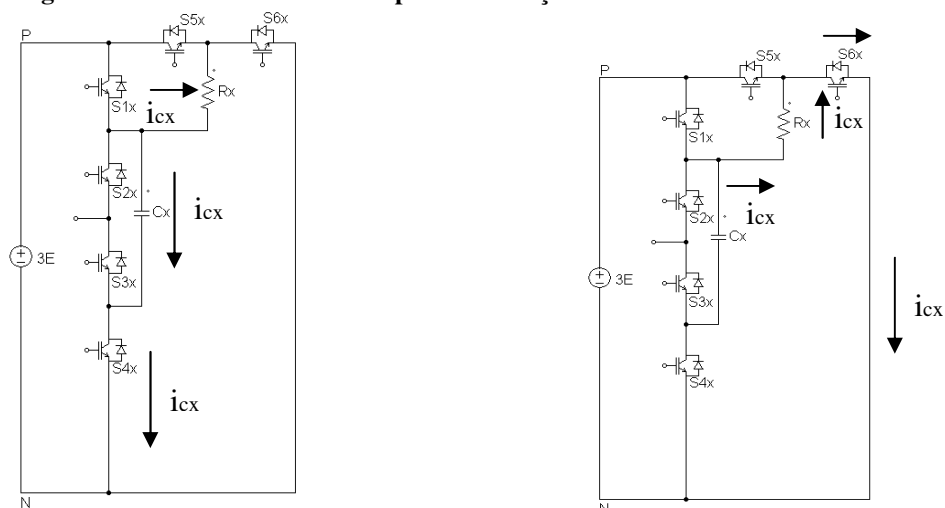
3.2.2.2 Controle de Tensão nos Capacitores

Nesta topologia, para o controle da tensão dos capacitores flutuantes, foi utilizado um circuito auxiliar a partir da inclusão de duas chaves estáticas por braço.

A estrutura resultante, para um braço do inversor 4-níveis, pode ser observada na Figura 21, para as condições de carga e descarga dos capacitores.

O controle é realizado durante o estado de chaveamento N, no qual capacitor flutuante não está desconectado da carga. Se o capacitor C_x , $x \in \{a, b, c\}$, estiver com a tensão menor que a tensão de referência $V_{Cx} < \frac{1}{3}V_{BARRAMENTO}$ ou $V_{Cx} < E$, a chave S_{5x} será fechada e o capacitor se carrega através das chaves S_{5x} , S_{4x} e do resistor R_x . O caminho da corrente é mostrado na Figura 21.

Figura 21 – Estrutura resultante para um braço do inversor 4-níveis



(a) Carga do capacitor durante o estado N

(b) Descarga do capacitor durante o estado N

Também durante o estado N, se o capacitor estiver com a tensão maior que um terço do barramento, $V_{Cx} > \frac{1}{3}V_{BARRAMENTO}$ ou $V_{Cx} > E$, a chave S_{6x} será fechada e o capacitor se descarrega através das chaves S_{6x} , S_{4x} e do resistor R_x . O caminho da corrente é mostrado na Figura 21.

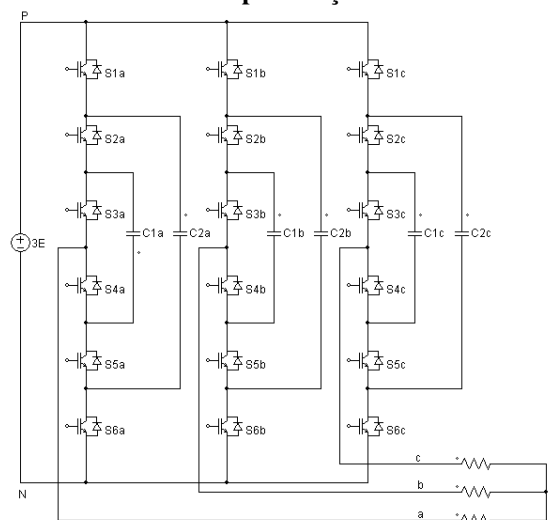
A estratégia baseia-se no controle *on/off*, realizado no inversor de 3-níveis. Quando as chaves S_{5x} e S_{6x} não estiverem desligadas, ficarão sujeitas a uma tensão de circuito aberto igual à metade da tensão do barramento.

Vale ressaltar que é feita uma pré-carga nos capacitores, utilizando-se o circuito da Figura 21 (a), antes que o inversor esteja em pleno funcionamento para evitar o afundamento de tensão do barramento e garantir que o controle seja mais eficiente.

3.2.3 Inversor a 4- Níveis com Seis Chaves por Braço

A estrutura de um conversor a capacitor flutuante de 4-níveis, com seis chaves por braço, é apresentada na Figura 22 e a Tabela 8 apresenta os possíveis estados das chaves de um braço do inversor.

Figura 22 - Diagrama elétrico de um conversor com capacitor flutuante a 4-níveis com seis chaves por braço



Geralmente, as tensões de referência dos capacitores C_{1x} e C_{2x} , onde $x \in \{a, b, c\}$ são definidas como um terço e dois terços da tensão do barramento C.C., $V_{1Cx}^* = E$ e

$V_{2Cx}^* = 2E$, respectivamente, para $V_{BARRAMENTO} = 3E$. Nestas condições, o estado tipo A produz uma tensão na saída do inversor de $2E$ e, o estado tipo B produz uma tensão na saída do inversor igual à E .

Tabela 8 - Estados das chaves de um braço do inversor a 4 níveis com seis chaves por braço

Estados	Tipo	S_{1x}	S_{2x}	S_{3x}	S_{4x}	S_{5x}	S_{6x}	V_{xN}
P	–	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	3E
O	A	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	2E
O	A	ON	ON	OFF	ON	OFF	OFF	2E
O	A	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	2E
O	B	OFF	OFF	ON	OFF	ON	ON	E
O	B	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	E
O	B	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	E
N	–	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	0

Assim como nos inversor de 3-níveis e 4-níveis com quatro chaves por braço, nos estados P e N a carga é conectada diretamente ao barramento C.C. e conseqüentemente, estes estados não afetam a tensão no capacitor. No estado O, os capacitores C_{1x} e C_{2x} podem ser carregados ou descarregados dependendo da configuração das chaves. Portanto, similarmente ao inversor de 3-níveis, as tensões nos capacitores podem ser controladas através da variação dos tempos de aplicação dos estados tipo A e B.

Com oito estados em cada braço são possíveis 8^3 , ou seja, 512 diferentes configurações das chaves do inversor. Assim como nos inversores de 3-níveis e 4-níveis com quatro chaves por braço, é possível classificar os estados de chaveamento como categorias de vetores de tensão e representá-los graficamente. Os vetores gerados pelo inversor de 4-níveis com seis chaves por braço serão os mesmos sintetizados pelo inversor de 4-níveis com quatro chaves por braço mostrado na seção anterior, porém com maior número de estados de redundância. Portanto, a Figura 16 também representa graficamente os vetores desse inversor. A diferença principal na geração dos níveis será o número de chaves acionadas por período que é maior no inversor com seis chaves, conforme mostra a próxima seção.

3.3.3.1 Circuitos Equivalentes de Acordo com os Estados de Condução para o Inversor com Seis Chaves por Braço

O cálculo das tensões de saída, assim como na seção 3.2.2.2, pode ser calculada para o inversor com seis chaves por braço. A Tabela 9 apresenta as tensões fase-neutro para algumas configurações.

Tabela 9 - Tensões de saída do inversor com seis chaves por braço

Configuração	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}
PNP	E	$-2E$	E
PNN	$2E$	$-E$	$-E$
PAN	$\frac{4E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{5E}{3}$
PBN	$\frac{5E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{4E}{3}$

3.3.3.2 Controle de Tensão nos Capacitores

A estratégia empregada para o controle das tensões dos capacitores flutuantes foi proposta por (CHOI, S.; SAEEDIFARD, M.; 2011), onde uma função de custo é minimizada visando à redução dos erros sobre as tensões dos capacitores, com base nos estados redundantes.

Em um CCF de N-níveis com $j = (N - 2)$ capacitores por fase, a função de custo J_x , onde o subscrito $x \in \{a, b, c\}$ referencia a fase do inversor, é definida como:

$$J_x = \frac{1}{2} \left[\sum_{j=1}^{n-2} C_{ja} (V_{c_{ja}} - V_{c_{ja(nom)}}) + \sum_{j=1}^{n-2} C_{jb} (V_{c_{jb}} - V_{c_{jb(nom)}}) + \sum_{j=1}^{n-2} C_{jc} (V_{c_{jc}} - V_{c_{jc(nom)}}) \right] \quad (3.8)$$

onde,

- C_{jx} - valor da capacitância do capacitor flutuante j;
- $V_{c_{jx}}$ - valor instantâneo de tensão sobre o capacitor j;

- $V_{c_{jx(nom)}}$ - tensão de referência do capacitor flutuante j da fase x .

A função J_x alcança seu valor mínimo (zero) quando as tensões dos capacitores flutuantes são iguais aos valores de referência. A função de custo total, associada às três fases, é dada por (CHOI, S.; SAEEDIFARD, M.; 2011) (MAIA, W.O.; 2012):

$$J = J_a + J_b + J_c = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^{n-2} C_{jx} (V_{c_{jx}} - V_{c_{jx(nom)}})^2, \quad x = a, b, c \quad (3.9)$$

Para o conversor de 4-níveis, com $N - 2 = 2$, a função de custo por fase é expressa na forma:

$$J_x = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^2 C_{jx} \Delta V_{c_{jx}}^2, \quad x = a, b, c \quad (3.10)$$

Onde ΔV_{c_x} é o desvio de tensão do capacitor flutuante de cada fase C_x , $x = a, b, c$. Com base na seleção adequada dos vetores redundantes, a função J_x pode ser minimizada para que a tensão sobre os capacitores seja mantida próxima aos valores de referência, ou seja, E e $2E$. A fim de minimizar J_x :

$$\frac{dJ_x}{dt} = \sum_{j=1}^2 C_{jx} \Delta V_{c_{jx}} \frac{dV_{c_{jx}}}{dt} = \sum_{j=1}^2 (\Delta V_{c_{jx}} \cdot ic_{jx}) = 0, \quad x = a, b, c \quad (3.11)$$

Onde ic_{jx} é a corrente através de cada capacitor C_{jx} , que depende dos estados de comutação selecionados e a contribuição das correntes de fase para ic_{jx} . A Tabela 10 mostra as condições de carga/descarga dos capacitores flutuantes para cada estado de comutação, em relação a um dos braços do inversor. As tensões nos capacitores indicadas como “x” não se alteram nos estados indicados.

Tabela 10 - Estados de chaveamento e contribuições das correntes do lado c.a. para as tensões dos capacitores

Estado	Tipo	S_{1x}	S_{2x}	S_{3x}	S_{4x}	S_{5x}	S_{6x}	V_{C1x}	V_{C2x}	I_{C1x}	I_{C2x}	V_{xN}
P	-	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	x	x	0	0	3E
								x	Carrega se			

O	A	ON	ON	OFF	ON	OFF	OFF		$i_x > 0$ Descarrega se $i_x < 0$	0	i_x	2E
O	A	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	Carrega se $i_x > 0$ Descarrega se $i_x < 0$	Descarrega se $i_x > 0$ Carrega se $i_x < 0$	i_x	$-i_x$	2E
O	A	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	Descarrega se $i_x > 0$ Carrega se $i_x < 0$	x	$-i_x$	0	2E
O	B	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	Carrega se $i_x > 0$ Descarrega se $i_x < 0$	x	i_x	0	E
O	B	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	Descarrega se $i_x > 0$ Carrega se $i_x < 0$	Carrega se $i_x > 0$ Descarrega se $i_x < 0$	$-i_x$	i_x	E
O	B	OFF	OFF	ON	OFF	ON	ON	x	Descarrega se $i_x > 0$ Carrega se $i_x < 0$	0	$-i_x$	E
N	-	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	x	x	0	0	0

O valor médio da função de custo dada por (3.11), em um período m de amostragem (T_s) pode ser calculado como:

$$\frac{1}{T_s} \int_{mT_s}^{(m+1)T_s} \sum_{j=1}^2 \Delta V c_{jx} i c_{jx} dt \leq 0, \quad x = a, b, c \quad (3.12)$$

Assumindo que T_s é adequadamente pequeno, as variações de tensões sobre os capacitores podem ser consideradas constantes ao longo de um período de amostragem, resultando em:

$$\sum_{j=1}^2 \Delta V_{c_{jx}} \left(\frac{1}{T_s} \int_{mT_s}^{(m+1)T_s} i_{c_{jx}} dt \right) \leq 0 \quad (3.13)$$

$$\Leftrightarrow \sum_{j=1}^2 \Delta V_{c_{jx}}(m) \bar{i}_{c_{jx}}(m) \leq 0, \quad k = a, b, c$$

Onde $\bar{i}_{c_{jx}}(m)$ é o valor médio da corrente no capacitor flutuante de fase considerado, durante um intervalo de amostragem.

Para calcular $\bar{i}_{c_{jx}}(m)$, a contribuição dos estados de comutação para as correntes do capacitor e sua relação com as correntes do lado CA, são necessárias as correntes i_a , i_b e i_c , apresentadas na Tabela 10. Os valores de $\bar{i}_{c_{jx}}(m)$ calculados para os estados de comutação redundantes associados a um vetor de tensão, são substituídos em (3.13) e o vetor de comutação redundante que minimiza a seguinte condição é selecionado por:

$$\sum_{k=a,b,c} \sum_{j=1}^2 \Delta V_{c_{jk}}(m) i_{c_{jk}}(m) \leq 0 \quad (3.14)$$

3.3 Técnicas de Modulação por Largura de Pulso por Vetor Espacial

O principal objetivo no comando de um inversor de tensão é obter formas de onda das tensões de saída com baixo conteúdo harmônico, com amplitude e frequência variável. Dentre as vantagens de se utilizar inversores multiníveis, deve-se destacar a possibilidade de, em geral, obter saída com distorção harmônica inferior à de inversores convencionais de dois níveis, comutando à mesma frequência. Entretanto, tal melhoria depende significativamente da estratégia de comando adotada. Na seleção de uma técnica de comando PWM para conversores multiníveis os seguintes fatores devem ser considerados (MENDES, M.A.S; 2000):

- 1 – Os tempos t_{on} e t_{off} mínimos dos interruptores;
- 2 – A máxima frequência de comutação;
- 3 – O equilíbrio das tensões nos capacitores do barramento C.C.;

- 4 – O aproveitamento da capacidade de tensão do inversor;
- 5 – A operação na região de sobremodulação (quando o vetor tensão a ser sintetizado ultrapassa o valor máximo de tensão possível, a partir do barramento de entrada);
- 6 – O conteúdo harmônico nas tensões e correntes de saída;
- 7 – O ruído acústico e interferência eletromagnética.

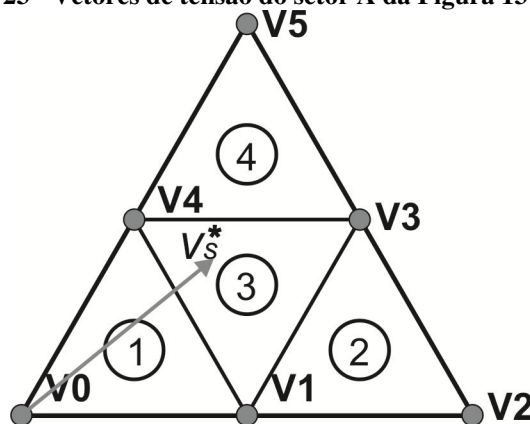
Existem vários métodos disponíveis para o comando de inversores multiníveis. Destaca-se, na próxima sessão, uma das principais técnicas de comando denominada Modulação por Largura de Pulso Vetorial.

3.3.1 PWM por Vetor Espacial

Uma das estratégias mais utilizadas de modulação por largura de pulso (PWM) é a modulação por vetor espacial (SVPWM). Este tipo de esquema, em inversores oferece uma melhoria na utilização do barramento e menos perdas de comutação (RASHID, M.H.; 2007).

Esta técnica é baseada na seleção dos vetores espaciais de tensão em função da amplitude e posição do vetor tensão de referência. No PWM por vetores espaciais para inversores multiníveis, os vetores aplicados são, normalmente, aqueles que correspondem aos vértices do triângulo onde se encontra a extremidade do vetor tensão de referência. Como exemplo, na Figura 23, se o vetor de referência (V^*) está na região 3, os vetores a serem aplicados serão V_1 , V_3 e V_4 . Utilizando-se, apenas, os vetores de tensão mais próximos do vetor de referência, minimiza-se a distorção harmônica da tensão de saída (MENDES, M.A.S; 2000).

Figura 23 - Vetores de tensão do setor A da Figura 13



A partir da transformação de Clarke, o vetor tensão referência pode ser calculado no sistema de eixos cartesianos $dq0$ pela expressão (3.15), onde V_{an}^* , V_{bn}^* e V_{cn}^* são as tensões fase-neutro de referência em coordenadas naturais.

$$\begin{bmatrix} V_d^* \\ V_q^* \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 + \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \\ 0 \frac{\sqrt{3}}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an}^* \\ V_{bn}^* \\ V_{cn}^* \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Através das componentes de tensão do eixo direto, V_d^* , e de quadratura, V_q^* , calcula-se a representação em coordenadas polares do vetor de referência através da equação (3.16):

$$V^* = |V| e^{j\theta} \quad (3.16)$$

Onde o módulo do vetor de referência e o ângulo são dados pelas equações (3.17) e (3.18):

$$|V| = \sqrt{(V_d^*)^2 + (V_q^*)^2} \quad (3.17)$$

$$\theta = \arctan\left(\frac{V_q^*}{V_d^*}\right) \quad (3.18)$$

Identificada a região onde se encontra o vetor de referência, são calculados os tempos de aplicação de cada um dos três vetores de tensão que limitam a região. Considerando-se o exemplo dado na Figura 23, os tempos de aplicação dos vetores V_1 , V_3 e V_4 são calculados através das equações a seguir. Tomando-se o vetor V_2 como o vetor unitário de fase nula, os vetores de tensão do inversor e o vetor tensão de referência podem ser expressos pelas equações (3.19), (3.20), (3.21) e (3.22).

$$V_1 = \frac{1}{2} \quad (3.19)$$

$$V_3 = \frac{\sqrt{3}}{2} e^{j\frac{\pi}{6}} \quad (3.20)$$

$$V_4 = \frac{1}{2} e^{j\frac{\pi}{3}} \quad (3.21)$$

$$V^* = V e^{j\theta} \quad (3.22)$$

Neste método de comando PWM, o tempo de aplicação dos vetores de tensão do inversor em cada período de modulação deve satisfazer às equações (3.23) e (3.24):

$$V_1 t_1 + V_3 t_3 + V_4 t_4 = V^* T \quad (3.23)$$

$$t_1 + t_3 + t_4 = T \quad (3.24)$$

onde:

t_1 = tempo de aplicação do vetor V_1 ;

t_3 = tempo de aplicação do vetor V_3 ;

t_4 = tempo de aplicação do vetor V_4 ;

T = período de comutação.

Substituindo-se as equações (3.19), (3.20), e (3.21) na equação (3.23) e fazendo-se algumas transformações trigonométricas, encontram-se as expressões (3.25), (3.26), e (3.27), que representam os tempos de aplicação de cada vetor:

$$t_1 = T (1 - 2k \sin(\theta)) \quad (3.25)$$

$$t_3 = T \left[2k \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) - 1 \right] \quad (3.26)$$

$$t_4 = T \left[2k \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) + 1 \right] \quad (3.27)$$

onde k é determinado pela equação (3.28):

$$k = 2 \frac{V}{\sqrt{3}} \quad (3.28)$$

Para as outras regiões (1, 3, e 4) da Figura 3.34, os tempos de aplicação dos vetores podem ser calculados de forma semelhante. Usualmente, o padrão de comutação do hexágono da Figura 13 é escolhido de forma a equilibrar as tensões dos capacitores

do barramento C.C. e evitar os problemas de tempo de chaveamento mínimo. Finalmente, após determinar os tempos de aplicação de cada vetor e o padrão de comutação, são determinados os sinais de comando de cada braço do inversor.

Este método é especialmente interessante por permitir a atuação em todos os fatores de qualidade de um método PWM para conversores multiníveis. Uma limitação do método é o crescimento do número de regiões do inversor com o aumento de níveis (MENDES, M.A.S; 2000).

3.4 Critérios para Análise de Desempenho

Usualmente, o desempenho dos inversores multiníveis é avaliado em relação à distorção harmônica na carga, às perdas por chaveamento, ao custo de implementação da topologia e complexidade/tempo de processamento dos algoritmos de comando utilizados. Alguns desses critérios, a serem aplicados, serão analisados nas próximas subseções.

3.4.1 Distorção Harmônica

Os sinais de saída de inversores de potência, compostos a partir de níveis discretos de tensão, contêm naturalmente componentes harmônicos da frequência fundamental do sinal senoidal de referência. A avaliação de desempenho do inversor está diretamente ligada à avaliação da distorção harmônica total (THD) dos sinais gerados (RASHID, M.H.; 1999).

Além dos harmônicos, componentes das tensões ou correntes com frequências múltiplas inteiras da frequência fundamental, deve-se considerar a presença das componentes inter-harmônicas.

Inter-harmônicos são tensões ou correntes cujas razões de suas frequências em relação à frequência do sinal de referência resultam em valores fracionários. Os inter-harmônicos tornaram-se, recentemente, de maior importância uma vez que o uso generalizado de sistemas eletrônicos de potência vem resultando em um aumento de sua contribuição na distorção harmônica total do sistema (HANZELKA, Z.; BIEN', A.; 2004).

A Tabela 11 apresenta as relações matemáticas aplicáveis à classificação das componentes de frequências em relação à frequência fundamental do sinal.

Tabela 11 - Componentes Espectrais de Formas de Onda

Harmônica	$f = nf_1$ onde n é inteiro maior que zero
Componente C.C.	$f = nf_1$ para n igual a zero
Interharmônica	$f \neq nf_1$ onde n é inteiro maior que zero
Subharmônica	$f > 0Hz$ e $f < f_1$
$f_1 =$ tensão da frequência fundamental (harmônica básica)	

3.4.1.1 Fator de Distorção Relativo ao n-ésimo Harmônico – HF_n

O fator de distorção relativo ao *n-ésimo* harmônico é uma medida da contribuição individual de cada componente harmônica, usualmente aplicável aos harmônicos inteiros. É definido como:

$$HF_n = \frac{V_n}{V_1} \quad (3.29)$$

onde V_1 e V_n são, respectivamente, os valores eficazes da componente fundamental e da *n-ésima* componente harmônica.

3.4.1.2 Distorção Harmônica Total – THD

A distorção harmônica total, uma medida que permite avaliar a aproximação entre a forma de onda resultante e a forma de onda da componente fundamental, é definida como:

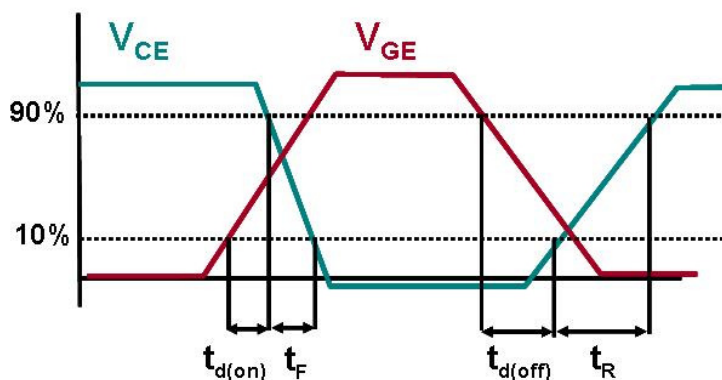
$$THD = \frac{1}{V_1} \left(\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.30)$$

3.4.2 Perdas nos Dispositivos de Chaveamento

As perdas no processo de chaveamento podem ser elevadas, principalmente, considerando-se tensões e correntes mais elevadas. A operação em frequências mais elevadas, resguardados os limites impostos pelas características dos componentes estáticos, poderá reduzir essas perdas.

Para se calcular as perdas nos dispositivos de chaveamento no processo de conversão, deve-se considerar as perdas por condução e as perdas por comutação nos IGBTs e nos diodos de roda livre (BLAABJERG, F. e outros; 1994). Vale ressaltar que os diodos de roda livre, ou em antiparalelo, devem possuir tempos de chaveamento compatíveis com os IGBTs. Genericamente, as curvas de chaveamento de um IGBT são compostas conforme apresenta a Figura 24 (CORTIZO, P.C; 2012).

Figura 24 - Curvas de Chaveamento de um IGBT (CORTIZO, P.C; 2012)



Onde: V_{CE} = tensão coletor-emissor;

V_{GE} = tensão *gate*-emissor;

t_R = tempo de subida;

t_F = tempo de descida;

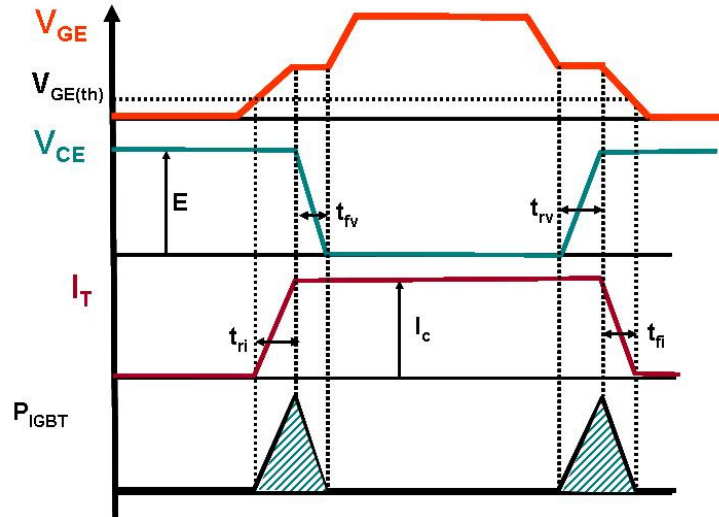
$t_{d(on)}$ = tempo de atraso de disparo;

$t_{d(off)}$ = tempo de atraso de bloqueio.

Observa-se que, no disparo e corte do IGBT, há um atraso de sua resposta devido aos tempos de recuperação reversa e direta do dispositivo. Quando a carga é

indutiva, o comportamento da tensão V_{GE} se altera devido ao comportamento da carga que gera atraso na corrente em relação à tensão aplicada, como mostra a Figura 25.

Figura 25 - Curvas de Chaveamento de um IGBT com carga indutiva (CORTIZO, P.C; 2012)



Onde: E = tensão do barramento C.C.;

t_{fv} , t_{rv} = tempos de atraso de descida e subida da tensão, respectivamente;

t_{fi} , t_{ri} = tempos de atraso de descida e subida da corrente, respectivamente;

I_T = corrente de condução;

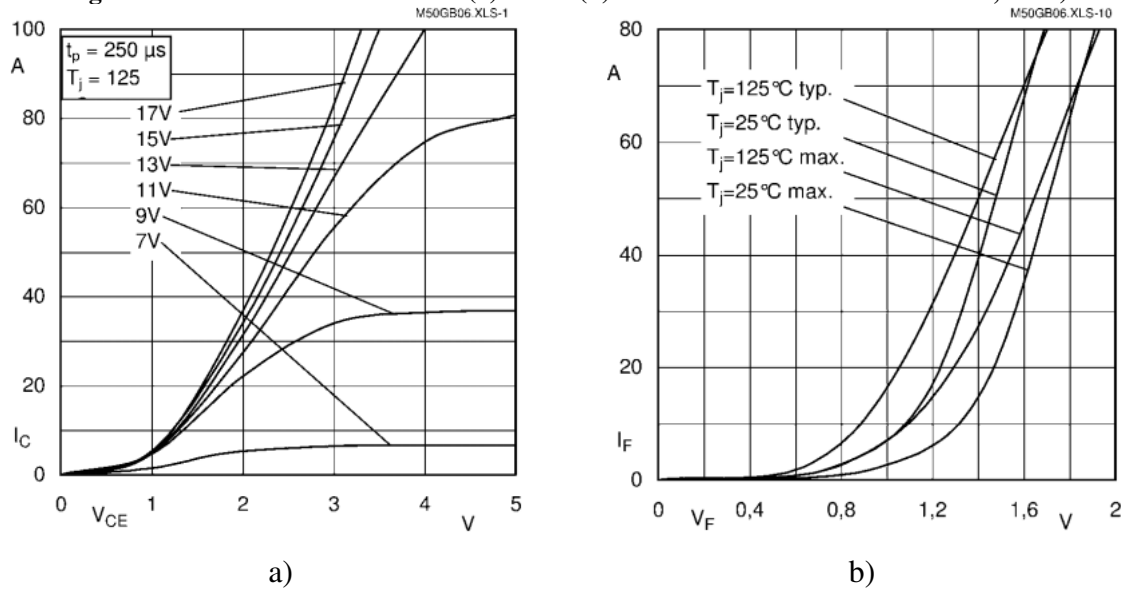
P_{IGBT} = perdas no IGBT.

Nas próximas subseções serão apresentados alguns métodos de cálculo para as perdas por condução e comutação nos dispositivos semicondutores.

3.4.2.1 Perdas por Condução

Para se desenvolver o cálculo das perdas por condução é necessário analisar as curvas características dos dispositivos de potência. Esta análise será desenvolvida a partir do módulo SKM50GB063D, fabricado pela SEMIKRON, que possui 2 IGBTs associados aos diodos de roda livre, em antiparalelo. As curvas características do IGBT e do diodo são apresentadas a seguir.

Figura 26 - Curvas características: (a) IGBT (b) Diodo de roda livre SEMIKRON, 2012)



As tensões dos dispositivos são dadas a partir das equações (3.32) e (3.33) (CORTIZO, P.C; 2012):

$$v_{ce} = V_{CE} + r_{CE} i_{T(t)} \quad (3.32)$$

$$v_d = V_F + r_F i_{D(t)} \quad (3.33)$$

Onde: v_{ce} = tensão coletor-emissor;

V_{CE} = parcela constante de v_{ce} ;

r_{CE} = resistência de coletor-emissor;

$i_{T(t)}$ = corrente instantânea no IGBT;

v_d = tensão direta no diodo de roda livre;

V_F = parcela constante de v_d ;

r_F = resistência de corpo do diodo;

$i_{D(t)}$ = corrente instantânea no diodo.

Considerando que a energia perdida nos dispositivos será dada pelas equações (3.34) e (3.35),

$$W_{IGBT(t)} = \int_0^T v_{ce(t)} \times i_{T(t)} dt \quad (3.34)$$

$$W_{D(t)} = \int_0^T v_{D(t)} \times i_{D(t)} dt \quad (3.35)$$

Onde: $W_{IGBT(t)}$ = energia dissipada no IGBT;

$W_{D(t)}$ = energia dissipada no diodo;

T = período de condução.

as perdas dentro de um período serão calculadas como:

$$P_{IGBT(t)} = \frac{W_{IGBT(t)}}{T} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{ce(t)} \times i_{T(t)} dt \quad (3.36)$$

$$P_{IGBT(cond)} = [V_{CE} \times I_C + r_{CE} \times I_C^2] \quad (3.37)$$

$$P_{D(t)} = \frac{W_{D(t)}}{T} = \int_0^T v_{D(t)} \times i_{D(t)} dt \quad (3.38)$$

$$P_{D(cond)} = [V_F \times I_D + r_F \times I_D^2] \quad (3.39)$$

Onde: $P_{IGBT(t)}$ = potência dissipada no IGBT;

$P_{D(t)}$ = potência dissipada no diodo;

$P_{IGBT(cond)}$ = potência média no IGBT;

$P_{D(cond)}$ = potência média no diodo;

I_C = corrente média no IGBT;

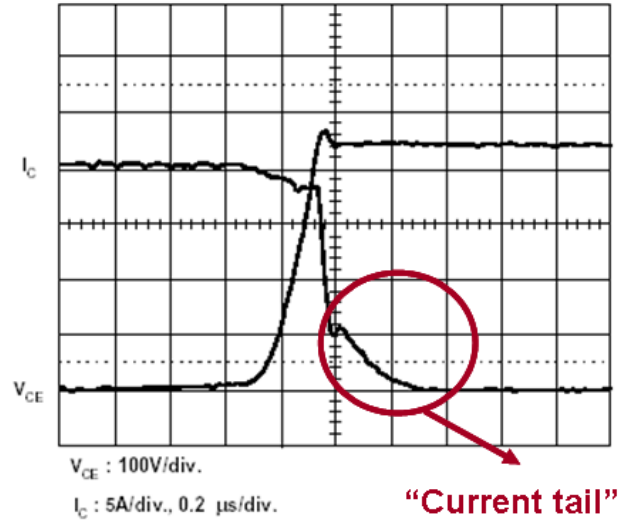
I_D = corrente média no diodo.

3.4.2.2 Perdas por Comutação

De acordo com (CORTIZO, P.C; 2012), os IGBTs possuem características que dificultam o cálculo das perdas por comutação. Como não se tem acesso à base do transistor, não se pode usar técnicas que se baseiem na eliminação de portadores minoritários na base do transistor bipolar. Na condição de bloqueio do transistor, existe um fenômeno conhecido como “calda de corrente” (*current tail*) que aumenta as perdas

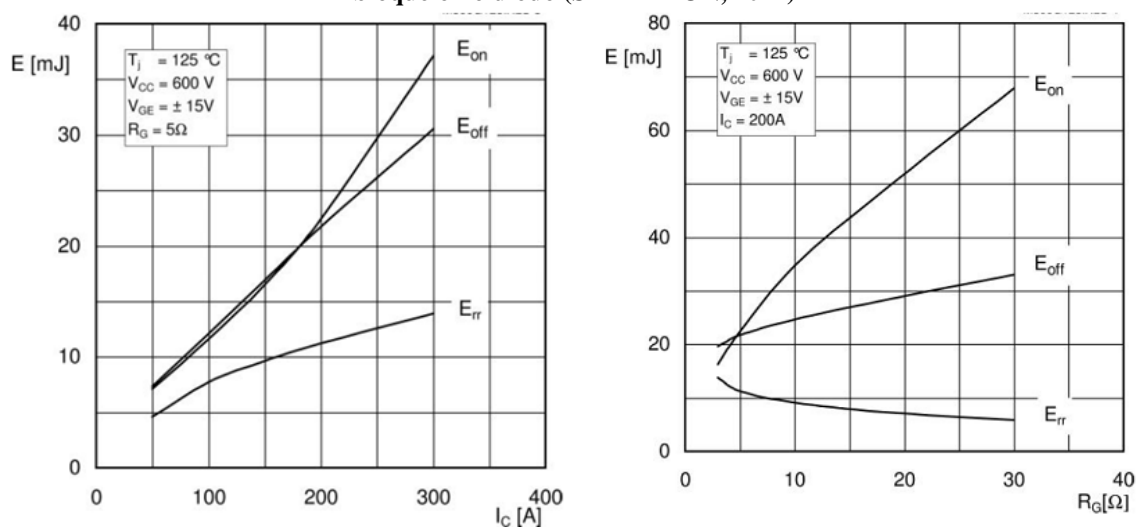
por comutação. A “corrente de calda” pode ser observada na Figura 27 que mostra uma medição da tensão coletor-emissor e corrente de coletor, durante o chaveamento, em um IGBT.

Figura 27 - "Corrente de calda" em um IGBT (CORTIZO, 2012)



Os tempos de comutação dos IGBTs fornecidos pelos *datasheets* não permitem avaliar as perdas por chaveamento porque não levam em conta o efeito da “cauda de corrente”. Além disso, o tempo de queda da tensão V_{CE} , que é muito importante para o cálculo de perdas, não é bem definido. Para calcular as perdas, deve-se levar em consideração as curvas fornecidas pelos fabricantes (CORTIZO, 2012). A Figura 28 mostra curvas típicas de perdas de um par IGBT e diodo.

Figura 28 - Curvas de perdas por chaveamento no IGBT: disparo(E_{on}) e bloqueio (E_{off}) perdas de bloqueio no diodo (SEMIKRON, 2012)



Segundo Porfírio Cortizo (2012), a energia perdida no processo de comutação do IGBT será:

$$w_{(t)} = FC \times E_{(on/off)} \times i_{T(t)} \quad (3.40)$$

$$Fator\ de\ Correção = FC = \frac{E_{(on/off)}}{V_{cc} \times I_{cc}} \quad (3.41)$$

$$P_{(on+off)} = FC \times E_{(on+off)} \times I_C \times f \quad (3.42)$$

Onde: $W_{(t)}$ = energia perdida no IGBT;

$E_{(on/off)}$ = energia de chaveamento;

$i_{T(t)}$ = corrente instantânea no IGBT;

V_{cc} = tensão do barramento C.C.;

I_{cc} = corrente no barramento C.C.;

$P_{(on+off)}$ = potência média perdida no IGBT;

I_C = corrente média no IGBT;

f = frequência de operação.

No diodo a energia perdida na recuperação será:

$$w_{(t)} = FC \times E_{(rec)} \times i_{D(t)} \quad (3.43)$$

$$P_{(on+off)} = FC \times E_{(rec)} \times I_D \times f \quad (3.44)$$

Onde: $W_{(t)}$ = energia perdida no diodo;

$E_{(on/off)}$ = energia de chaveamento;

$i_{D(t)}$ = corrente instantânea no diodo;

$P_{(on+off)}$ = potência média perdida no diodo;

I_D = corrente média no diodo;

f = frequência de operação.

3.4 Conclusão

Este capítulo apresentou as estruturas básicas, os principais aspectos sobre o funcionamento e técnicas de controle das tensões sobre os capacitores flutuantes aplicáveis aos inversores trifásicos a 3-níveis, 4-níveis com 4 chaves por braço e 4-níveis com 6 chaves por braço. Foram, também, definidos alguns critérios de desempenho em relação à distorção harmônica e perdas por chaveamento.

As topologias de inversores a capacitor flutuante apresentam uma grande vantagem em relação ao maior número de estados redundantes, o que permite sua utilização no controle das tensões sobre os capacitores de fase de forma independente em relação ao controle das tensões de saída.

Algumas restrições dessa topologia referem-se à inicialização do conversor, que pode requerer uma pré-carga dos capacitores flutuantes, e à distribuição de tensão sobre os capacitores, por vezes não homogênea. Os capacitores são mais caros e volumosos se comparados aos diodos dos conversores PNG e o condicionamento também pode se tornar mais difícil para um número maior de níveis (SKVARENINA, 2002) (HOLMES; LIPO, 2003).

4 ALGORITMO SVPWM PARA INVERSORES 4-NÍVEIS A CAPACITOR FLUTUANTE

4.1 Introdução

Este capítulo apresenta uma extensão da estratégia SVPWM para inversores 3-níveis a capacitor flutuante apresentada por (MENDES, M.A.S.; 2000) e (PEIXOTO, Z.M.A.; 2000), conforme apresentado no capítulo 3, seção 3.3, aplicável às topologias 4-níveis.

O algoritmo desenvolvido é adequado às estruturas com 4 chaves e com 6 chaves por braço, ambas também discutidas no capítulo 3. Embora envolvam diferentes chaves para os mesmos estados de comutação, os algoritmos para 4 ou 6 chaves por braço baseiam-se nas mesmas variáveis de controle e respectivos valores de tensão de saída, de tal forma que as restrições impostas e as equações para o cálculo do tempos de chaveamento resultantes se aplicam igualmente a ambos os casos.

4.2 Restrições e Expressões para o Cálculo dos Intervalos de Chaveamento

A descrição do algoritmo SVPWM desenvolvido será apresentada a partir da estrutura do inversor 4-níveis a capacitor flutuante com 4 chaves por braço mostrada novamente, por simplicidade, na Figura 29. Basicamente, as diferenças quanto à aplicação do algoritmo SVPWM às duas topologias referem-se às chaves utilizadas para cada um dos estados, conforme mostram as tabelas 12 e 13.

Vale ressaltar que cada topologia disponibiliza diferentes estados redundantes e requer diferentes métodos de controle das tensões dos capacitores flutuantes.

As Tabelas 12 e 13 apresentam os possíveis estados dos interruptores de um braço do inversor de 4-níveis com 4 e 6 chaves, respectivamente, considerando que cada capacitor de fase é mantido com um terço da tensão do barramento.

Figura 29 - Diagrama elétrico de um inversor 4-níveis a capacitor flutuante com 4 chaves por braço

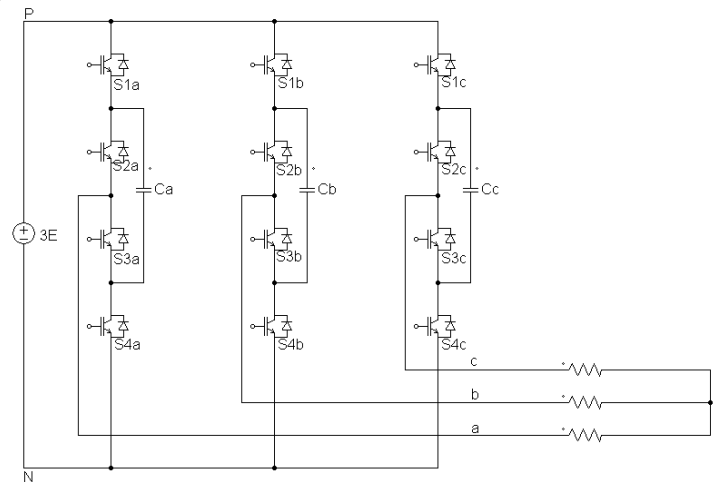


Tabela 12 - Configuração das Chaves de um inversor 4-níveis a capacitor flutuante, com 6 chaves por braço

Estados	Tipo	S_{1x}	S_{2x}	S_{3x}	S_{4x}	S_{5x}	S_{6x}	V_{xN}
P	—	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	3E
O	A	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	2E
O	A	ON	ON	OFF	ON	OFF	OFF	2E
O	A	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	2E
O	B	OFF	OFF	ON	OFF	ON	ON	E
O	B	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	E
O	B	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	E
N	—	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	0

Tabela 13 - Configuração das Chaves de um inversor 4-níveis a capacitor flutuante, com 4 chaves por braço

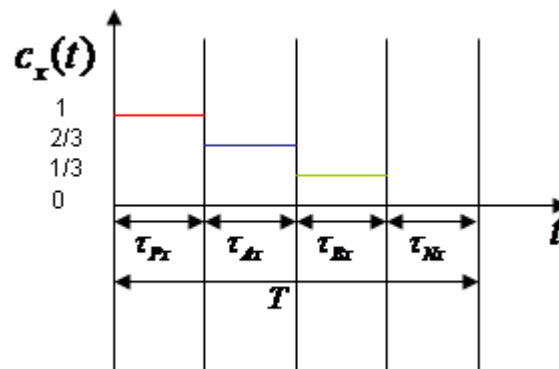
Estados	c_x	S1	S2	S3	S4	V_{xN}
P	1	ON	ON	OFF	OFF	3E
A	$\frac{2}{3}$	ON	OFF	ON	OFF	2E
B	$\frac{1}{3}$	OFF	ON	OFF	ON	E
N	0	OFF	OFF	ON	ON	0

A variável de comando c_x , associada ao braço x do inversor, $x \in \{a, b, c\}$, nos estados P, A, B, ou N pode assumir os valores 1 , $\frac{2}{3}$, $\frac{1}{3}$ ou 0 que definem,

respectivamente, os valores $3E, \frac{2E}{3}, \frac{E}{3}$ ou 0 para a tensão de saída em relação ao ponto N indicado na Figura 29.

A Figura 30 mostra um sinal de comando genérico para um braço de inversor durante um período de modulação por largura de pulso, onde os tempos de permanência dos interruptores nos estados P, A, B e N são indicados, respectivamente, por τ_{Px} , τ_{Ax} , τ_{Bx} e τ_{Nx} .

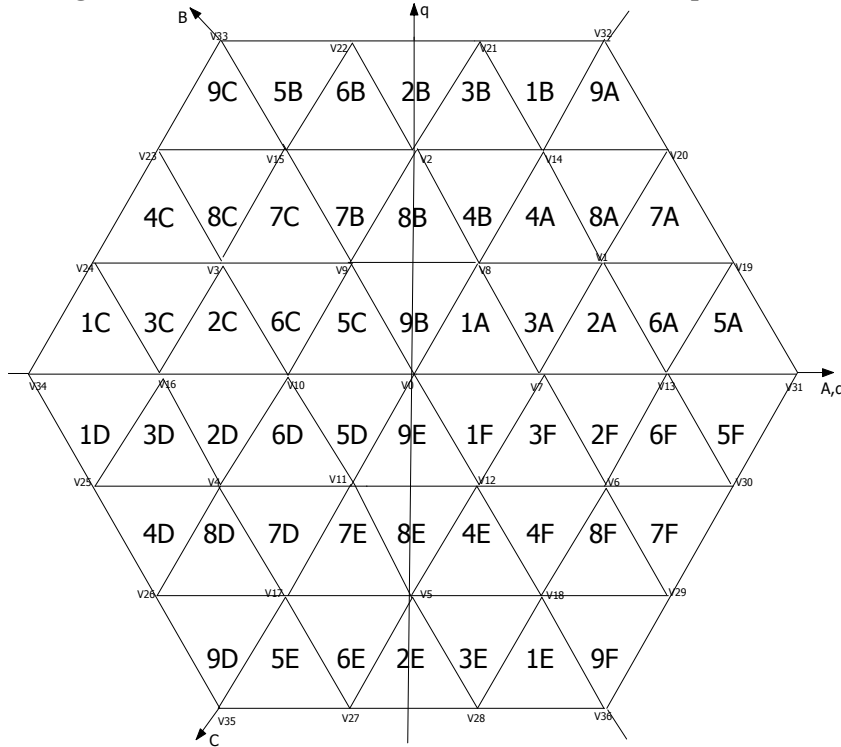
Figura 30 - Sinais de Comando em um Braço do Inversor 4-níveis



Na Figura 31, os 37 diferentes vetores de tensão mostrados no Anexo 2 são representados graficamente através de um hexágono dividido em 6 setores indicados como (A, B, C, D, E, F) . Cada setor está subdividido em 9 regiões triangulares $(1x, 2x, 3x, 4x, 5x, 6x, 7x, 8x, 9x)$, com $x \in \{A, B, C, D, E, F\}$.

Neste método de modulação por largura de pulsos vetorial, o vetor tensão de referência é sintetizado aplicando-se à carga os três vetores-tensão mais próximos ao vetor desejado, ou seja, os vetores localizados sob os vértices da região elementar onde se encontrar localizado o vetor de referência trifásico \vec{V}^* , no instante de amostragem.

Figura 31 - Hexágono e Vetores de tensão do inversor a 4-níveis com capacitor flutuante



4.2.1 Equações Gerais do Método PWM Proposto

No método de modulação proposto, determina-se diretamente as largura dos pulsos de comando (τ_{Px} , τ_{Ax} , τ_{Bx} e τ_{Nx}) mostradas na Figura 30, conduzindo a métodos de modulação mais simples de serem implementados.

A partir da Tabela 13 pode-se deduzir uma expressão matemática que relaciona os valores instantâneos das tensões fase-neutro na carga, $v_{xn}(t)$, às variáveis de comando, $c_x(t)$, $x \in \{a, b, c\}$, como:

$$\begin{bmatrix} v_{an}(t) \\ v_{bn}(t) \\ v_{cn}(t) \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_a(t) \\ c_b(t) \\ c_c(t) \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Com base na expressão (4.1), o valor médio das tensões fase-neutro no k -ésimo período de PWM, $\bar{v}_{xn}(k)$, pode ser calculado pela equação 4.2,

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{an}(k) \\ \bar{v}_{bn}(k) \\ \bar{v}_{cn}(k) \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{c}_a(k) \\ \bar{c}_b(k) \\ \bar{c}_c(k) \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

onde $\bar{c}_x(k)$ é o valor médio do sinal de comando da fase x , $x \in \{a, b, c\}$, no k -ésimo período de PWM, dado pela equação 4.3, ou seja:

$$\bar{c}_x(k) = \frac{P \times \tau_{px} + A \times \tau_{ax} + B \times \tau_{bx}}{T} \quad (4.3)$$

onde os termos P, A e B referem-se aos valores normalizados da Figura 30.

Com base na definição do vetor espacial de tensão em sistemas trifásicos equilibrados (VAS, P.; 1990), o vetor tensão médio $\bar{V}_{dq}(k)$ no sistema de eixos ortogonal $dq0$, tomado no k -ésimo período, pode ser calculado como:

$$\bar{V}_{dq}(k) = \frac{2}{3} (\bar{v}_{an}(k) + a\bar{v}_{bn}(k) + a^2\bar{v}_{cn}(k)) \quad (4.4)$$

onde $a = e^{\frac{j2\pi}{3}}$ e $a^2 = e^{\frac{j4\pi}{3}}$ referem-se aos fatores de deslocamento entre as fases do sistema trifásico balanceado.

Substituindo-se a expressão (4.2) na equação (4.4), obtém-se:

$$\bar{V}_{dq}(k) = 3E \left[\frac{2}{3} (\bar{c}_a(k) + a\bar{c}_b(k) + a^2\bar{c}_c(k)) \right] = 3E\bar{C}_{dq}(k) \quad (4.5)$$

A partir da equação (4.5), o vetor de comando médio no k -ésimo período de chaveamento, $\bar{C}_{dq}(k)$, para um dado vetor de referência $\bar{V}_{dq}^*(k)$, pode ser calculado como:

$$\bar{C}_{dq}(k) = \frac{\bar{V}_{dq}^*(k)}{3E} \quad (4.6)$$

Enquanto o vetor tensão trifásico de referência tem a componente de sequência zero nula, o mesmo não ocorre para o vetor de comando indicado na equação (4.6). A

componente de sequência zero do vetor de comando é dada pela média da soma fazorial dos pulsos de comando relativos a cada uma das fases, ou seja,

$$\bar{C}_0(k) = \frac{1}{3}(\bar{c}_a(k) + a\bar{c}_b(k) + a^2\bar{c}_c(k)) \quad (4.7)$$

A partir das expressões (4.5) e (4.7) e, aplicando-se a transformação $dq0$ inversa, pode-se calcular as larguras dos pulsos de comando para a tensão de referência v_{xn}^* , $x \in \{a, b, c\}$, como:

$$P \times \tau_{Px} + A \times \tau_{Ax} + B \times \tau_{Bx} = \frac{T}{3E} v_{xn}^* + \bar{C}_0(k) \quad (4.8)$$

Observa-se nesta expressão que a componente de sequência zero do vetor de comando precisa ainda ser arbitrada. A escolha adequada desta componente permitirá o equilíbrio das tensões nos capacitores de entrada e a redução da distorção harmônica das tensões de saída (MENDES, M.A.S.; 2000).

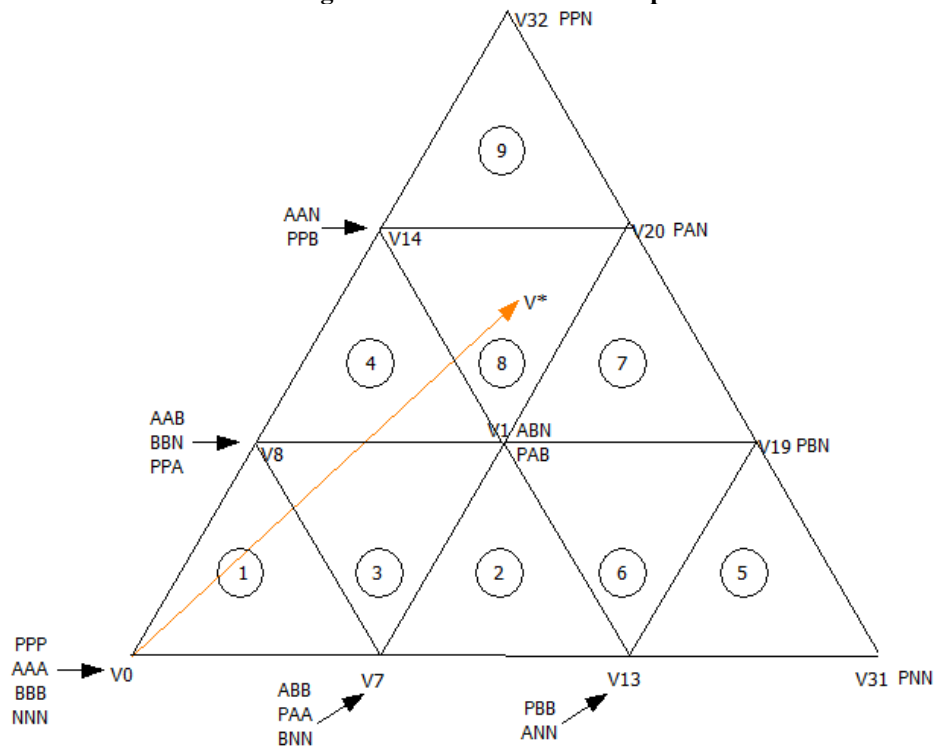
4.2.2 Padrões de Comutação do Setor A

Conforme mencionado anteriormente, na composição de um dado vetor de referência serão utilizados em cada período PWM, os três vetores de tensão mais próximos ao setor onde estará localizado o vetor de referência. Como estes vetores podem ser realizados por mais de uma configuração das chaves do inversor, deve-se escolher, em cada região elementar, as configurações que serão utilizadas e a ordem de aplicação desses vetores. No algoritmo proposto, essas escolhas foram feitas visando-se à redução do número total de comutações das chaves, durante um período PWM, e aos recursos de implementação do DSP TMS320F2812.

Conforme mencionado previamente, o hexágono da Figura 31 foi dividido em seis setores denominados setor A até F. Com base na simetria existente entre os setores, pode-se deduzir as expressões para o cálculo das larguras dos pulsos de comando em função dos vetores de tensão de referência localizados no setor A e, em seguida, generalizar as expressões para os demais setores.

Na Figura 32, o setor A é detalhado e suas regiões elementares numeradas de 1 a 9, também são apresentadas todas as possíveis configurações das chaves para a realização dos vetores de tensão deste setor.

Figura 32 - Vetores de tensão e regiões elementares do setor A para o inversor 4-níveis



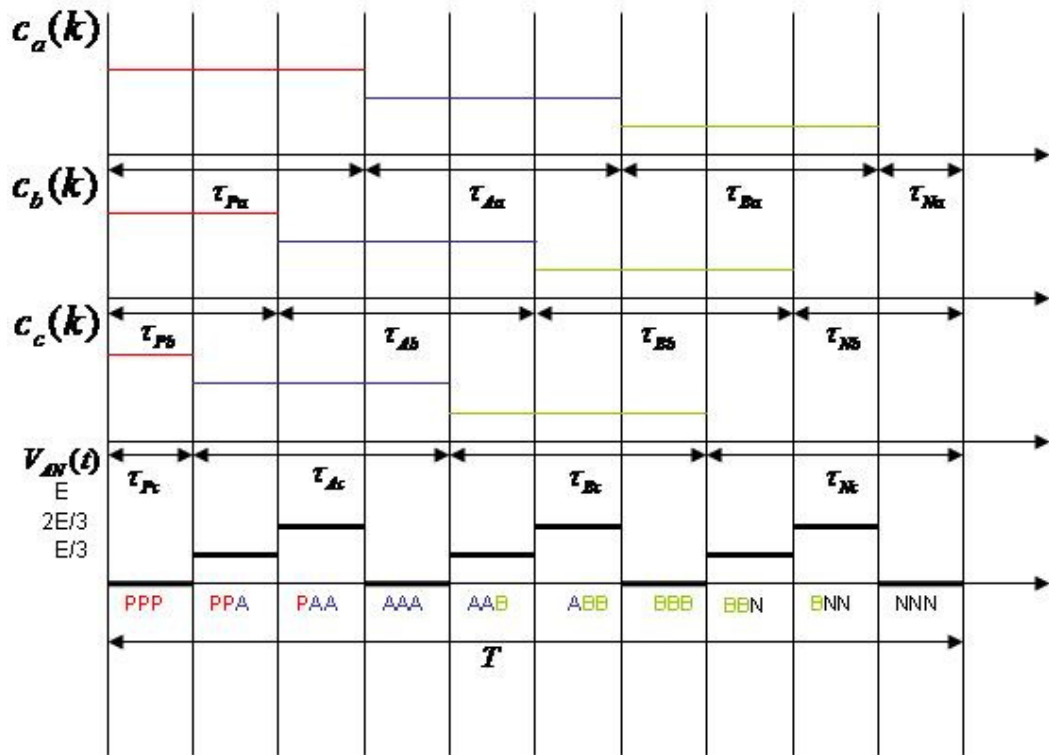
4.2.2.1 Padrão de Comutação para a Região 1A

A região 1A, conforme mostra a Figura 32, é composta por três vetores, V_0 , V_7 e V_8 . São possíveis dez configurações de chaves nesta região. O padrão de comutação adotado utiliza todas as configurações possíveis para os interruptores de cada região do setor A, e por essa razão, é denominado padrão completo. O padrão de chaveamento para a região 1A é dado pela seguinte sequência de estados de comutação:

PPP PPA PAA AAA AAB ABB BBB BBN BNN NNN

Observa-se que de uma configuração dos inversores para a seguinte ocorre a comutação de apenas uma chave estática do estado P para A e do estado B para N, já nas comutações A para B ocorrem duas comutações. A sequência de chaveamento utilizada acima garante o menor número possível de comutações, considerando os três braços do inversor. A Figura 33 mostra os sinais de comando do inversor relativos a esse padrão de chaveamento bem como o perfil da tensão fase-neutro $V_{an}(t)$ resultante.

Figura 33 - Padrão de Chaveamento da Região 1A



Para reduzir as variações de tensão na carga é importante distribuir de forma uniforme de aplicação do vetor tensão zero. Observando a Figura 33, esta situação é descrita pelas equações (4.9) e (4.10) como:

$$T_{PPP} = T_{NNN} = T_{AAA} = T_{BBB} \quad (4.9)$$

$$\tau_{Pc} = \tau_{Na} = (T - \tau_{Nc} - \tau_{Bc} - \tau_{Pa}) = (T - \tau_{Nc} - \tau_{Aa} - \tau_{Pa}) \quad (4.10)$$

Além disto, para garantir a simetria dos pulsos de tensão em cada período de modulação, optou-se pela aplicação durante intervalos iguais das três possíveis configurações de V_7 e V_8 , acrescentando-se as seguintes restrições:

$$T_{PPA} = T_{AAB} = T_{BBN} \quad (4.11)$$

$$\tau_{Pb} - \tau_{Pc} = (T - \tau_{Pc} - \tau_{Ac} - \tau_{Bb} - \tau_{Nb}) = (T - \tau_{Nb} - \tau_{Bc} - \tau_{Ac} - \tau_{Pc}) \quad (4.12)$$

$$T_{PAA} = T_{ABB} = T_{BNN} \quad (4.13)$$

$$\tau_{Pa} - \tau_{Pb} = (T - \tau_{Pb} - \tau_{Ab} - \tau_{Ba} - \tau_{Na}) = \tau_{Nb} - \tau_{Na} \quad (4.14)$$

Com as restrições (4.11) a (4.14) e as três equações obtidas expandindo-se a expressão 4.8 para cada uma das fases, forma-se o seguinte sistema de equações lineares:

$$\left\{ \begin{array}{l}
 P \times \tau_{Pa} + A \times \tau_{Aa} + B \times \tau_{Ba} = \frac{T}{3E} \bar{v}_{an}^* + \bar{C}_0(k) \\
 P \times \tau_{Pb} + A \times \tau_{Ab} + B \times \tau_{Bb} = \frac{T}{3E} \bar{v}_{bn}^* + \bar{C}_0(k) \\
 P \times \tau_{Pc} + A \times \tau_{Ac} + B \times \tau_{Bc} = \frac{T}{3E} \bar{v}_{cn}^* + \bar{C}_0(k) \\
 \tau_{Pc} = \tau_{Na} \\
 \tau_{Na} = (T - \tau_{Nc} - \tau_{Bc} - \tau_{Pa}) \\
 \tau_{Na} = (T - \tau_{Nc} - \tau_{Aa} - \tau_{Pa}) \\
 \tau_{Pb} - \tau_{Pc} = (T - \tau_{Pc} - \tau_{Ac} - \tau_{Bb} - \tau_{Nb}) \\
 \tau_{Pb} - \tau_{Pc} = (T - \tau_{Nb} - \tau_{Bc} - \tau_{Ac} - \tau_{Pc}) \\
 \tau_{Pa} - \tau_{Pb} = \tau_{Nb} - \tau_{Na} \\
 \tau_{Pa} - \tau_{Pb} = (T - \tau_{Pb} - \tau_{Ab} - \tau_{Ba} - \tau_{Na}) \\
 \tau_{Pa} + \tau_{Aa} + \tau_{Ba} + \tau_{Na} = T \\
 \tau_{Pb} + \tau_{Ab} + \tau_{Bb} + \tau_{Nb} = T \\
 \tau_{Pc} + \tau_{Ac} + \tau_{Bc} + \tau_{Nc} = T
 \end{array} \right. \quad (4.15)$$

A solução deste sistema de equações, realizada através do *Toolbox Symbolic Math* – Matlab, fornece as larguras dos pulsos de comando para os vetores de tensão de referência com extremidade no interior da região 1A conforme as expressões dadas em (4.16).

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \tau_{Pa} = \left(\frac{T}{12EP} \right) \times (\bar{v}_{an}^* - \bar{v}_{cn}^* + 3EP) \\
 \tau_{Aa} = \tau_{Pa} \\
 \tau_{Ba} = \tau_{Aa} \\
 \tau_{Na} = \left(\frac{T}{4EP} \right) \times (\bar{v}_{cn}^* - \bar{v}_{an}^* + EP) \\
 \tau_{Pb} = \left(\frac{T}{12EP} \right) \times (-3\bar{v}_{an}^* + 4\bar{v}_{bn}^* - \bar{v}_{cn}^* + 3EP) \\
 \tau_{Ab} = \tau_{Ba} \\
 \tau_{Bb} = \tau_{Ab} \\
 \tau_{Nb} = \left(\frac{T}{12EP} \right) \times (\bar{v}_{an}^* - 4\bar{v}_{bn}^* + 3\bar{v}_{cn}^* + 3EP) \\
 \tau_{Pc} = \tau_{Na} \\
 \tau_{Ac} = \tau_{Bb} \\
 \tau_{Bc} = \tau_{Ac} \\
 \tau_{Nc} = \tau_{Bc} \\
 \bar{C}_0(k) = \left(\frac{T}{12EP} \right) \times (\bar{v}_{an}^* \times (A + B - 3P) + \bar{v}_{cn}^* \times (-A - B - P) + 3EP^2 + 3EAP + 3EBP)
 \end{array} \right. \quad (4.16)$$

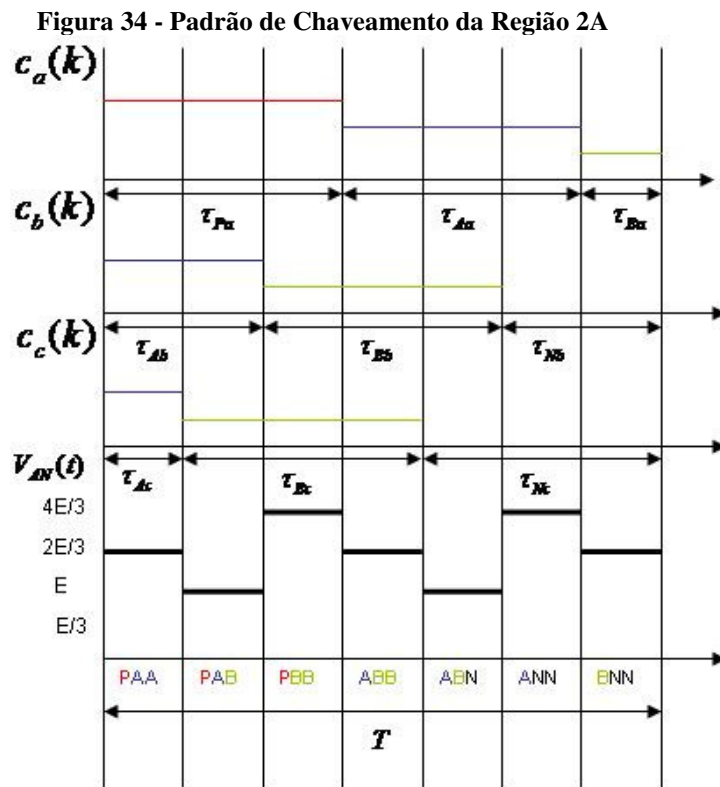
Em todas as outras regiões do setor A, a mesma metodologia será aplicada para se determinar as larguras dos pulsos de comando, conforme será apresentado nas subseções a seguir.

4.2.2.2 Padrão de Comutação para a Região 2A

Para a região 2A, chega-se ao seguinte padrão completo de comutação:

PAA PAB PBB ABB ABN ANN BNN

A Figura 34 mostra os sinais de comando do inversor relativos a esse padrão de chaveamento, assim como o perfil da tensão fase-neutro $V_{an}(t)$ resultante.



As restrições seguintes foram impostas à região 2A visando à simetria do sinal de saída e ao equilíbrio das tensões nos capacitores:

$$T_{PAA} = T_{ABB} = T_{BNN} \quad (4.17)$$

$$\tau_{Ac} = (T - \tau_{Pa} - \tau_{Nc}) = \tau_{Ba} \quad (4.18)$$

$$T_{PAB} = T_{ABN} \quad (4.19)$$

$$\tau_{Ab} - \tau_{Ac} = (T - \tau_{Nb} - \tau_{Bc} - \tau_{Ac}) \quad (4.20)$$

$$T_{PBB} = T_{ANN} \quad (4.21)$$

$$\tau_{Pa} - \tau_{Ab} = (T - \tau_{Ba} - \tau_{Bb} - \tau_{Ab}) \quad (4.22)$$

A partir do mesmo procedimento realizado para a região 1A, forma-se o seguinte sistema de equações lineares:

$$\left\{ \begin{array}{l} P \times \tau_{Pa} + A \times \tau_{Aa} + B \times \tau_{Ba} = \frac{T}{3E} \bar{v}_{an}^* + \bar{C}_0(k) \\ A \times \tau_{Ab} + B \times \tau_{Bb} = \frac{T}{3E} \bar{v}_{bn}^* + \bar{C}_0(k) \\ A \times \tau_{Ac} + B \times \tau_{Bc} = \frac{T}{3E} \bar{v}_{cn}^* + \bar{C}_0(k) \\ \tau_{Ac} = \tau_{Ba} \\ \tau_{Ac} = (T - \tau_{Pa} - \tau_{Nc}) \\ \tau_{Ab} - \tau_{Ac} = (T - \tau_{Nb} - \tau_{Bc} - \tau_{Ac}) \\ \tau_{Pa} - \tau_{Ab} = (T - \tau_{Ba} - \tau_{Bb} - \tau_{Ab}) \\ \tau_{Pa} + \tau_{Aa} + \tau_{Ba} = T \\ \tau_{Ab} + \tau_{Bb} + \tau_{Nb} = T \\ \tau_{Ac} + \tau_{Bc} + \tau_{Nc} = T \end{array} \right. \quad (4.23)$$

Como solução das restrições adotadas, as larguras dos pulsos de comando para os vetores de tensão de referência com extremidade no interior da região 2A são definidas pelas expressões (4.24).

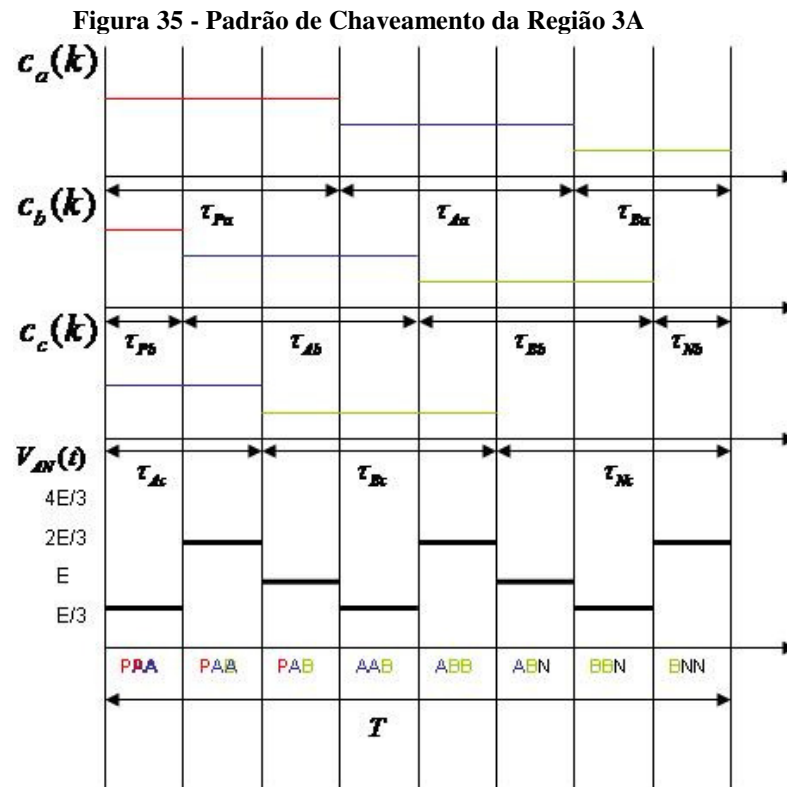
$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{Pa} = \left(\frac{T}{3E(3A-3B+P)} \right) \times (\bar{v}_{an}^* - \bar{v}_{cn}^* + 3AE - 3BE) \\ \tau_{Aa} = \tau_{Pa} \\ \tau_{Ba} = \left(\frac{T}{3E(3A-3B+P)} \right) \times (-2\bar{v}_{an}^* + 2\bar{v}_{cn}^* + 3AE - 3BE + 3PE) \\ \tau_{Ab} = \left(\frac{T}{3AE(3A-3B+P)} \right) \times (-2A\bar{v}_{an}^* + \bar{v}_{bn}^* \times (3A-3B+P) + \bar{v}_{cn}^* \times (-A+3B-P) + 3A^2E - 3ABE + 3APE) \\ \tau_{Bb} = \tau_{Aa} \\ \tau_{Nb} = \left(\frac{T}{3AE(3A-3B+P)} \right) \times (A\bar{v}_{an}^* + \bar{v}_{bn}^* \times (-3A+3B-P) + \bar{v}_{cn}^* \times (2A-3B+P) + 3A^2E - 3ABE) \\ \tau_{Ac} = \tau_{Ba} \\ \tau_{Bc} = \tau_{Bb} \\ \tau_{Nc} = \tau_{Bc} \\ \bar{C}_0(k) = \left(\frac{T}{3E(3A-3B+P)} \right) \times (\bar{v}_{an}^* \times (-2A+B) + \bar{v}_{cn}^* \times (-A+2B-P) + 3A^2E - 3B^2E + 3APE) \end{array} \right. \quad (4.24)$$

4.2.2.3 Padrão de Comutação para a Região 3A

O padrão completo de comutação da região 3A é dado por:

PPA PAA PAB AAB ABB ABN BBN BNN

A Figura 35 mostra os sinais de comando e a tensão fase-neutro $V_{an}(t)$ de saída, relativos a esse padrão de chaveamento.



As restrições adotadas para a região 3ª são apresentadas nas (4.25) a (4.30), ou seja,

$$T_{PPA} = T_{AAB} = T_{BBN} \quad (4.25)$$

$$\tau_{Pb} = (T - \tau_{Nb} - \tau_{Bb} - \tau_{Pa}) = (T - \tau_{Nb} - \tau_{Aa} - \tau_{Pa}) \quad (4.26)$$

$$T_{PAA} = T_{ABB} = T_{BNN} \quad (4.27)$$

$$\tau_{Ac} - \tau_{Pb} = (T - \tau_{Nc} - \tau_{Ab} - \tau_{Pb}) = \tau_{Nb} \quad (4.28)$$

$$T_{PAB} = T_{ABN} \quad (4.29)$$

$$\tau_{Pa} - \tau_{Ac} = (T - \tau_{Ba} - \tau_{Bc} - \tau_{Ac}) \quad (4.30)$$

A partir das quais se obtém o seguinte sistema de equações lineares:

$$\left\{ \begin{array}{l} P \times \tau_{Pa} + A \times \tau_{Aa} + B \times \tau_{Ba} = \frac{T}{3E} \bar{v}_{an}^* + \bar{C}_0(k) \\ P \times \tau_{Pb} + A \times \tau_{Ab} + B \times \tau_{Bb} = \frac{T}{3E} \bar{v}_{bn}^* + \bar{C}_0(k) \\ A \times \tau_{Ac} + B \times \tau_{Bc} = \frac{T}{3E} \bar{v}_{cn}^* + \bar{C}_0(k) \\ \tau_{Pb} = (T - \tau_{Nb} - \tau_{Bb} - \tau_{Pa}) \\ \tau_{Pb} = (T - \tau_{Nb} - \tau_{Aa} - \tau_{Pa}) \\ \tau_{Nb} = \tau_{Ac} - \tau_{Pb} \\ \tau_{Nb} = (T - \tau_{Nc} - \tau_{Ab} - \tau_{Pb}) \\ \tau_{Pa} - \tau_{Ac} = (T - \tau_{Ba} - \tau_{Bc} - \tau_{Ac}) \\ \tau_{Pa} + \tau_{Aa} + \tau_{Ba} = T \\ \tau_{Pb} + \tau_{Ab} + \tau_{Bb} + \tau_{Nb} = T \\ \tau_{Ac} + \tau_{Bc} + \tau_{Nc} = T \end{array} \right. \quad (4.31)$$

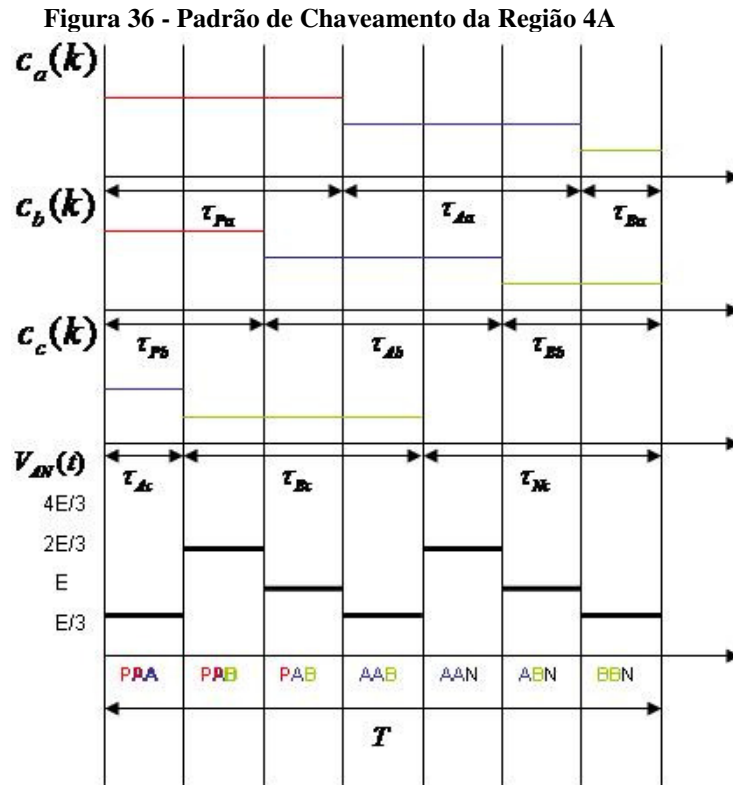
As larguras dos pulsos de comando para os vetores de tensão de referência com extremidade no interior da região 3A são definidas pelas expressões (4.32).

$$\begin{aligned} \tau_{Pa} &= \left(\frac{T}{3E(3A-3B+P)} \right) \times (\bar{v}_{an}^* - \bar{v}_{cn}^* + 3AE - 3BE) \\ \tau_{Aa} &= \tau_{Pa} \\ \tau_{Ba} &= \left(\frac{T}{3E(3A-3B+P)} \right) \times (-2\bar{v}_{an}^* + 2\bar{v}_{cn}^* + 3AE - 3BE + 3PE) \\ \tau_{Pb} &= \left(\frac{T}{3EP(3A-3B+P)} \right) \times (-3A\bar{v}_{an}^* + \bar{v}_{bn}^* \times (3A-3B+P) + \bar{v}_{cn}^* \times (3B-P) + 3APE) \\ \tau_{Ab} &= \tau_{Aa} \\ \tau_{Bb} &= \tau_{Ab} \\ \tau_{Nb} &= \left(\frac{T}{3EP(3A-3B+P)} \right) \times (\bar{v}_{an}^* \times (3A-2P) + \bar{v}_{bn}^* \times (-3A+3B-P) + \bar{v}_{cn}^* \times (-3B+3P) + 3P^2E - 3BPE) \\ \tau_{Ac} &= \tau_{Ba} \\ \tau_{Bc} &= \tau_{Bb} \\ \tau_{Nc} &= \tau_{Bc} \\ \bar{C}_0(k) &= \left(\frac{T}{3E(3A-3B+P)} \right) \times (\bar{v}_{an}^* \times (-2A+B) + \bar{v}_{cn}^* \times (-A+2B-P) + 3A^2E - 3B^2E + 3APE) \end{aligned} \quad (4.32)$$

4.2.2.4 Padrão de Comutação para a Região 4A

O padrão completo de comutação, os sinais de comando e a tensão fase-neutro $V_{an}(t)$ relativos à região 4A são apresentados a seguir:

PPA PPB PAB AAB AAN ABN BBN



Analogamente, as restrições utilizadas para a região 4A foram:

$$T_{PPA} = T_{AAB} = T_{BBN} \quad (4.33)$$

$$\tau_{Ac} = (T - \tau_{Nc} - \tau_{Pa}) = \tau_{Ba} \quad (4.34)$$

$$T_{PPB} = T_{AAN} \quad (4.35)$$

$$\tau_{Pb} - \tau_{Ac} = (T - \tau_{Bb} - \tau_{Bc} - \tau_{Ac}) \quad (4.36)$$

$$T_{PAB} = T_{ABN} \quad (4.37)$$

$$\tau_{Pa} - \tau_{Pb} = (T - \tau_{Ba} - \tau_{Ab} - \tau_{Pb}) \quad (4.38)$$

A partir do mesmo procedimento realizado para as regiões anteriores, forma-se o seguinte sistema de equações lineares:

$$\begin{cases}
 P \times \tau_{Pa} + A \times \tau_{Aa} + B \times \tau_{Ba} = \frac{T}{3E} \bar{v}_{an}^* + \bar{C}_0(k) \\
 P \times \tau_{Pb} + A \times \tau_{Ab} + B \times \tau_{Bb} = \frac{T}{3E} \bar{v}_{bn}^* + \bar{C}_0(k) \\
 A \times \tau_{Ac} + B \times \tau_{Bc} = \frac{T}{3E} \bar{v}_{cn}^* + \bar{C}_0(k) \\
 \tau_{Ac} = \tau_{Ba} \\
 \tau_{Ac} = (T - \tau_{Nc} - \tau_{Pa}) \\
 \tau_{Pb} - \tau_{Ac} = (T - \tau_{Bb} - \tau_{Bc} - \tau_{Ac}) \\
 \tau_{Pa} - \tau_{Pb} = (T - \tau_{Ba} - \tau_{Ab} - \tau_{Pb}) \\
 \tau_{Pa} + \tau_{Aa} + \tau_{Ba} = T \\
 \tau_{Pb} + \tau_{Ab} + \tau_{Bb} = T \\
 \tau_{Ac} + \tau_{Bc} + \tau_{Nc} = T
 \end{cases} \quad (4.39)$$

As larguras dos pulsos de comando para os vetores de tensão de referência com extremidade no interior da região 4A são definidas pelas expressões (4.40).

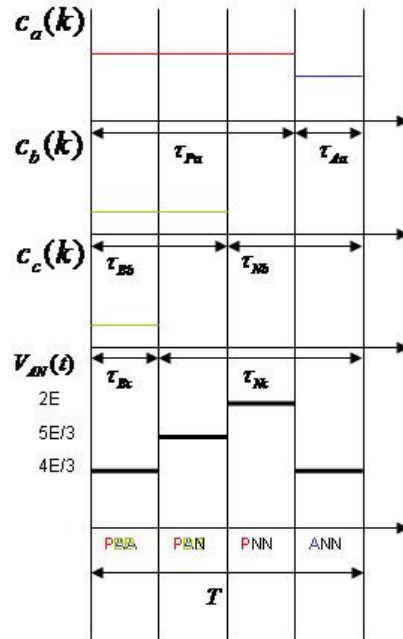
$$\begin{cases}
 \tau_{Pa} = \left(\frac{T}{3E(3A-3B+P)} \right) \times (\bar{v}_{an}^* - \bar{v}_{cn}^* + 3AE - 3BE) \\
 \tau_{Aa} = \tau_{Pa} \\
 \tau_{Ba} = \left(\frac{T}{3E(3A-3B+P)} \right) \times (-2\bar{v}_{an}^* + 2\bar{v}_{cn}^* + 3AE - 3BE + 3PE) \\
 \tau_{Pb} = \left(\frac{T}{3E(3B^2 - 4BP - 3AB + P^2 + 3AP)} \right) \times \left(\bar{v}_{an}^* \times (-3A + 2B) + \bar{v}_{bn}^* \times (3A - 3B + P) + \bar{v}_{cn}^* \times (B - P) + \right. \\
 \left. + 3B^2E - 3ABE + 3APE - 3BPE \right) \\
 \tau_{Ab} = \tau_{Aa} \\
 \tau_{Bb} = \left(\frac{T}{3E(3B^2 - 4BP - 3AB + P^2 + 3AP)} \right) \times \left(\bar{v}_{an}^* \times (3A - B - P) + \bar{v}_{bn}^* \times (-3A + 3B - P) + \bar{v}_{cn}^* \times (-2B + 2P) + \right. \\
 \left. + 3B^2E + 3P^2E - 3ABE + 3APE - 6BPE \right) \\
 \tau_{Ac} = \tau_{Ba} \\
 \tau_{Bc} = \tau_{Ab} \\
 \tau_{Nc} = \tau_{Bc} \\
 \bar{C}_0(k) = \left(\frac{T}{3E(3A-3B+P)} \right) \times (\bar{v}_{an}^* \times (-2A + B) + \bar{v}_{cn}^* \times (-A + 2B - P) + 3A^2E - 3B^2E + 3APE)
 \end{cases} \quad (4.40)$$

4.2.2.5 Padrão de Comutação para a Região 5A

O padrão completo de comutação e os respectivos sinais de comando e tensão fase-neutro para a região 5A são apresentados a seguir:

PBB PBN PNN ANN

Figura 37 - Padrão de Chaveamento da Região 5A



Utilizando-se as restrições (4.41) (4.42) e sistema de equações lineares resultante (4.43),

$$T_{PBB} = T_{ANN} \quad (4.41)$$

$$\tau_{Bc} = \tau_{Aa} \quad (4.42)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} P \times \tau_{Pa} + A \times \tau_{Aa} = \frac{T}{3E} \bar{v}_{an}^* + \bar{C}_0(k) \\ B \times \tau_{Bb} = \frac{T}{3E} \bar{v}_{bn}^* + \bar{C}_0(k) \\ B \times \tau_{Bc} = \frac{T}{3E} \bar{v}_{cn}^* + \bar{C}_0(k) \\ \tau_{Bc} = \tau_{Aa} \\ \tau_{Pa} + \tau_{Aa} = T \\ \tau_{Bb} + \tau_{Nb} = T \\ \tau_{Bc} + \tau_{Nc} = T \end{array} \right. \quad (4.43)$$

as larguras dos pulsos de comando para os vetores de tensão de referência com extremidade no interior da região 5A são definidas pelas expressões (4.44).

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{Pa} = \left(\frac{T}{3E(B-A+P)} \right) \times (\bar{v}_{an}^* - \bar{v}_{cn}^* - 3AE + 3BPE) \\ \tau_{Aa} = \left(\frac{T}{3E(B-A+P)} \right) \times (-\bar{v}_{an}^* + \bar{v}_{cn}^* + 3PE) \\ \tau_{Bb} = \left(\frac{T}{3BE(B-A+P)} \right) \times (-B\bar{v}_{an}^* + \bar{v}_{bn}^* (-A+B+P) + \bar{v}_{cn}^* (A-P) + 3BPE) \\ \tau_{Nb} = \left(\frac{T}{3BE(B-A+P)} \right) \times (B\bar{v}_{an}^* + \bar{v}_{bn}^* (A-B-P) + \bar{v}_{cn}^* (-A+P) + 3B^2E - 3AB) \quad (4.44) \\ \tau_{Bc} = \tau_{Aa} \\ \tau_{Nc} = \tau_{Pa} \\ \bar{C}_0(k) = \left(\frac{T}{3E(B-A+P)} \right) \times (-B\bar{v}_{an}^* + \bar{v}_{cn}^* \times (A-P) + 3BPE) \end{array} \right.$$

4.2.2.6 Padrão de Comutação para a Região 6A

O padrão completo de comutação da região 6A é:

PAB PBB PBN ABN ANN

A Figura 38 mostra os sinais de comando do inversor relativos a este padrão de chaveamento bem como a tensão fase-neutro $V_{an}(t)$.

A partir das restrições adotadas,

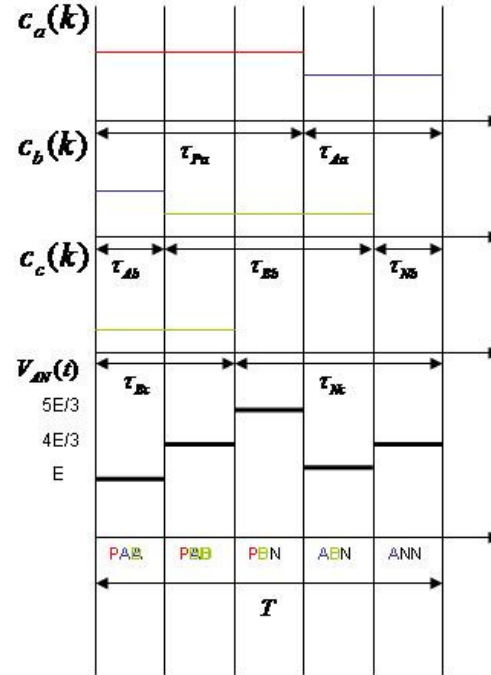
$$T_{PAB} = T_{ABN} \quad (4.45)$$

$$\tau_{Ab} = (T - \tau_{Nb} - \tau_{Pa}) \quad (4.46)$$

$$T_{PBB} = T_{ANN} \quad (4.47)$$

$$\tau_{Bc} - \tau_{Ab} = \tau_{Nb} \quad (4.48)$$

Figura 38 - Padrão de Chaveamento da Região 6A



e o seguinte sistema de equações lineares resultante,

$$\left\{ \begin{array}{l}
 P \times \tau_{Pa} + A \times \tau_{Aa} = \frac{T}{3E} \bar{v}_{an}^* + \bar{C}_0(k) \\
 A \times \tau_{Ab} + B \times \tau_{Bb} = \frac{T}{3E} \bar{v}_{bn}^* + \bar{C}_0(k) \\
 B \times \tau_{Bc} = \frac{T}{3E} \bar{v}_{cn}^* + \bar{C}_0(k) \\
 \tau_{Ab} = (T - \tau_{Nb} - \tau_{Pa}) \\
 \tau_{Bc} - \tau_{Ab} = \tau_{Nb} \\
 \tau_{Pa} + \tau_{Aa} = T \\
 \tau_{Ab} + \tau_{Bb} + \tau_{Nb} = T \\
 \tau_{Bc} + \tau_{Nc} = T
 \end{array} \right. \quad (4.49)$$

as larguras dos pulsos de comando para os vetores de tensão de referência com extremidade no interior da região 6A são definidas pelas expressões (4.50).

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \tau_{Pa} = \left(\frac{T}{3E(B-A+P)} \right) \times (\bar{v}_{an}^* - \bar{v}_{cn}^* - 3AE + 3BE) \\
 \tau_{Aa} = \left(\frac{T}{3E(B-A+P)} \right) \times (-\bar{v}_{an}^* + \bar{v}_{cn}^* + 3PE) \\
 \tau_{Ab} = \left(\frac{T}{3EA(B-A+P)} \right) \times \left(\begin{array}{l} -2B\bar{v}_{an}^* + \bar{v}_{bn}^* (-A+B+P) + \bar{v}_{cn}^* (A+B-P) - \\ -3B^2E + 3ABE + 3BPE \end{array} \right) \\
 \tau_{Bb} = \tau_{Pa} \\
 \tau_{Nb} = \left(\frac{T}{3EA(B-A+P)} \right) \times \left(\begin{array}{l} \bar{v}_{an}^* \times (-A+2B) + \bar{v}_{bn}^* (A-B-P) + \bar{v}_{cn}^* (-B+P) + \\ +3B^2E - 3ABE + 3APE - 3BPE \end{array} \right) \\
 \tau_{Bc} = \tau_{Aa} \\
 \tau_{Nc} = \tau_{Bb} \\
 \bar{C}_0(k) = \left(\frac{T}{3E(B-A+P)} \right) \times (-B\bar{v}_{an}^* + \bar{v}_{cn}^* \times (A-P) + 3BPE)
 \end{array} \right. \quad (4.50)$$

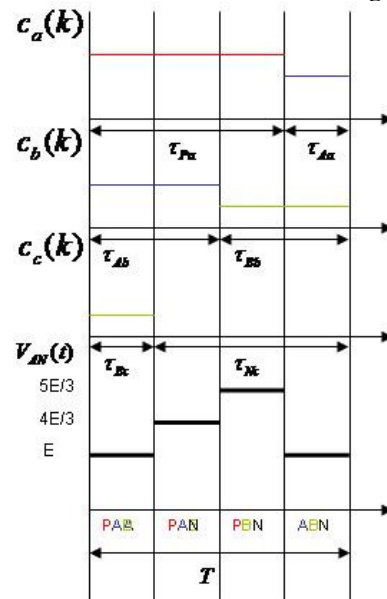
4.2.2.7 Padrão de Comutação para a Região 7A

O padrão completo de comutação da região 7A é dado por:

PAB PAN PBN ABN

Analogamente, a Figura 39 mostra os sinais de comando, padrão de chaveamento e a forma de onda da tensão fase-neutro resultante.

Figura 39 - Padrão de Chaveamento da Região 7A



As restrições na região 7A adotadas são dadas por: são:

$$T_{PAB} = T_{ABN} \quad (4.51)$$

$$\tau_{Bc} = \tau_{Aa} \quad (4.52)$$

A partir do mesmo procedimento realizado para as regiões anteriores, forma-se o sistema de equações lineares:

$$\left\{ \begin{array}{l} P \times \tau_{Pa} + A \times \tau_{Aa} = \frac{T}{3E} \bar{v}_{an}^* + \bar{C}_0(k) \\ A \times \tau_{Ab} + B \times \tau_{Bb} = \frac{T}{3E} \bar{v}_{bn}^* + \bar{C}_0(k) \\ B \times \tau_{Bc} = \frac{T}{3E} \bar{v}_{cn}^* + \bar{C}_0(k) \\ \tau_{Bc} = \tau_{Aa} \\ \tau_{Pa} + \tau_{Aa} = T \\ \tau_{Ab} + \tau_{Bb} = T \\ \tau_{Bc} + \tau_{Nc} = T \end{array} \right. \quad (4.53)$$

As larguras dos pulsos de comando para os vetores de tensão de referência com extremidade no interior da região 7A são definidas pelas expressões (4.54).

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{Pa} = \left(\frac{T}{3E(B-A+P)} \right) \times (\bar{v}_{an}^* - \bar{v}_{cn}^* - 3AE + 3BE) \\ \tau_{Aa} = \left(\frac{T}{3E(B-A+P)} \right) \times (-\bar{v}_{an}^* + \bar{v}_{cn}^* + 3PE) \\ \tau_{Ab} = \left(\frac{T}{3E(A^2 - 2AB - PA + B^2 + PB)} \right) \times \left(\begin{array}{l} B\bar{v}_{an}^* + \bar{v}_{bn}^*(A-B-P) + \bar{v}_{cn}^*(-A+P) + \\ + 3B^2E - 3ABE \end{array} \right) \\ \tau_{Bb} = \left(\frac{T}{3E(A^2 - 2AB - PA + B^2 + PB)} \right) \times \left(\begin{array}{l} -B\bar{v}_{an}^* + \bar{v}_{bn}^*(-A+B+P) + \\ + \bar{v}_{cn}^*(A-P) + 3A^2E - 3ABE - 3APE + 3BPE \end{array} \right) \\ \tau_{Bc} = \tau_{Aa} \\ \tau_{Nc} = \tau_{Pa} \\ \bar{C}_0(k) = \left(\frac{T}{3E(B-A+P)} \right) \times (-B\bar{v}_{an}^* + \bar{v}_{cn}^* \times (A-P) + 3BPE) \end{array} \right. \quad (4.54)$$

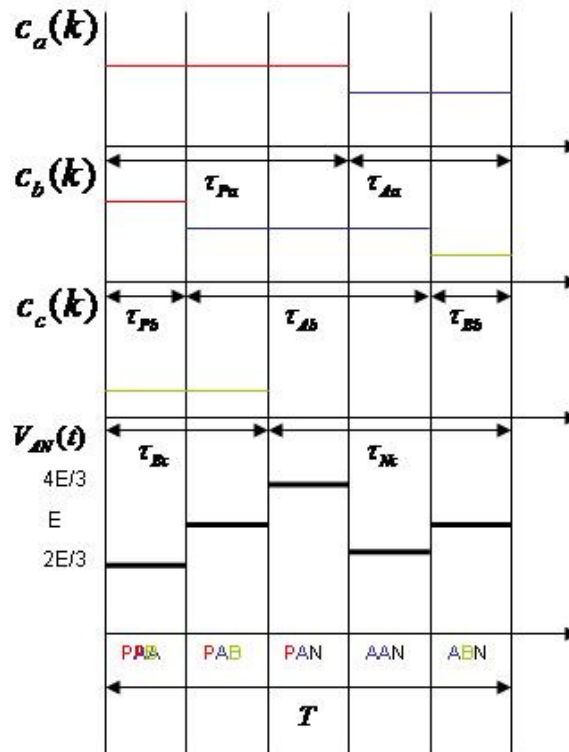
4.2.2.8 Padrão de Comutação para a Região 8A

O padrão completo de comutação da região 8A é apresentado a seguir:

PPB PAB PAN AAN ABN

A Figura 40 mostra os sinais de comando do inversor relativos a este padrão de chaveamento assim como a tensão de saída $V_{an}(t)$.

Figura 40 - Padrão de Chaveamento da Região 8A



Com base nas restrições impostas à região 8ª:

$$T_{PPB} = T_{AAN} \quad (4.55)$$

$$\tau_{pb} = (T - \tau_{Bb} - \tau_{Pa}) \quad (4.56)$$

$$T_{PAB} = T_{ABN} \quad (4.57)$$

$$\tau_{Bc} - \tau_{pb} = \tau_{Bb} \quad (4.58)$$

E a partir do mesmo procedimento realizado para as regiões anteriores, forma-se o seguinte sistema de equações lineares:

$$\begin{cases}
 P \times \tau_{Pa} + A \times \tau_{Aa} = \frac{T}{3E} \bar{v}_{an}^* + \bar{C}_0(k) \\
 P \times \tau_{Pb} + A \times \tau_{Ab} + B \times \tau_{Bb} = \frac{T}{3E} \bar{v}_{bn}^* + \bar{C}_0(k) \\
 B \times \tau_{Bc} = \frac{T}{3E} \bar{v}_{cn}^* + \bar{C}_0(k) \\
 \tau_{Pb} = (T - \tau_{Bb} - \tau_{Pa}) \\
 \tau_{Bc} - \tau_{Pb} = \tau_{Bb} \\
 \tau_{Pa} + \tau_{Aa} = T \\
 \tau_{Pb} + \tau_{Ab} + \tau_{Bb} = T \\
 \tau_{Bc} + \tau_{Nc} = T
 \end{cases} \quad (4.59)$$

As larguras dos pulsos de comando para os vetores de tensão de referência com extremidade no interior da região 6A são definidas pelas expressões (4.60).

$$\begin{cases}
 \tau_{Pa} = \left(\frac{T}{3E(B-A+P)} \right) \times (\bar{v}_{an}^* - \bar{v}_{cn}^* - 3AE + 3BE) \\
 \tau_{Aa} = \left(\frac{T}{3E(B-A+P)} \right) \times (-\bar{v}_{an}^* + \bar{v}_{cn}^* + 3PE) \\
 \tau_{Pb} = \left(\frac{T}{3E(B^2 - AB - P^2 + AP)} \right) \times (A\bar{v}_{an}^* + \bar{v}_{bn}^* \times (A-B-P) + \bar{v}_{cn}^* \times (-2A+B+P) - 3A^2E + 3ABE) \\
 \tau_{Ab} = \tau_{Pa} \\
 \tau_{Bb} = \left(\frac{T}{3E(B^2 - AB - P^2 + AP)} \right) \times \left(\bar{v}_{an}^* \times (-A-B+P) + \bar{v}_{bn}^* \times (-A+B+P) + \bar{v}_{cn}^* \times (2A-2P) + 3A^2E - 3P^2E + 3ABE + 3BPE \right) \\
 \tau_{Bc} = \tau_{Aa} \\
 \tau_{Nc} = \tau_{Ab} \\
 \bar{C}_0(k) = \left(\frac{T}{3E(B-A+P)} \right) \times (-B\bar{v}_{an}^* + \bar{v}_{cn}^* \times (A-P) + 3BPE)
 \end{cases} \quad (4.60)$$

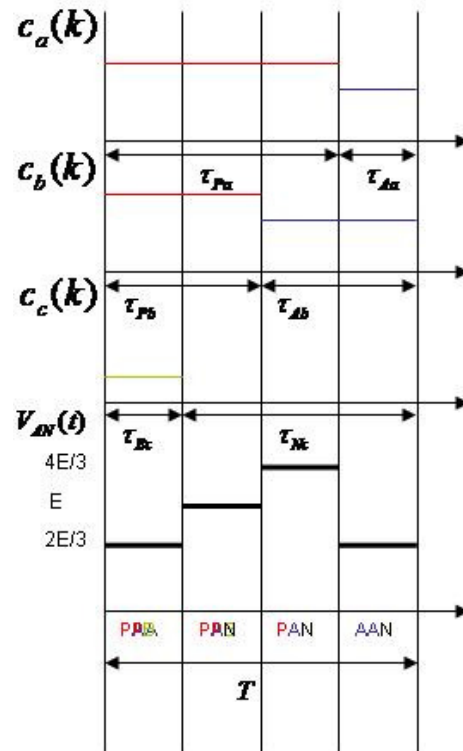
4.2.2.9 Padrão de Comutação para a Região 9A

O padrão completo de comutação da região 9A é:

PPB PPN PAN AAN

A Figura 41 mostra os sinais de comando do inversor relativos a este padrão de chaveamento, assim como as tensões fase-neutro relativas à fase a.

Figura 41 - Padrão de Chaveamento da Região 9A



As restrições na região 9A que garantem o equilíbrio de tensões nos capacitores são:

$$T_{PPB} = T_{AAN} \quad (4.61)$$

$$\tau_{Bc} = \tau_{Aa} \quad (4.62)$$

A partir do mesmo procedimento realizado para as regiões anteriores, forma-se o seguinte sistema de equações lineares:

$$\left\{ \begin{array}{l}
P \times \tau_{Pa} + A \times \tau_{Aa} = \frac{T}{3E} \bar{v}_{an}^* + \bar{C}_0(k) \\
P \times \tau_{Pb} + A \times \tau_{Ab} = \frac{T}{3E} \bar{v}_{bn}^* + \bar{C}_0(k) \\
B \times \tau_{Bc} = \frac{T}{3E} \bar{v}_{cn}^* + \bar{C}_0(k) \\
\tau_{Bc} = \tau_{Aa} \\
\tau_{Pa} + \tau_{Aa} = T \\
\tau_{Pb} + \tau_{Ab} = T \\
\tau_{Bc} + \tau_{Nc} = T
\end{array} \right. \quad (4.63)$$

As larguras dos pulsos de comando para os vetores de tensão de referência com extremidade no interior da região 9A são definidas pelas expressões (4.64).

$$\left\{ \begin{array}{l}
\tau_{Pa} = \left(\frac{T}{3E(B-A+P)} \right) \times (\bar{v}_{an}^* - \bar{v}_{cn}^* - 3AE + 3BE) \\
\tau_{Aa} = \left(\frac{T}{3E(B-A+P)} \right) \times (-\bar{v}_{an}^* + \bar{v}_{cn}^* + 3PE) \\
\tau_{Pb} = \left(\frac{T}{3E(A^2 - 2AP - AB + P^2 + BP)} \right) \times (-B\bar{v}_{an}^* + \bar{v}_{bn}^* (-A+B+P) + \bar{v}_{cn}^* (A-P) + 3A^2E - 3ABE - 3APE + 3BPE) \\
\tau_{Ab} = \left(\frac{T}{3E(A^2 - 2AP - AB + P^2 + BP)} \right) \times (B\bar{v}_{an}^* + \bar{v}_{bn}^* (A-B-P) + \bar{v}_{cn}^* (-A+P) + 3P^2E - 3APE) \\
\tau_{Bc} = \tau_{Aa} \\
\tau_{Nc} = \tau_{Pa} \\
\bar{C}_0(k) = \left(\frac{T}{3E(B-A+P)} \right) \times (-\bar{v}_{an}^* + \bar{v}_{cn}^* \times (A-P) + 3BPE)
\end{array} \right. \quad (4.64)$$

4.2.3 Generalização dos Resultados

A partir das expressões obtidas para os intervalos de chaveamento relativos às regiões do setor A e com base na simetria, intrínseca às diversas regiões do hexágono de tensão do sistema trifásico equilibrado, é possível estender os resultados obtidos para os demais setores do inversor.

Inicialmente deve-se localizar o setor onde se encontra o vetor tensão de referência, o que é obtido através da comparação dos valores instantâneos das tensões de referência conforme a Tabela 14.

Tabela 14 - Localização do vetor tensão de referência

Setor	Ordenação das Tensões
A	$v_{an}^*(k) > v_{bn}^*(k) > v_{cn}^*(k)$
B	$v_{bn}^*(k) > v_{an}^*(k) > v_{cn}^*(k)$
C	$v_{bn}^*(k) > v_{cn}^*(k) > v_{an}^*(k)$
D	$v_{cn}^*(k) > v_{bn}^*(k) > v_{an}^*(k)$
E	$v_{cn}^*(k) > v_{an}^*(k) > v_{bn}^*(k)$
F	$v_{an}^*(k) > v_{cn}^*(k) > v_{bn}^*(k)$

As tensões de referência, ordenadas em ordem decrescente conforme a Tabela 14, são renomeadas como $v_{1n}^*(k)$, $v_{2n}^*(k)$ ou $v_{3n}^*(k)$. Por exemplo, se o vetor de referência estiver localizado no setor A então, $v_{1n}^*(k) = v_{an}^*(k)$, $v_{2n}^*(k) = v_{bn}^*(k)$ e $v_{3n}^*(k) = v_{cn}^*(k)$; no setor C, as tensões seriam identificadas como $v_{1n}^*(k) = v_{bn}^*(k)$, $v_{2n}^*(k) = v_{cn}^*(k)$ e $v_{3n}^*(k) = v_{an}^*(k)$.

Após a identificação do setor e renomear as tensões de referência, a região onde se encontra o vetor tensão de referência é determinada conforme as relações expressas na Tabela 15. Esta tabela é obtida diretamente da Figura 42 onde são identificadas as retas que delimitam as fronteiras de cada região do setor A.

Figura 42 - Delimitação da Região A

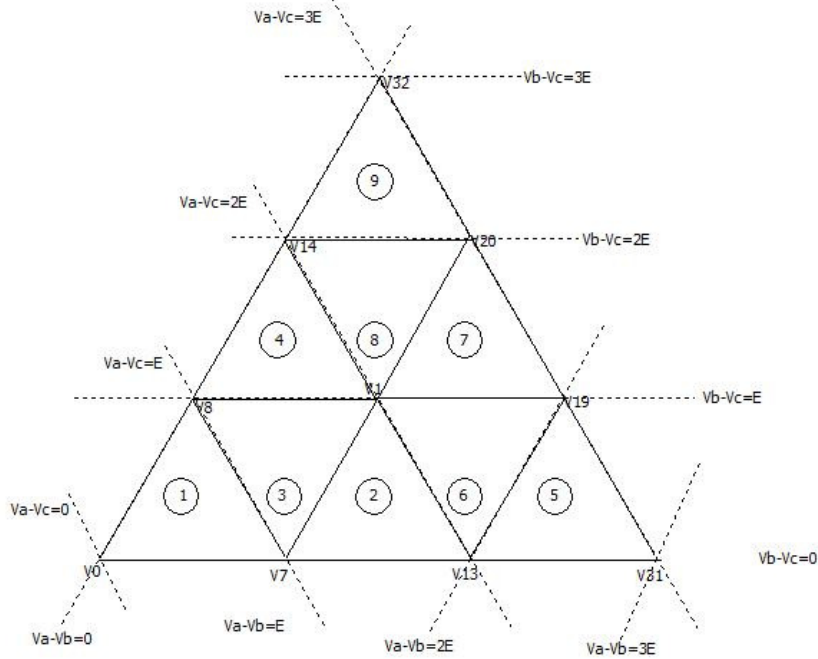


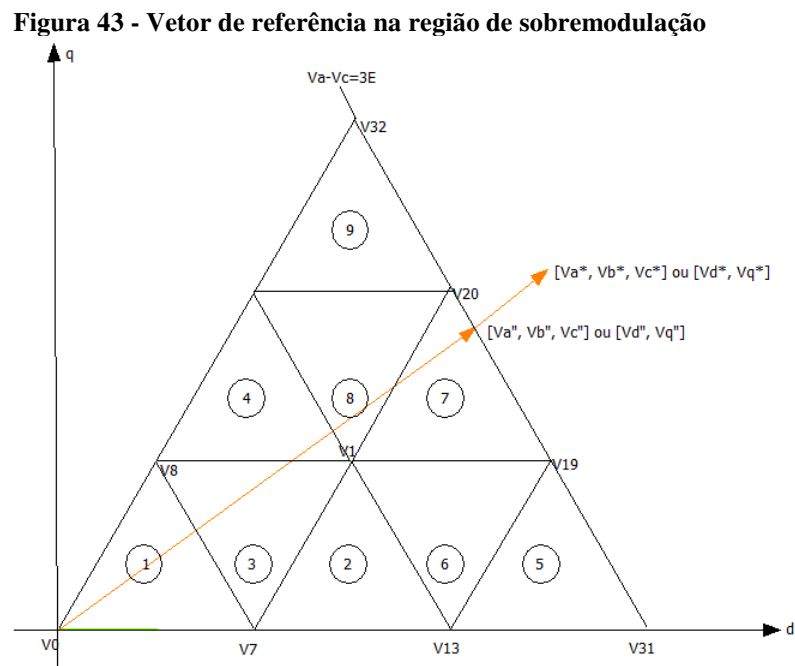
Tabela 15 - Determinação das regiões de um setor

Subsetor	Condição
1	$v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k) < E$
2	$v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k) > E$ e $v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k) < 2E$
3	$v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k) < E$ e $v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k) < 2E$ e $v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k) < E$
4	$v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k) < 2E$ e $v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k) > E$
5	$v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k) > 2E$
6	$v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k) < 2E$ e $v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k) > 2E$ e $v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k) < E$
7	$v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k) > E$ e $v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k) > E$
8	$v_{1n}^*(k) - v_{2n}^*(k) < E$ e $v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k) > 2E$ e $v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k) < 2E$
9	$v_{2n}^*(k) - v_{3n}^*(k) > 2E$
Sobremodulação	$v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k) > 3E$

Definidos o setor e a região onde está localizado o vetor tensão de referência, as expressões para o cálculo das larguras de pulso apresentadas para a região 1A são aplicadas, bastando substituir nas expressões (4.16) $v_{an}^*(k)$, $v_{bn}^*(k)$ e $v_{cn}^*(k)$ por $v_{1n}^*(k)$, $v_{2n}^*(k)$ e $v_{3n}^*(k)$, respectivamente.

4.2.3.1 Região de Sobremodulação

A sobremodulação ocorre quando o vetor tensão de referência situa-se fora do hexágono de operação do inversor. Como apresentado na Tabela 15, a sobremodulação corresponde à condição $v_{1n}^*(k) - v_{3n}^*(k) > 3E$. A Figura 43 exemplifica a ocorrência de sobremodulação no setor A.



Como o vetor tensão de referência para as componentes $[v_{an}^*(k), v_{bn}^*(k), v_{cn}^*(k)]$ indicadas não pode ser implementado, o seu valor será substituído pelo vetor tensão mais próximo, realizável pelo inversor. Este vetor, de coordenadas $[v_{an}^{*'}(k), v_{bn}^{*'}(k), v_{cn}^{*'}(k)]$, é colinear ao vetor original e de amplitude reduzida. O novo vetor de referência é definido pelas equações (4.65):

$$\begin{cases} v_q^{*'}(k) = \frac{v_q^*(k)}{v_d^*(k)} v_d^{*'}(k) \\ v_{an}^{*'}(k) - v_{cn}^{*'}(k) = 3E \end{cases} \quad (4.65)$$

A primeira equação assegura que o novo vetor tensão de referência descrito, no sistema de eixos $dq0$, pelo vetor $[v_d^{*'}(k), v_q^{*'}(k)]$, seja colinear ao vetor original $[v_d^*(k), v_q^*(k)]$. A segunda equação assegura que o novo vetor tenha a máxima amplitude realizável pelo inversor.

Da transformação inversa de Clarke:

$$\begin{cases} v_{an}^{*'}(k) = v_d^{*'}(k) \\ v_{bn}^{*'}(k) = -\frac{1}{2} v_d^{*'}(k) + \frac{\sqrt{3}}{2} v_q^{*'}(k) \\ v_{cn}^{*'}(k) = -\frac{1}{2} v_d^{*'}(k) - \frac{\sqrt{3}}{2} v_q^{*'}(k) \end{cases} \quad (4.66)$$

A condição para o limite de amplitude é calculada, em coordenadas $dq0$, como:

$$v_{an}^{*'}(k) - v_{cn}^{*'}(k) = \frac{3}{2} v_d^{*'}(k) + \frac{\sqrt{3}}{2} v_q^{*'}(k) = 3E \quad (4.67)$$

Substituindo-se (4.67) em (4.65) e resolvendo o sistema de equações em coordenadas $dq0$ obtém-se:

$$\begin{cases} v_d^*(k) = \frac{6v_d^*(k)}{3v_d^*(k) + \sqrt{3}v_q^*(k)} E \\ v_q^*(k) = \frac{6v_q^*(k)}{3v_d^*(k) + \sqrt{3}v_q^*(k)} E \end{cases} \quad (4.68)$$

Ou, em coordenadas naturais:

$$\begin{cases} v_{an}^*(k) = \frac{3v_{an}^*(k)}{v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k)} E \\ v_{bn}^*(k) = \frac{3v_{bn}^*(k)}{v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k)} E \\ v_{cn}^*(k) = \frac{3v_{cn}^*(k)}{v_{an}^*(k) - v_{cn}^*(k)} E \end{cases} \quad (4.69)$$

4.3 Conclusão

Neste capítulo foi apresentada uma proposta para a extensão da estratégia SVPWM para conversores a 3-níveis mostradas em (MENDES, M.A.S.; 2000) (PEIXOTO, Z.M.A.; 2000). O algoritmo descrito é aplicável a ambos os inversores de 4-níveis a capacitor flutuante, com quatro e seis chaves por braço, mostrados no capítulo 3. Basicamente, foram adotadas restrições que proporcionassem o menor número de chaveamentos dentro de um período PWM e promovessem uma melhor simetria dos perfis de comutação dentro de cada uma das 9 regiões existentes nos 6 setores do hexágono de tensão do inversor trifásico.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

5.1 Introdução

Neste capítulo serão apresentados os resultados de simulação obtidos para as topologias do inversor multinível a capacitor flutuante, analisadas anteriormente. As simulações foram realizadas em ambiente PSIM 9.0.

Inicialmente, são destacados os principais aspectos relativos aos métodos SVPWM, nas versões 3 e 4-níveis de saída, conforme apresentada nos capítulos 3 e 4, respectivamente. A seguir, são apresentados os resultados obtidos em relação ao inversor de 3-níveis, inversor de 4-níveis com quatro chaves por braço e, inversor de 4-níveis com seis chaves por braço.

O desempenho dos algoritmos é avaliado, principalmente, em relação ao conteúdo harmônico da tensão e corrente de saída. Para essa análise, foi utilizada a ferramenta para o cálculo da Transformada Rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform* - FFT), disponível no PSIM. Essa ferramenta dispõe de uma interface gráfica que permite realizar a análise de sinais gerados, através do seu espectro de frequência e do cálculo da taxa de distorção harmônica total (THD).

As chaves estáticas são consideradas ideais e os parâmetros da máquina de indução foram obtidos a partir de (AKIN, B.; GARG, N.; 2010) e estão disponíveis no Anexo A. Outros parâmetros, de interesse, são indicados a seguir:

1. $E = 200V$ (Tensão do Barramento C.C.);
2. $F_{PWM} = 4,8kHz$ (Frequência PWM);
3. $C = 470\mu F$ (Capacitância dos capacitores flutuantes).

5.2 Implementação das Estratégias SVPWM

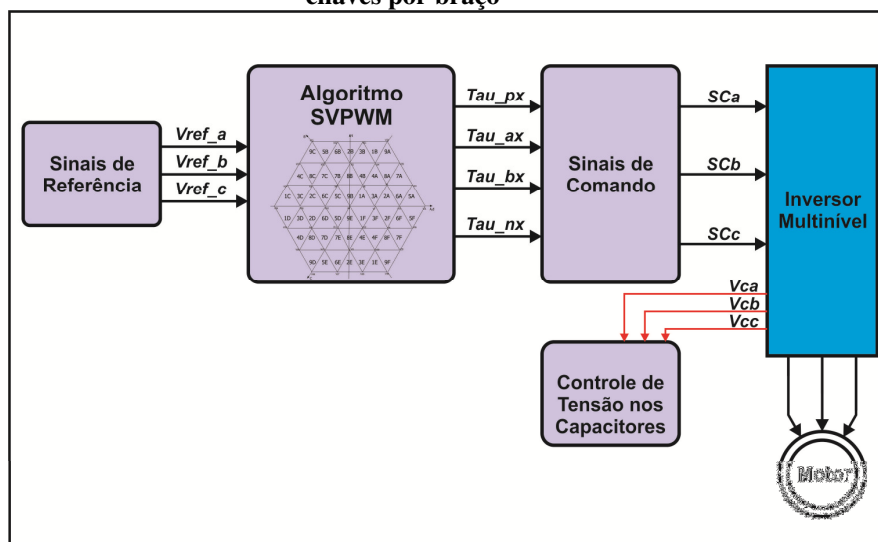
Os diagramas de blocos das Figuras 5.1 e 5.2 apresentam as estruturas dos códigos, implementados em linguagem C em ambiente PSIM, para a simulação dos inversores 4-níveis a capacitor flutuante, com quatro e seis chaves por braço, desenvolvidos a partir dos trabalhos disponíveis em (MAIA, W.O.; 2012) e (FOGLI, G.A. e outros, 2011). O bloco Sinais de Referência consiste de um gerador de sinais trifásico senoidal, cujos valores são amostrados uma vez, a cada período de modulação ou chaveamento (T_{PWM}). A partir dos valores amostrados, o algoritmo SVPWM

apresentado no capítulo 4 é utilizado para os cálculos dos tempos de aplicação dos estados τ_{px} , τ_{ax} , τ_{bx} e τ_{nx} , sendo $x \in [a, b, c]$.

Na sequência, os tempos calculados são utilizados para gerar os sinais de comando de cada braço do inversor multinível. Para o inversor de 4-níveis com quatro chaves por braço, como não há redundâncias, o sinal de comando é enviado diretamente para as respectivas chaves. O controle dos capacitores é feito em paralelo ao funcionamento do inversor a cada instante em que o estado N é aplicado, conforme a subseção 3.2.2.2.

A Figura 44 apresenta o diagrama em blocos da estratégia SVPWM para o inversor de 4-níveis com quatro chaves por braço.

Figura 44 - Diagrama em blocos da estratégia SVPWM para o inversor de 4-níveis com quatro chaves por braço

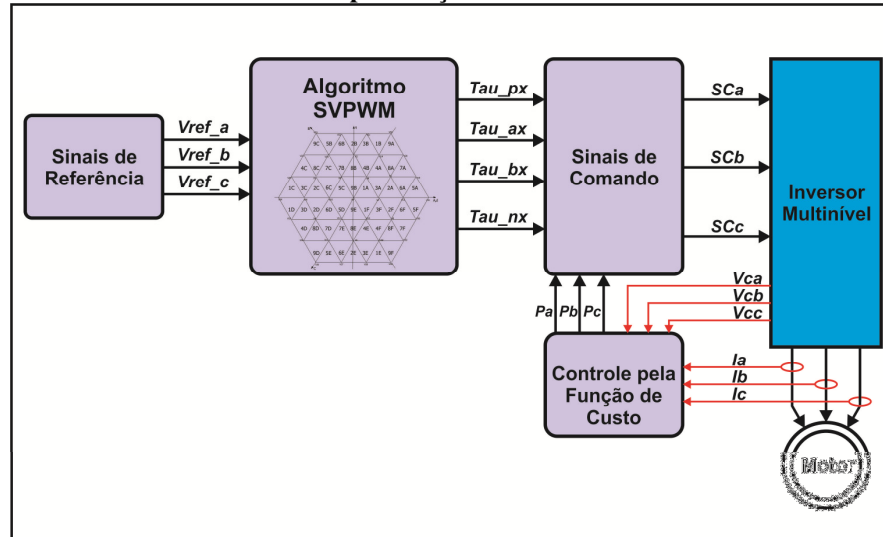


Para o inversor 4-níveis com seis chaves por braço, é utilizado o comando através da função de custo descrito na subseção 3.3.3.2. Assim que são calculados os tempos de aplicação dos estados, o bloco Sinais de Comando recebe informações do bloco Controlador de Estado para determinar a aplicação de um dos estados redundantes para sintetizar os níveis A e/ou B a cada período de modulação. Esta decisão é tomada com base nos valores medidos das correntes de fase e das tensões sobre os capacitores flutuantes, para cada um dos braços do inversor.

Vale observar a independência entre a estratégia de modulação e a técnica de controle de tensão dos capacitores, intrínseca à topologia do inversor a capacitor flutuante.

A Figura 45 apresenta o diagrama em blocos da estratégia SVPWM para o inversor de 4-níveis com seis chaves por braço.

Figura 45 - Diagrama em blocos da estratégia SVPWM para o inversor de 4-níveis com seis chaves por braço



Nas próximas seções serão apresentados os resultados de simulação obtidos.

5.3 Inversor a Capacitor Flutuante de 3-Níveis

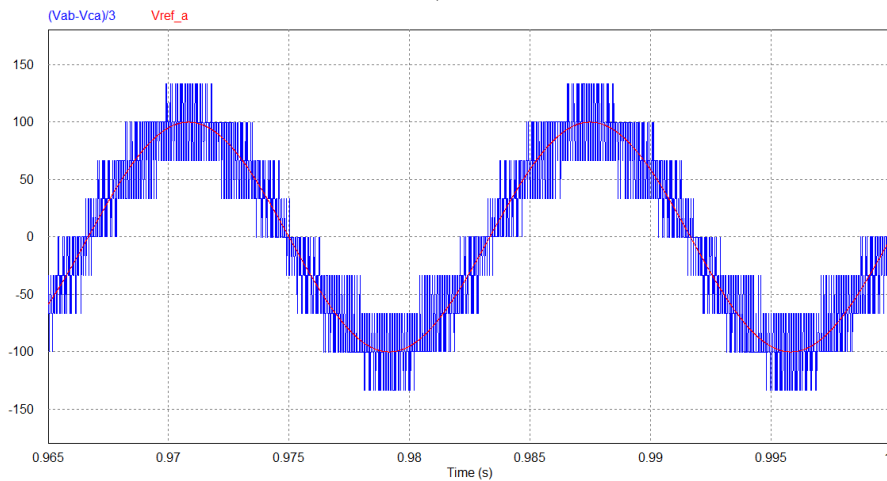
Na simulação do inversor de 3-níveis, a tensão de referência dos capacitores flutuantes foi mantida igual à metade da tensão do barramento C.C..

A Figura 46 mostra a forma de onda da tensão fase-neutro, V_{an} , e sua referência V_{ref_a} , para um índice de modulação $m = 0,5$. Como na simulação com o motor de indução trifásico não se tem acesso ao neutro, a partir das equações das tensões trifásicas para um sistema equilibrado calculou-se que $V_{an} = \frac{(V_{ab} - V_{ca})}{3}$. Pode-se

observar a presença de nove diferentes níveis de tensão para a sintetização do sinal senoidal de referência. Para um inversor 3-níveis, a tensão fase-neutro pode assumir os

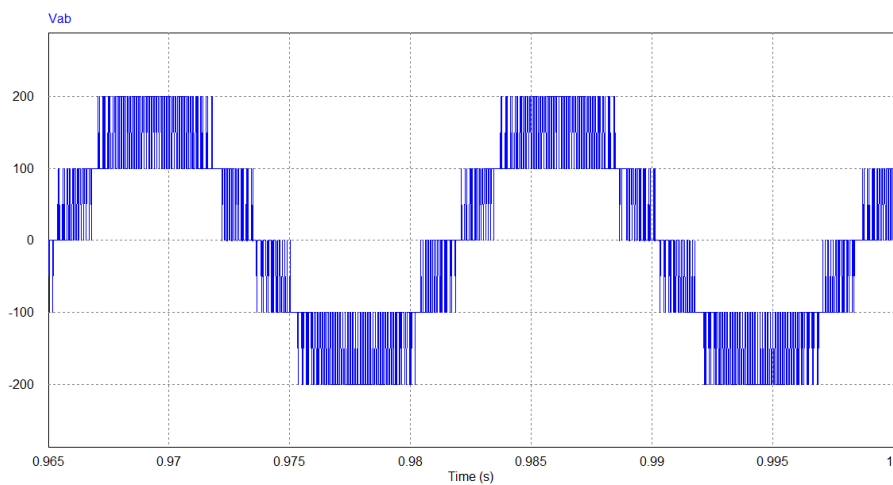
valores $V_{xn} = [-4E/3, -3E/2, -2E/3, -E/3, 0, E/3, 2E/3, 3E/2, 4E/3]$.

Figura 46 - Tensão fase-neutro V_{an} do Inversor de 3-níveis a Capacitor Flutuante:
Em vermelho – Sinal de Referência; Em azul: Sinal Senoidal Sintetizado



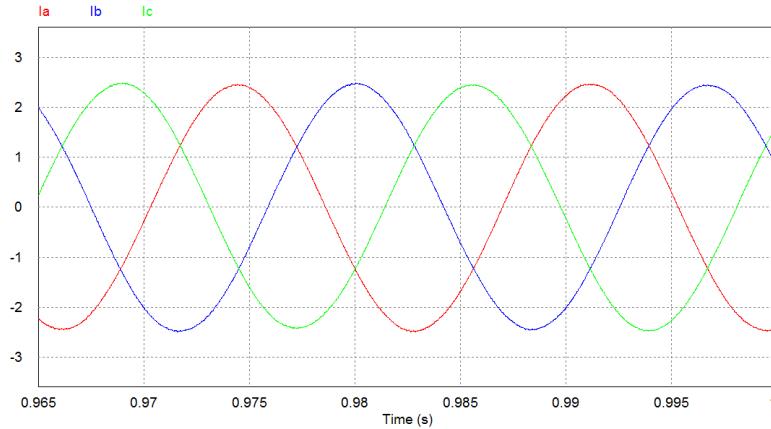
A Figura 47 apresenta a forma de onda da tensão fase-fase V_{ab} , com destaque para os três níveis de tensão $V_{xn} = [2E, E \text{ e } 0V]$ obtidos a partir da aplicação dos estados de chaveamento, conforme a Tabela 6.

Figura 47 - Tensão fase-fase V_{ab} do Inversor de 3-níveis a Capacitor Flutuante



Na Figura 48 são mostradas as formas de onda das correntes de fase obtidas a partir dos sinais de referência trifásicos, com frequência fundamental igual a 60 Hz.

Figura 48 - Correntes de linha do Inversor de 3-níveis a Capacitor Flutuante



As Figuras 49 e 50 mostram a tensão do capacitor da fase a, cujo valor médio é igual a $V_{BARRAMENTO}/2$, como esperado. Nota-se a presença de oscilações em torno do valor médio da tensão, decorrentes da aplicação alternada dos estados OA e OB, de aproximadamente 65mVpp.

Figura 49 - Tensão média no capacitor da fase a no Inversor de 3-níveis a Capacitor Flutuante

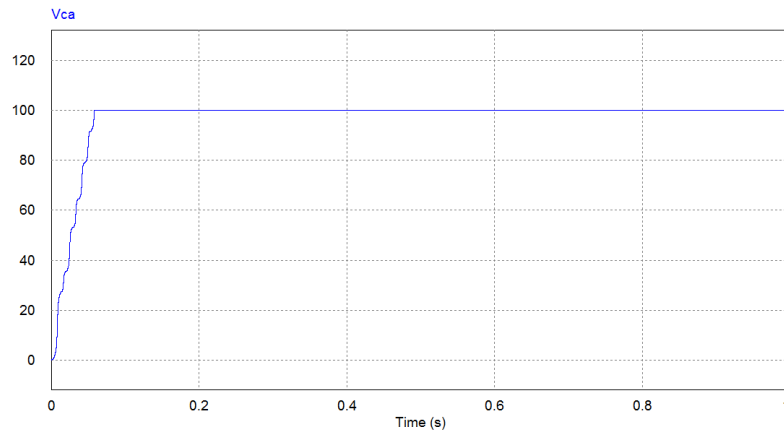
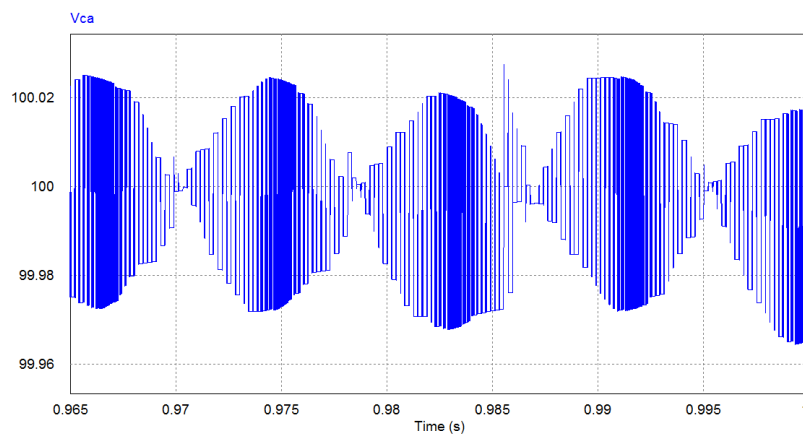


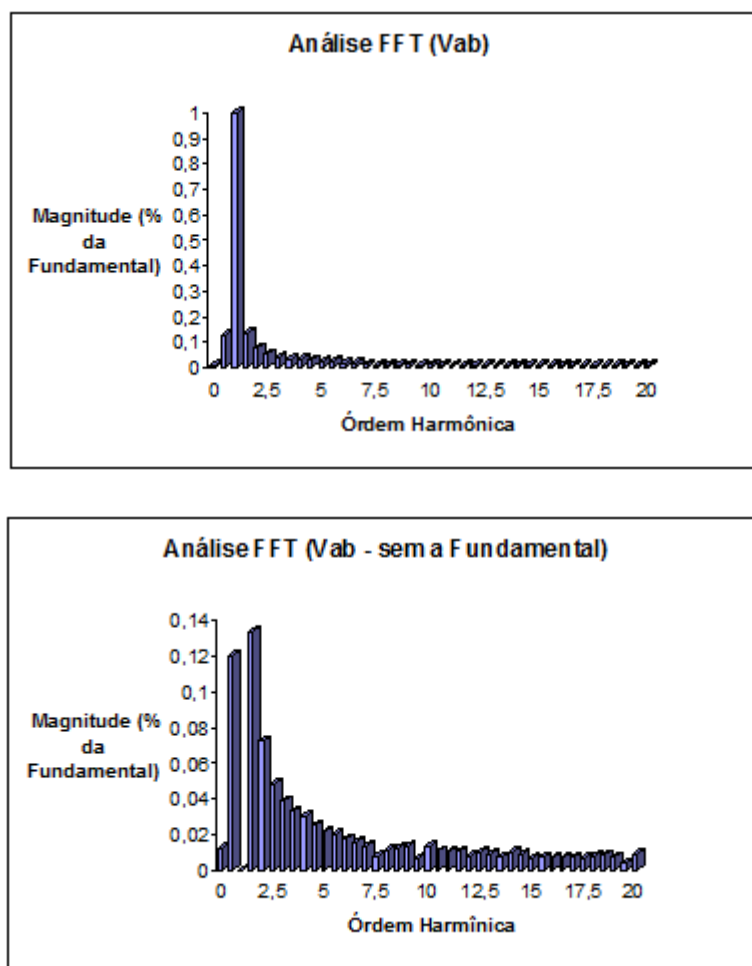
Figura 50 - Oscilação de tensão no capacitor da fase a do Inversor de 3-níveis a Capacitor Flutuante



A Figura 51 apresenta a análise espectral da tensão fase-fase (V_{ab}) de saída do inversor a 3-níveis com capacitor flutuante, incluindo a componente fundamental e as demais componentes harmônicas, incluindo inter-harmônicas e subarmônicas, até a ordem 20. A componente fundamental apresentou um valor máximo igual a $V_1 = 166,37V$ para uma frequência de 60Hz e o valor da distorção harmônica total ficou em $THD = 35,55\%$. Pode-se notar que, para a tensão fase-fase de saída do inversor, as componentes harmônicas possuem amplitudes abaixo de 12% da fundamental.

De forma a se destacar a presença das componentes harmônicas, optou-se por não mostrar o valor máximo da componente fundamental, análise semelhante será realizada nos demais casos.

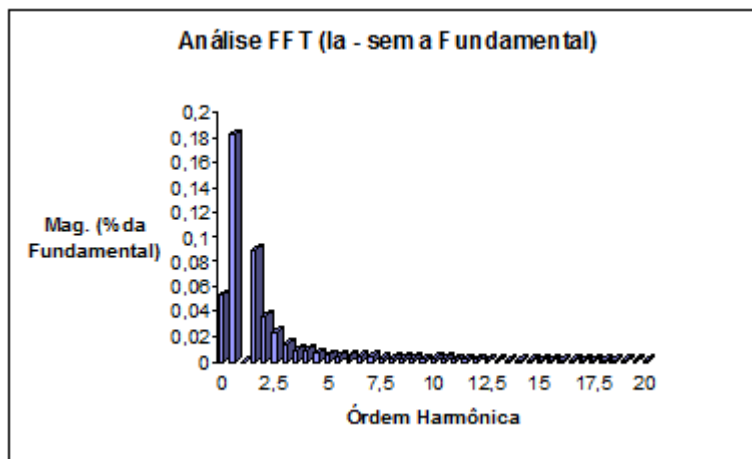
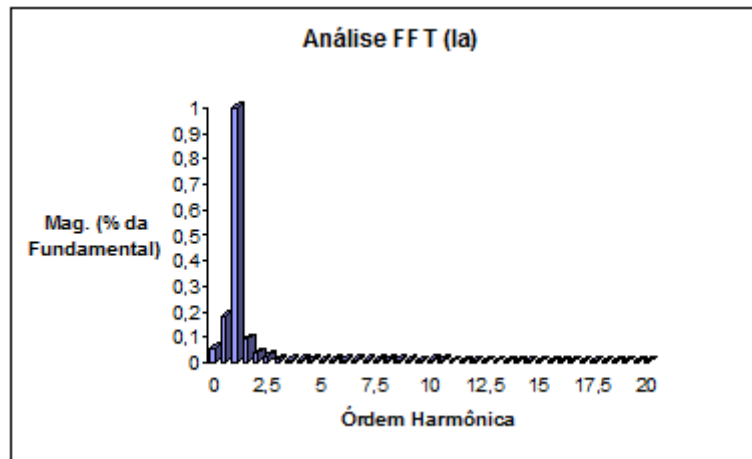
Figura 51 - Espectro harmônico da tensão V_{ab} do Inversor de 3-níveis a Capacitor Flutuante



A Figura 52 apresenta o espectro de frequência da corrente de linha I_a , com e sem a componente fundamental. A amplitude de pico da componente fundamental é igual a 2,48A e o valor da distorção harmônica total é de 0,45%. As demais

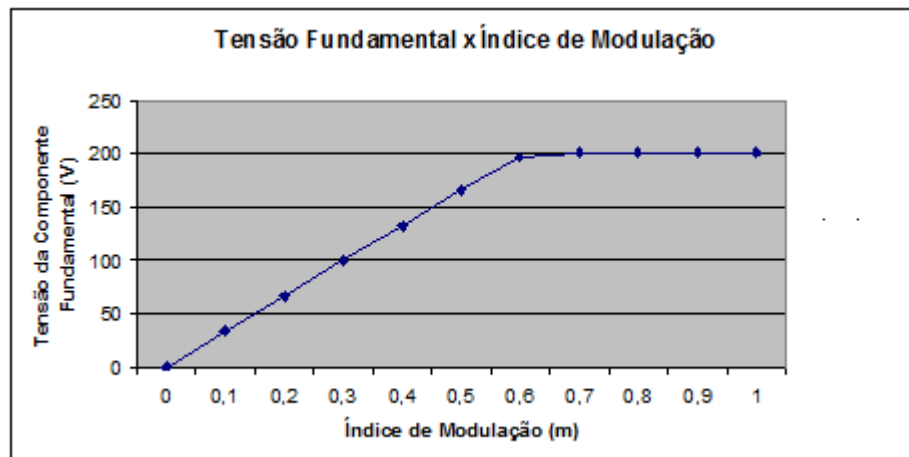
componentes harmônicas possuem amplitudes inferiores a 18% da componente fundamental.

Figura 52 - Espectro harmônico da corrente I_a do Inversor de 3-níveis a Capacitor Flutuante



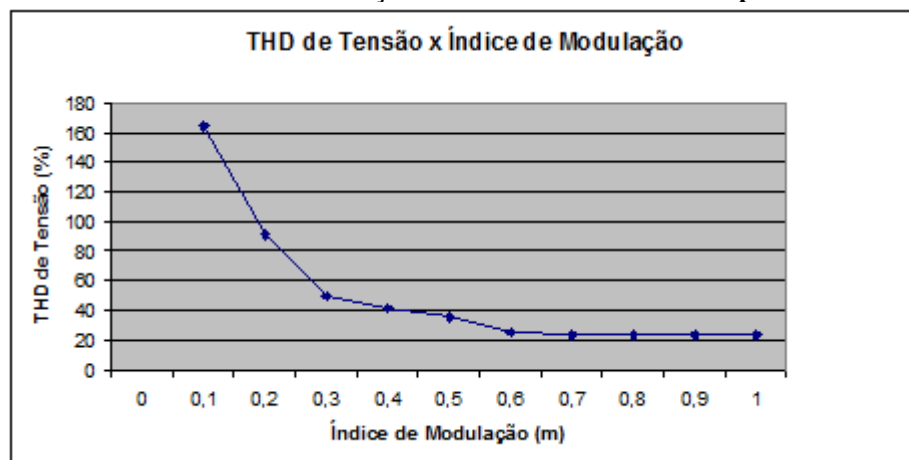
A Figura 53 mostra a amplitude fundamental da tensão, V_{ab} , de saída quando o índice de modulação m varia de 0 a 1. Observa-se que há uma saturação da fundamental quando o índice de modulação é de aproximadamente 0,6.

Figura 53 - Tensão da Fundamental x Índice de Modulação do Inversor de 3-níveis a Capacitor Flutuante



A Figura 54 apresenta a Distorção Harmônica Total, THD, da tensão V_{ab} em função do índice de modulação m varia de 0 a 1. Observa-se que há uma estabilização a partir do índice de modulação 0,6 em aproximadamente 20%.

Figura 54 - de Tensão x Índice de Modulação do Inversor de 3-níveis a Capacitor Flutuante



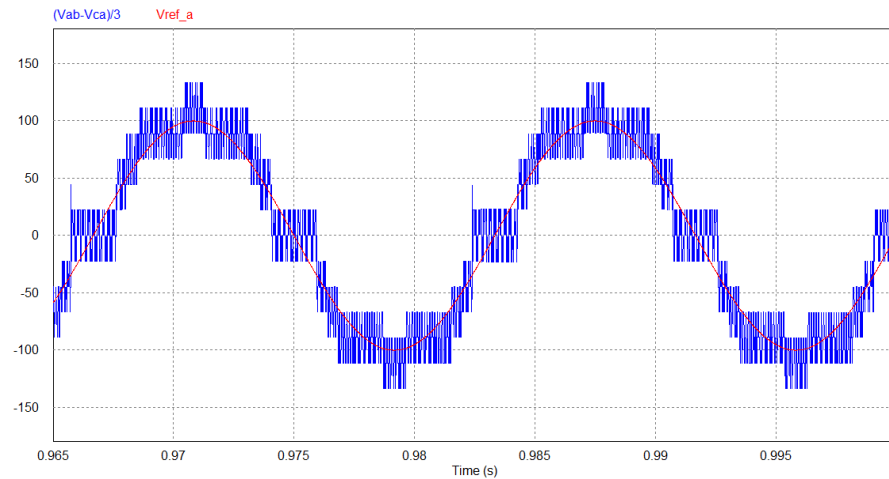
5.4 – Inversor a Capacitor Flutuante de 4-Níveis com 4 Chaves por Braço

Na simulação do inversor a capacitor flutuante (CCF) de 4-níveis com 4 chaves por braço, a tensão de referência dos capacitores flutuantes foi mantida igual a um terço da tensão do barramento C.C..

A Figura 55 mostra a forma de onda da tensão fase-neutro, V_{an} , para um índice de modulação $m = 0,5$. Pode-se observar a presença de 13 diferentes níveis de tensão para a sintetização do sinal senoidal de referência. Para um inversor 4-níveis, a tensão

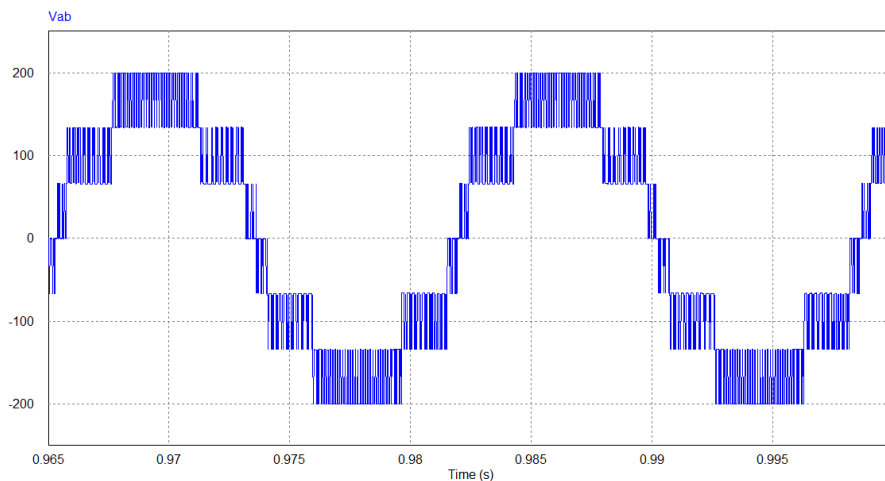
fase-neutro pode assumir os valores $V_{xn} = [-2E - 5E/3, -4E/3, -2E/3, -E, -E/3, 0, E/3, 2E/3, E, 4E/3, 5E/3, 2E]$.

Figura 55 - Tensão fase-neutro V_{an} do CCF de 4-níveis com 4 chaves por braço
Em vermelho – Sinal de Referência; Em azul: Sinal Senoidal Sintetizado



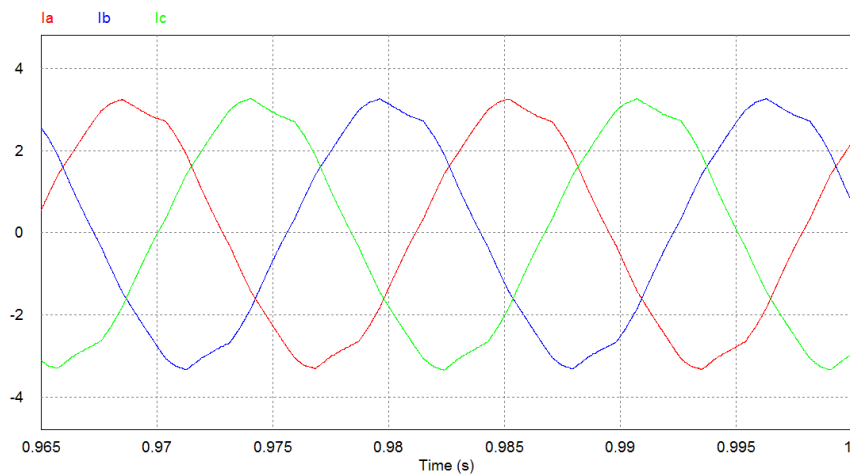
A Figura 56 apresenta a forma de onda da tensão fase-fase V_{ab} , com destaque para os três níveis de tensão $V_{xn} = [3E, 2E, E \text{ e } 0V]$ obtidos a partir da aplicação dos estados de chaveamento, conforme a Tabela 7.

Figura 56 - Tensão fase-fase V_{ab} do CCF de 4-níveis com 4 chaves por braço



Na Figura 57 são mostradas as formas de onda das correntes de fase obtidas a partir de sinais de referência trifásicos, com frequência fundamental igual a 60 Hz. Observa-se um achatamento próximo aos picos da corrente, possivelmente, devido à distribuição não homogênea dos intervalos de tempo entre os níveis mais altos e intermediários da onda sintetizada.

Figura 57 - Correntes de linha do CCF de 4-níveis com 4 chaves por braço



As Figuras 58 e 59 mostram a tensão do capacitor flutuante da fase a, cujo valor médio é igual a $V_{BARRAMENTO}/3$ como esperado. Nota-se a presença de oscilações em torno do valor médio da tensão, decorrentes da aplicação alternada dos estados A e B, de aproximadamente 1Vpp.

Figura 58 - Tensão média no capacitor da fase a no CCF de 4-níveis com 4 chaves por braço

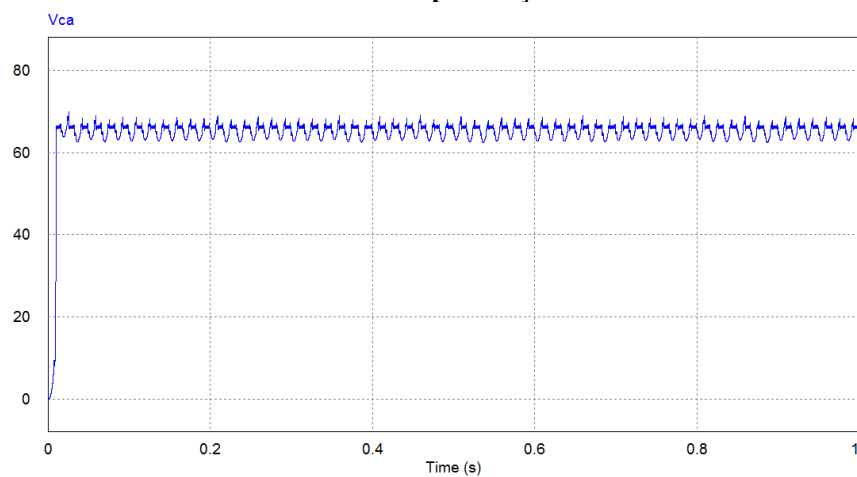
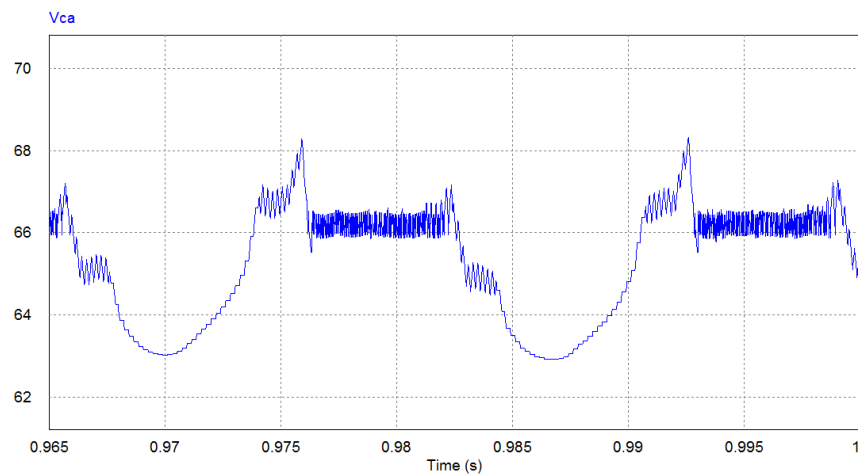
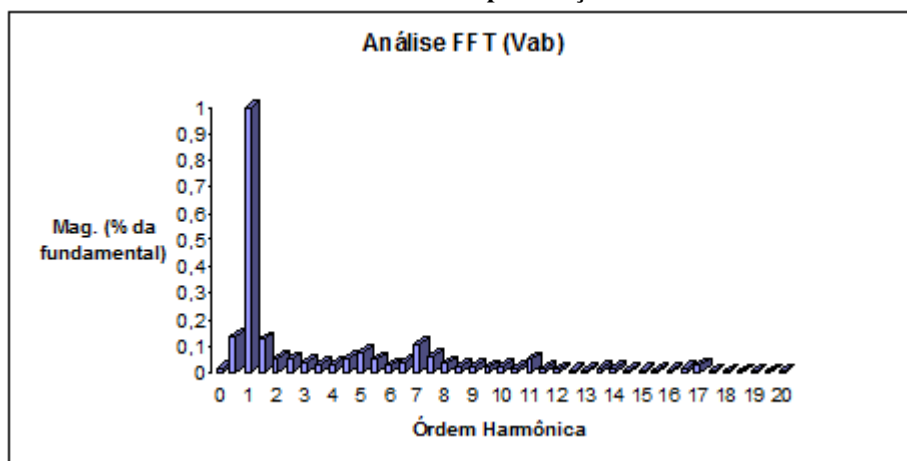


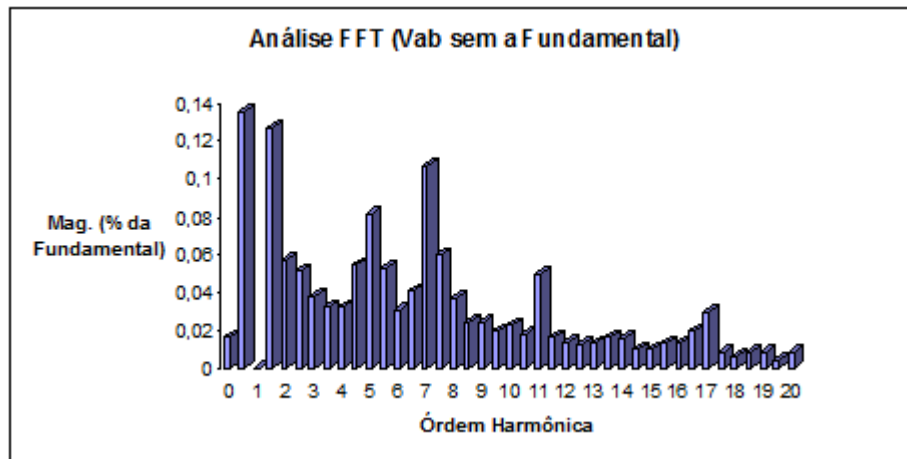
Figura 59 - Oscilação de tensão no capacitor da fase a no CCF de 4-níveis com 4 chaves por braço



Na Figura 60, para a da tensão V_{ab} , é indicada a ocorrência da componente fundamental, que alcançou um valor máximo igual a $V_1 = 173,77V$ para uma frequência de 60 Hz. São mostradas as demais componentes harmônicas, incluindo inter-harmônicas e subarmônicas, até a ordem 20. O valor da distorção harmônica total foi de $THD = 31\%$. Pode-se notar que as componentes harmônicas, neste inversor, possuem amplitudes abaixo de 14% da fundamental.

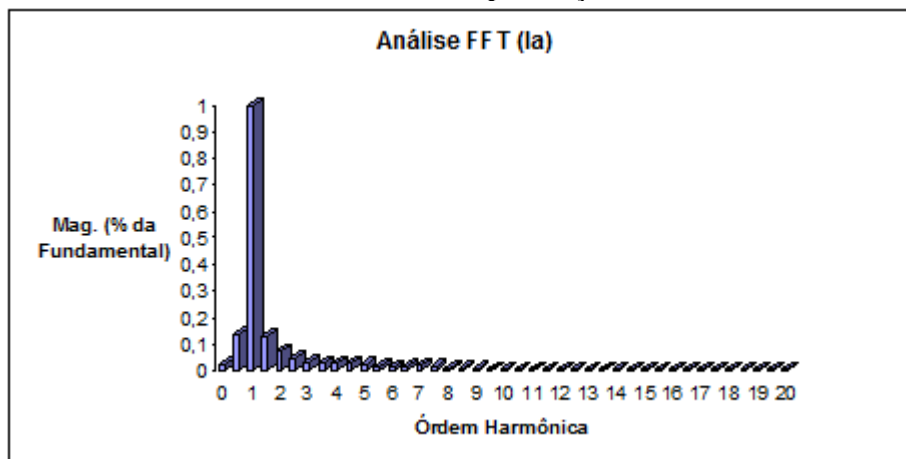
Figura 60 - Espectro harmônico da tensão V_{ab} do CCF de 4-níveis com 4 chaves por braço

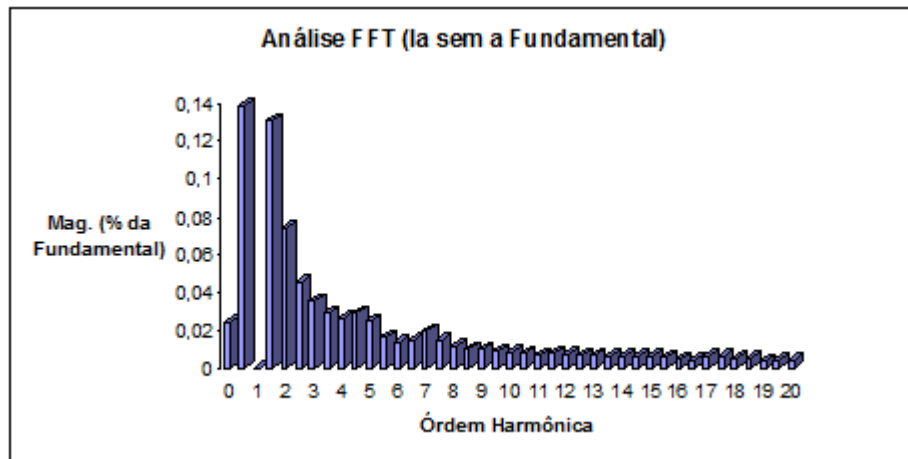




A Figura 61 apresenta o espectro de frequência da corrente de linha I_a , com e sem a componente fundamental. A amplitude da componente fundamental é igual a 3,1A e o valor da distorção harmônica total é de 3,14%. As demais componente harmônicas deste inversor também possuem amplitudes inferiores a 14% da componente fundamental.

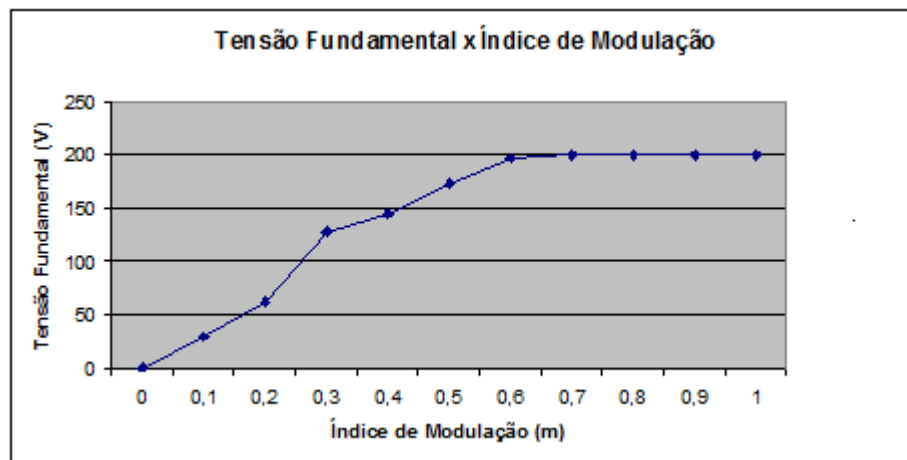
Figura 61 - Espectro harmônico da corrente I_a do CCF de 4-níveis com 4 chaves por braço





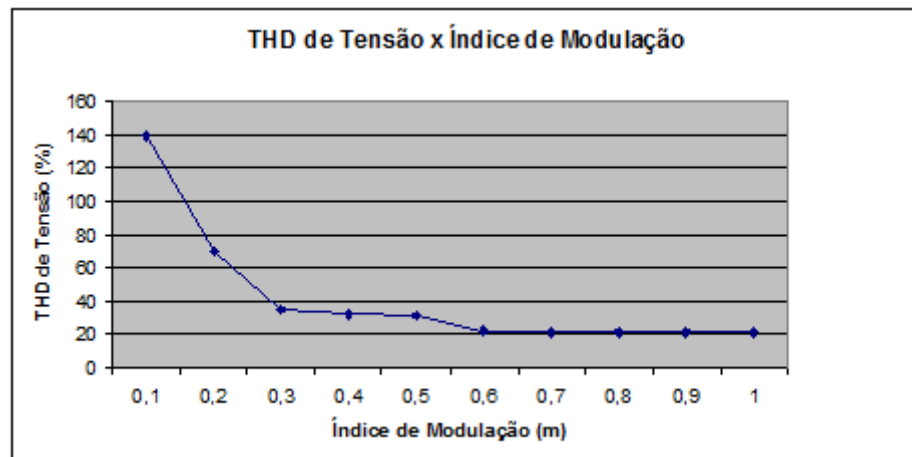
A Figura 62 mostra a amplitude fundamental da tensão, V_{ab} , de saída quando o índice de modulação m varia de 0 a 1. Observa-se que há uma saturação da fundamental quando o índice de modulação é de aproximadamente 0,6.

Figura 62 - Tensão da Fundamental x Índice de Modulação a no CCF de 4-níveis com 4 chaves por braço



A Figura 63 apresenta a Distorção Harmônica Total, THD, da tensão V_{ab} em função do índice de modulação m varia de 0 a 1. Observa-se que há uma estabilização a partir do índice de modulação 0,6 em aproximadamente 20%.

Figura 63 - THD de Tensão x Índice de Modulação a no CCF de 4-níveis com 4 chaves por braço

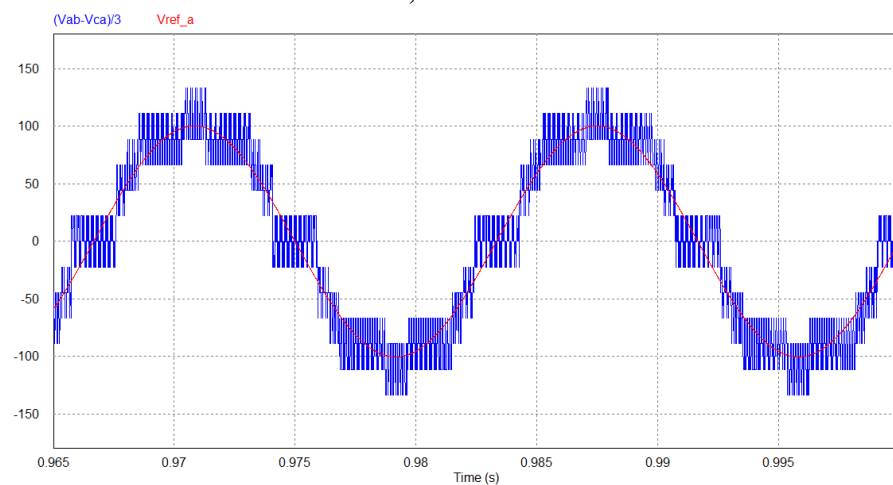


5.5 Inversor a Capacitor Flutuante de 4-Níveis com 6 Chaves por Braço

Na simulação do inversor de 4-níveis com 6 chaves por braço a tensão de referência dos capacitores flutuantes C_{1x} , onde $x \in \{a, b, c\}$, foi feita igual a um terço da tensão do barramento C.C. e nos capacitores C_{2x} , onde $x \in \{a, b, c\}$, é feita igual a dois terço da tensão do barramento.

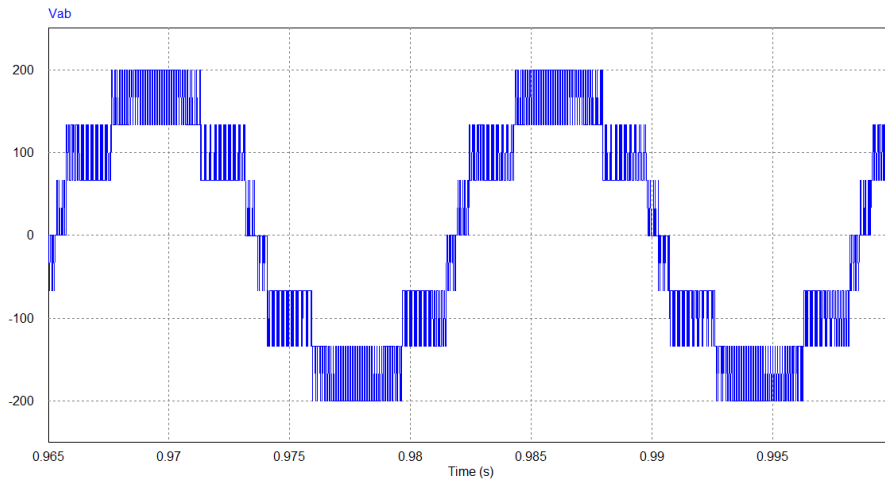
A Figura 64 mostra a forma de onda da tensão fase-neutro, V_{an} , para um índice de modulação $m = 0,5$. Similarmente, a tensão fase-neutro pode assumir os valores $V_{xn} = [-2E - 5E/3, -4E/3, -2E/3, -E, -E/3, 0, E/3, 2E/3, E, 4E/3, 5E/3, 2E]$.

Figura 64 - Tensão fase-neutro V_{an} do CCF de 4-níveis com 6 chaves por braço
Em vermelho – Sinal de Referência; Em azul: Sinal Senoidal Sintetizado



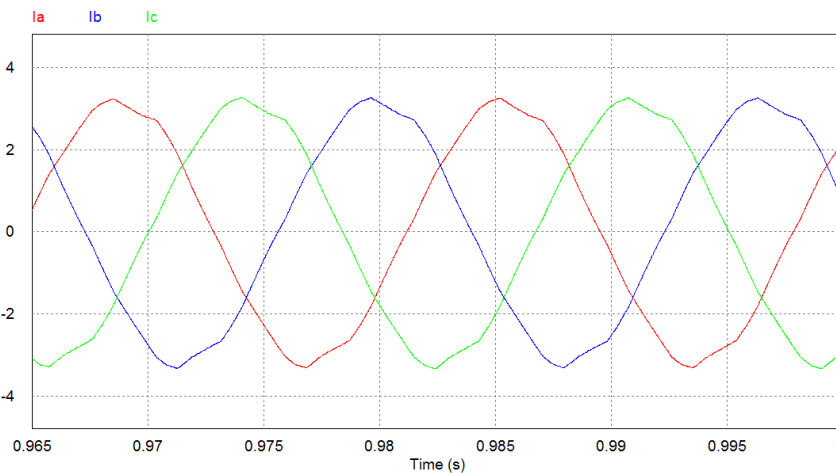
A Figura 65 apresenta a forma de onda da tensão fase-fase. Os níveis de tensão utilizados para a sintetização do sinal senoidal compreendem os valores $V_{xn} = [3E, 2E, E \text{ e } 0V]$ a exemplo do caso anterior.

Figura 65 - Tensão fase-fase V_{ab} do CCF de 4-níveis com 6 chaves por braço



Na Figura 66 são mostradas as formas de onda das correntes de fase obtidas a partir de sinais de referência trifásicos, com frequência fundamental igual a 60 Hz. Como no caso do inversor a 4-níveis e 4 chaves, observa-se um achatamento próximo aos picos da corrente, possivelmente, devido à distribuição não homogênea dos intervalos de tempo entre os níveis mais altos e intermediários da onda sintetizada.

Figura 66 - Correntes de linha do CCF de 4-níveis com 6 chaves por braço



As Figuras 67 e 68 mostram a tensão do capacitor da C_{1a} , cujo valor médio é igual a $V_{BARRAMENTO}/3$, como esperado. O desvio máximo de tensão ocorrido foi de aproximadamente 25mVpp.

Figura 67 - Tensão média no capacitor C_{1a} no CCF de 4-níveis com 6 chaves por braço

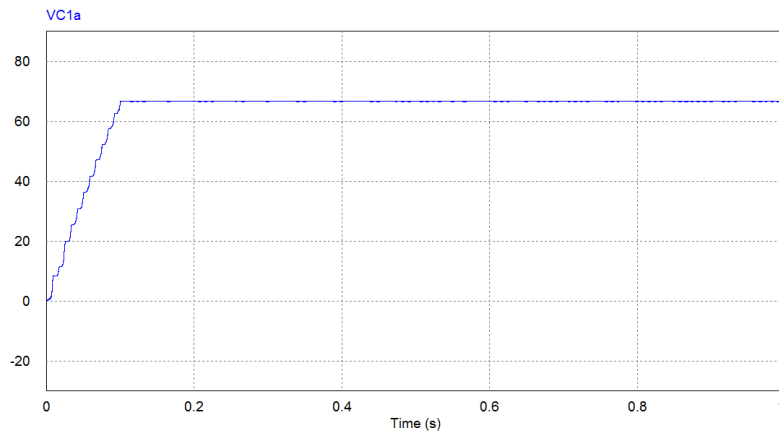
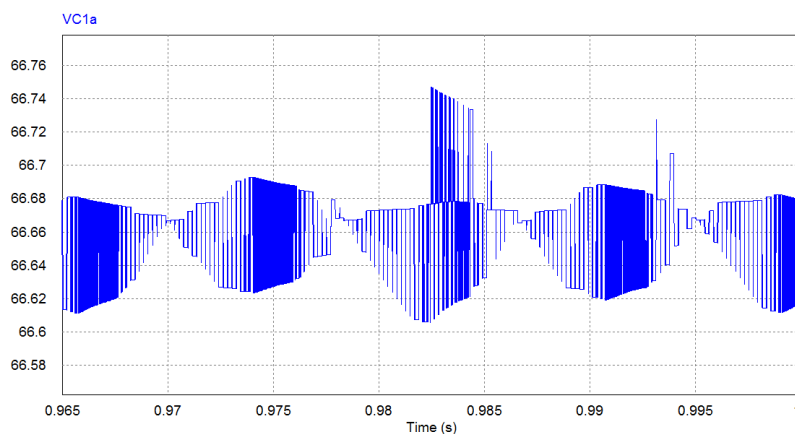


Figura 68 - Oscilação de tensão no capacitor C_{1a} no CCF de 4-níveis com 6 chaves por braço



As Figuras 69 e 70 mostram a tensão do capacitor da C_{2a} , cujo valor médio é igual a $\frac{2}{3}V_{BARRAMENTO}$, como esperado. O desvio máximo de tensão ocorrido foi de aproximadamente 25mVpp.

Figura 69 - Tensão média no capacitor C_{2a} no Inversor de 4-níveis com 6 chaves por braço

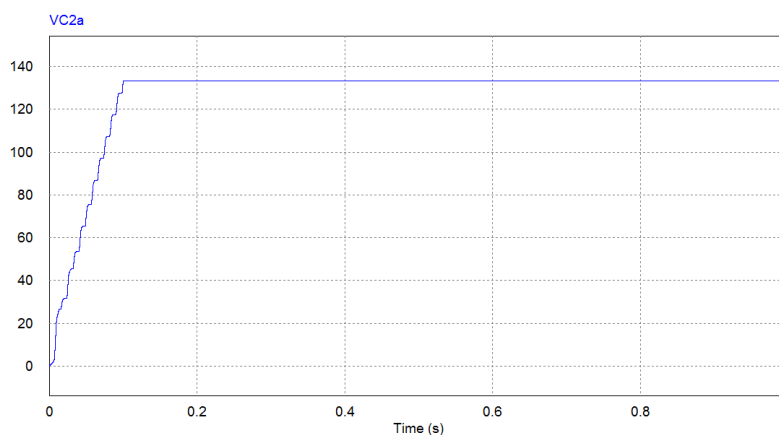
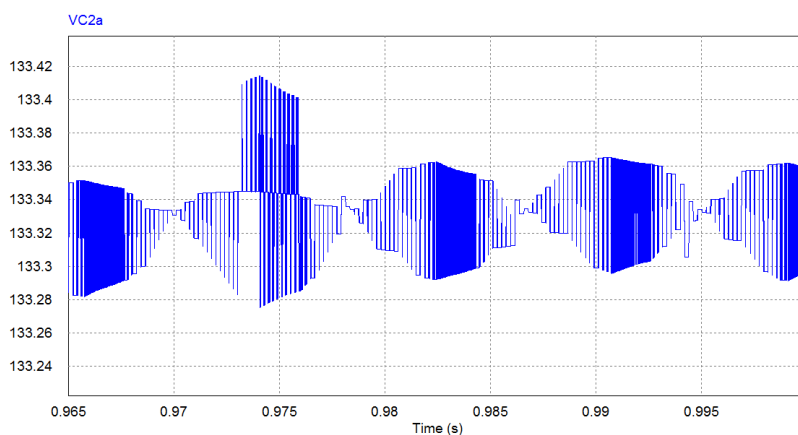
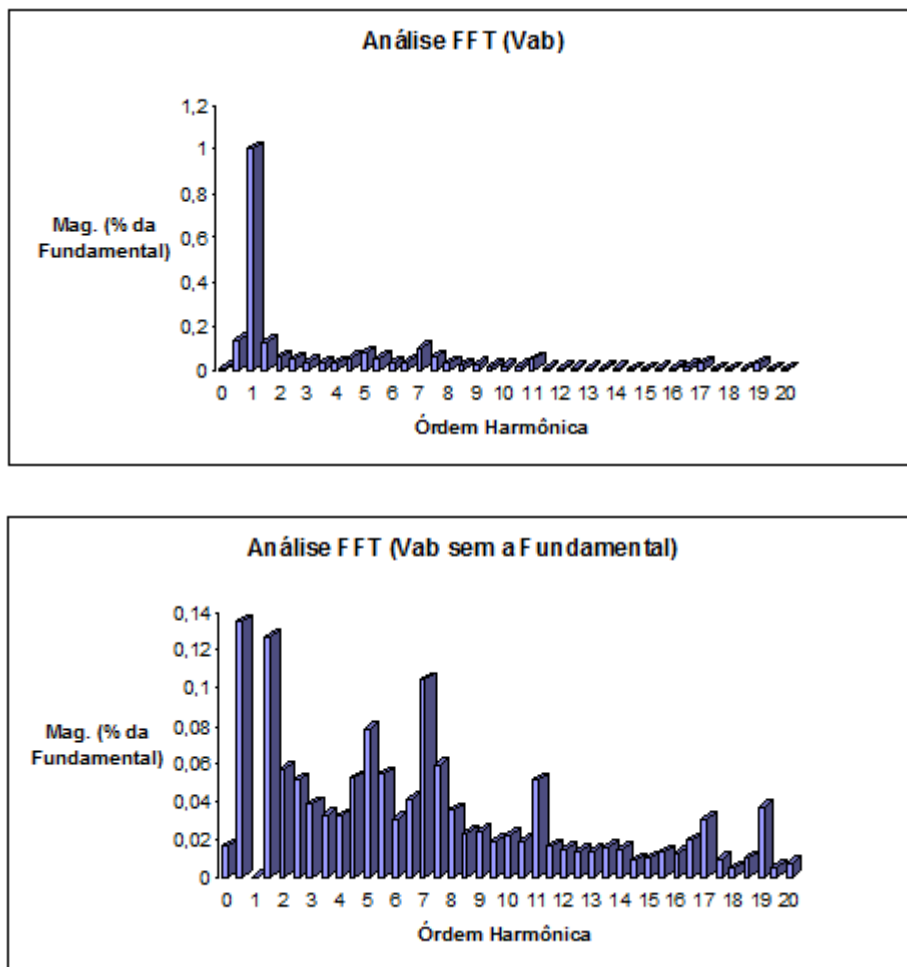


Figura 70 - Oscilação de tensão no capacitor C_{2a} no Inversor de 4-níveis com 6 chaves por braço



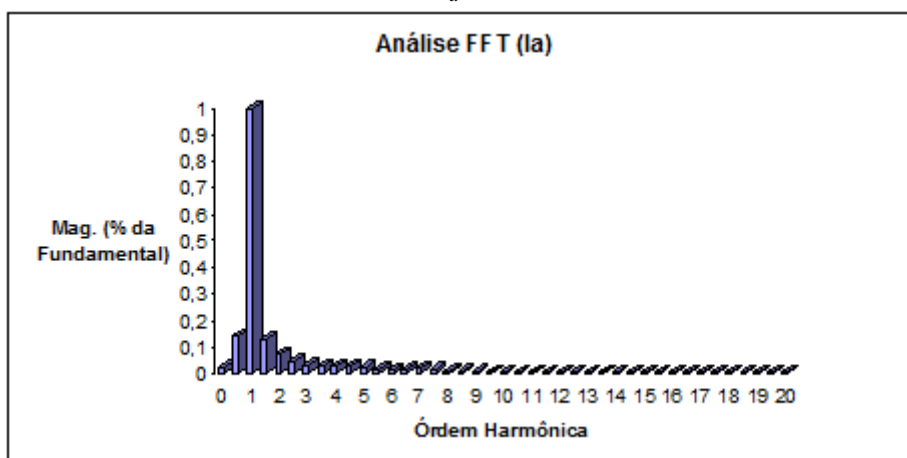
Na Figura 71 para a da tensão V_{ab} , é indicada a ocorrência da componente fundamental, que alcançou um valor máximo igual a $V_1 = 173,2V$ para uma frequência de 60 Hz. São mostradas as demais componentes harmônicas, incluindo inter-harmônicas e subarmônicas, até a ordem 20. O valor da distorção harmônica total foi de $THD = 31,25\%$. Pode-se notar que, para a tensão de saída do inversor, as componentes harmônicas neste inversor possuem amplitudes abaixo de 14% da fundamental.

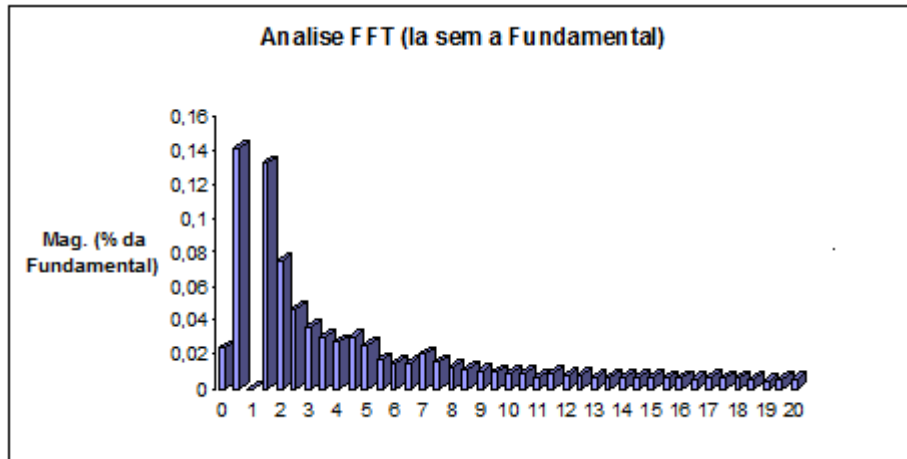
Figura 71 - Espectro harmônico da tensão V_{ab} do Inversor de 4-níveis com 6 chaves por braço



A Figura 72 apresenta o espectro de frequência da corrente de linha I_a . A amplitude da componente fundamental é igual a 3,09A e o valor da distorção harmônica total é de 3,18%. As demais componente harmônicas deste inversor também possuem amplitudes inferiores a 14% da componente fundamental.

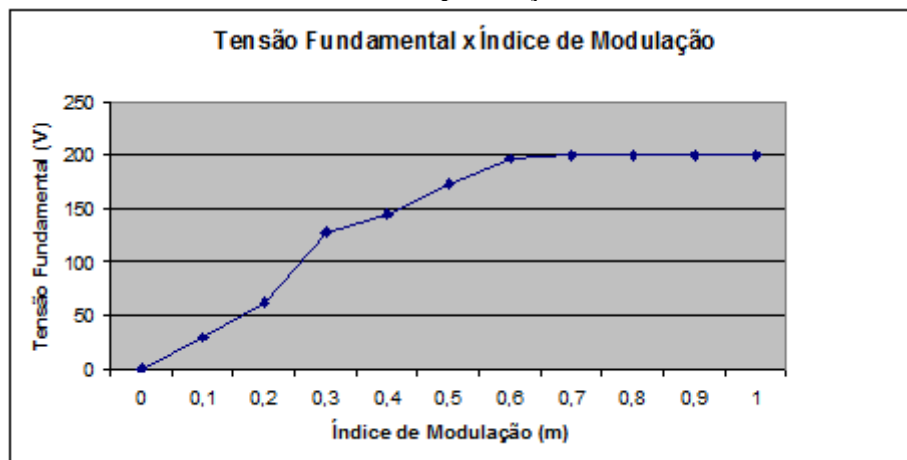
Figura 72 - Espectro harmônico da corrente I_a do Inversor de 4-níveis com 6 chaves por braço





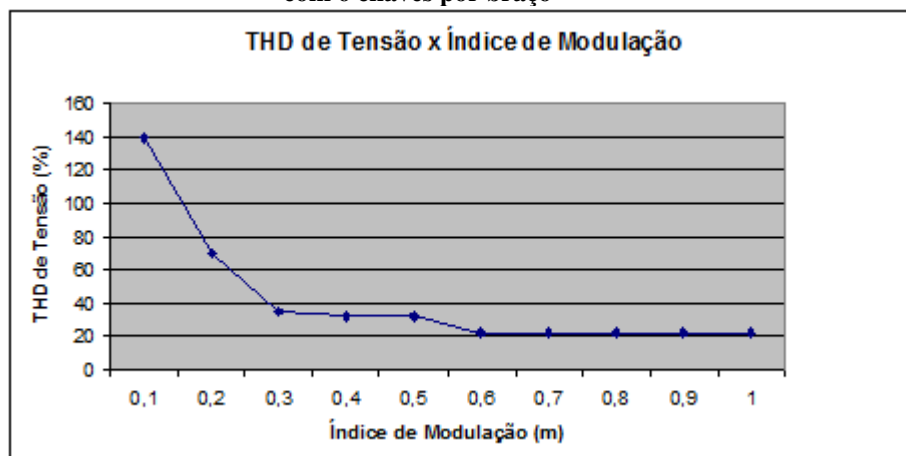
A Figura 73 mostra a amplitude fundamental da tensão, V_{ab} , de saída quando o índice de modulação m varia de 0 a 1. Observa-se que há uma saturação da fundamental quando o índice de modulação é de aproximadamente 0,6.

Figura 73 - Tensão da Fundamental x Índice de Modulação a no CCF de 4-níveis com 6 chaves por braço



A Figura 74 apresenta a Distorção Harmônica Total, THD, da tensão V_{ab} em função do índice de modulação m varia de 0 a 1. Observa-se que há uma estabilização a partir do índice de modulação 0,6 em 20%.

Figura 74 - THD de Tensão x Índice de Modulação a no CCF de 4-níveis com 6 chaves por braço



5.6 Comparação dos Resultados Obtidos

Com o objetivo de se comparar as estratégias analisadas nesse trabalho, a Tabela 16 apresenta os resultados obtidos em relação à THD, amplitude da componente fundamental e o valor de tensão eficaz fase-fase V_{ab} para diferentes frequências PWM e para uma taxa de modulação $m = 0,5$.

Tabela 16 - Comparação da Distorção de Tensão

F_{PWM} (Hz)	Inversor 3-Níveis			Inversor 4-Níveis com quatro chaves por braço			Inversor 4-Níveis com seis chaves por braço		
	THD	V_1	V_{RMS}	THD	V_1	V_{RMS}	THD	V_1	V_{RMS}
600	35,51%	166,59V	127,49V	32,94%	173,51V	131,31V	32%	173,25V	131,12V
1200	35,58%	166,28V	127,4V	30,98%	173,92V	131,32V	31,27%	173,41V	131,04V
2400	35,18%	166,73V	127,6V	30,56%	173,71V	131,01V	30,89%	173,04V	130,61V
4800	35,54%	166,72V	127,54V	31%	173,77V	131,14V	31,25%	173,2V	130,79V
9600	35,3%	166,74V	127,59V	31,12%	173,69V	131,26V	31,4%	173,11V	130,9V

Similarmente, a Tabela 17 apresenta uma análise comparativa em relação à corrente de fase I_a , composta pelos resultados em relação à THD, amplitude da componente fundamental e o valor de corrente eficaz fase para as mesmas frequências e índice de modulação utilizados na Tabela 16.

Tabela 17 - Comparação da Distorção de Corrente

F_{PWM} (Hz)	Inversor 3-Níveis			Inversor 4-Níveis com quatro chaves por braço			Inversor 4-Níveis com seis chaves por braço		
	THD	I_1	I_{RMS}	THD	I_1	I_{RMS}	THD	I_1	I_{RMS}
600	23,61%	2,48A	1,85A	3,74%	3,1A	2,23A	3,62%	3,09A	2,23A
1200	1,89%	2,48A	1,78A	3,18%	3,09A	2,22A	3,31%	3,08A	2,22A
2400	1,8%	2,48A	1,78A	3,22%	3,1A	2,23A	3,19%	3,09A	2,23A
4800	0,45%	2,48A	1,78A	3,14%	3,1A	2,23A	3,18%	3,09A	2,22A
9600	0,79%	2,48A	1,78A	3,19%	3,1A	2,23A	3,21%	3,09A	2,22A

5.7 Conclusão

Este capítulo, inicialmente, apresentou as estruturas utilizadas para a implementação da estratégia SVPWM em ambiente PSIM. Em seguida foram apresentados os resultados de simulação para os inversores 3-níveis e 4-níveis com quatro e seis chaves por braço.

Os resultados de simulação puderam comprovar o funcionamento esperado das estratégias SVPWM, quando aplicados a essa topologia de inversores. Os inversores 4-níveis apresentaram melhor desempenho comparado ao inversor 3-níveis em relação ao THD de tensão, porém o inversor 3-níveis atingiu menor THD de corrente. O inversor de quatro níveis com seis chaves por braço em algumas situações apresentou menor THD em relação ao inversor de quatro níveis com quatro chaves por braço.

6 CONCLUSÃO E PROPOSTA DE CONTINUIDADE

Com o desenvolvimento deste trabalho, foi possível analisar e avaliar o desempenho de inversores multiníveis 3-níveis e 4-níveis a capacitor flutuante em relação à distorção harmônica de tensão e corrente.

A análise de desempenho dos inversores foi realizada através de simulação computacional em ambiente PSIM 9.0, que mostrou vantagem dos inversores 4-níveis relativo ao THD de tensão e, desvantagem quanto ao THD de corrente, se comparados ao inversor de 3-níveis.

A sintetização dos níveis foi realizada utilizando um algoritmo SVPWM desenvolvido a partir da proposta de (MENDES, M.A.S.; 2000) e (PEIXOTO, Z.M.A.; 2000), que pode ser usado para as topologias de inversor 4-níveis a capacitor flutuante.

Para controle dos capacitores foram empregadas técnicas utilizando chaves auxiliares para o inversor 4-níveis com 4 chaves por braço e minimização de função de custo para a topologia 4-níveis com 6 chaves por braço. Ambas se mostraram eficientes.

É importante ressaltar a apresentação de uma nova topologia de inversor 4-níveis a capacitor flutuante neste trabalho, utilizando quatro chaves de potência por braço. Esta apresentou desempenho próximo ao inversor 4-níveis com seis chaves de potência por braço. A nova estrutura possui como desvantagem o maior *stress* sobre as chaves de potência, porém, como a corrente que flui pelas chaves auxiliares tende a ser menor que a corrente da carga, o custo de implementação deste inversor tende a ser menor. Observou-se, segundo o algoritmo SVPWM, uma distribuição não-homogênea entre os níveis de tensão, com pronunciada permanência no mais alto nível. Os níveis intermediários apresentaram um bom balanceamento entre si.

Pôde-se observar que os inversores 4-níveis apresentaram menor índice THD de tensão e maior índice THD de corrente, comparados ao inversor de 3-níveis. Quanto à nova topologia inversor 4-níveis a capacitor flutuante, com quatro chaves de potência por braço, destaca-se:

- ✓ Desempenho próximo ao inversor 4-níveis com seis chaves de potência por braço;
- ✓ Como a corrente que flui pelas chaves auxiliares tende a ser menor que a corrente da carga, o custo de implementação deste inversor tende a ser menor.

- ✓ Desvantagem: maior *stress* sobre as chaves de potência.

Com base na verificação dos resultados obtidos, alguns temas para futuros trabalhos podem ser sugeridos a continuidade desta pesquisa:

- ✓ Desenvolvimento da nova estrutura proposta de forma experimental em a partir da planta do protótipo de inversor 3-níveis a capacitor flutuante disponibilizado pelo GEPSIN (Grupo de Estudos em Processamento de Sinais), no PP-GEE/PUC Minas;
- ✓ Desenvolvimento de uma placa auxiliar com chaves para se realizar o controle de tensão nos capacitores flutuantes a partir da planta existente no programa;
- ✓ Realizar implementação de firmware para comando do inversor, no Started Kit eZdsp F2812, fabricado pela Texas Instruments Inc. (TI), com programação através do Code Composer Studio, em linguagem C/C++, também disponibilizado pelo GEPSIN.
- ✓ Finalizar o projeto de uma placa de interface para a futura implementação de um inversor 4-níveis a capacitor flutuante com seis chaves de potência por braço;
- ✓ Aplicação da topologia mutinível à compensação de reativos em sistemas elétricos de potência;
- ✓ Estudos e aplicação de técnicas de identificação, como o Filtro de Kalman estendido, para observação das tensões dos capacitores flutuantes;
- ✓ Apresentação de artigos em periódicos e congressos de relevância nacional e internacional, dentre outros.

ANEXO A – ESPECIFICAÇÕES DA MÁQUINA DE INDUÇÃO

As especificações técnicas do motor de indução são apresentadas a seguir:

- Dados de Placa

Fabricante: Weg

Potência Nominal = 1,5 CV

Tensão Nominal (Δ/Y) = 220V/380V

Corrente Nominal (Δ/Y) = 4,8A/2,78A

Número de polos = 4

Frequência Nominal = 60 Hz

Velocidade Nominal = 1700 rpm

Classe Construtiva = B

Rendimento = 72,7%

$\cos \phi = 0,83$

- Parâmetros Medidos através dos Ensaio a Vazio e com Rotor Bloqueado

Resistência de Estator = 7,9 Ω

Resistência de Rotor = 4,37 Ω

Indutância de Dispersão de Estator = 0,0044 H

Indutância de Dispersão de Rotor = 0,0066 H

Indutância Mútua = 0,0508 H

Indutância Própria de Estator = 0,0552 H

Indutância Própria de Rotor = 0,0574 H

Momento de Inércia = 0,00294 Kg.m²

Coefficiente de Atrito Viscoso = 1,5 x 10⁻³ N.m.s

ANEXO B – TABELA DE ESTADOS DO INVERSOR A 4-NÍVEIS

Tabela de estados do inversor a 4 níveis

Número	Vetor	Configuração	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_d	V_q	$ V $	θ
1	\vec{V}_0	PPP	0	0	0	0	0	0	0°
2		AAA	0	0	0	0	0	0	0°
3		BBB	0	0	0	0	0	0	0°
4		NNN	0	0	0	0	0	0	0°
5	\vec{V}_1	ABN	E	0	-E	$\frac{\sqrt{6}}{2}E$	$\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$\sqrt{2}E$	30°
6		PAB	E	0	-E	$\frac{\sqrt{6}}{2}E$	$\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$\sqrt{2}E$	30°
7	\vec{V}_2	BAN	0	E	-E	0	$\sqrt{2}E$	$\sqrt{2}E$	90°
8		APB	0	E	-E	0	$\sqrt{2}E$	$\sqrt{2}E$	90°
9	\vec{V}_3	NAB	-E	E	0	$-\frac{\sqrt{6}}{2}E$	$\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$\sqrt{2}E$	150°
10		BPA	-E	E	0	$-\frac{\sqrt{6}}{2}E$	$\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$\sqrt{2}E$	150°
11	\vec{V}_4	NBA	-E	0	E	$-\frac{\sqrt{6}}{2}E$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$\sqrt{2}E$	210°
12		BAP	-E	0	E	$-\frac{\sqrt{6}}{2}E$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$\sqrt{2}E$	210°
13	\vec{V}_5	BNA	0	-E	E	0	$-\sqrt{2}E$	$\sqrt{2}E$	270°
14		ABP	0	-E	E	0	$-\sqrt{2}E$	$\sqrt{2}E$	270°
15	\vec{V}_6	ANB	E	-E	0	$\frac{\sqrt{6}}{2}E$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$\sqrt{2}E$	330°
16		PBA	E	-E	0	$\frac{\sqrt{6}}{2}E$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$\sqrt{2}E$	330°
17	\vec{V}_7	ABB	$\frac{2E}{3}$	$\frac{-E}{3}$	$\frac{-E}{3}$	$\frac{\sqrt{6}}{3}E$	0	$\frac{\sqrt{6}}{3}E$	0°
18		PAA	$\frac{2E}{3}$	$\frac{-E}{3}$	$\frac{-E}{3}$	$\frac{\sqrt{6}}{3}E$	0	$\frac{\sqrt{6}}{3}E$	0°
19		BNN	$\frac{2E}{3}$	$\frac{-E}{3}$	$\frac{-E}{3}$	$\frac{\sqrt{6}}{3}E$	0	$\frac{\sqrt{6}}{3}E$	0°
20	\vec{V}_8	AAB	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{-2E}{3}$	$\frac{\sqrt{6}}{6}E$	$\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$\frac{\sqrt{6}}{3}E$	60°
21		BBN	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{-2E}{3}$	$\frac{\sqrt{6}}{6}E$	$\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$\frac{\sqrt{6}}{3}E$	60°
22		PPA	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{-2E}{3}$	$\frac{\sqrt{6}}{6}E$	$\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$\frac{\sqrt{6}}{3}E$	60°

23	\vec{V}_9	BAB	$\frac{-E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$\frac{-E}{3}$	$-\frac{\sqrt{6}}{6}E$	$\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$\frac{\sqrt{6}}{3}E$	120°
24		APA	$\frac{-E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$\frac{-E}{3}$	$-\frac{\sqrt{6}}{6}E$	$\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$\frac{\sqrt{6}}{3}E$	120°
25		NBN	$\frac{-E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$\frac{-E}{3}$	$-\frac{\sqrt{6}}{6}E$	$\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$\frac{\sqrt{6}}{3}E$	120°
26	\vec{V}_{10}	BAA	$\frac{-2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{\sqrt{6}}{3}E$	0	$\frac{\sqrt{6}}{3}E$	180°
27		NBB	$\frac{-2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{\sqrt{6}}{3}E$	0	$\frac{\sqrt{6}}{3}E$	180°
28		APP	$\frac{-2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{\sqrt{6}}{3}E$	0	$\frac{\sqrt{6}}{3}E$	180°
29	\vec{V}_{11}	BBA	$\frac{-E}{3}$	$\frac{-E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{\sqrt{6}}{6}E$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$\frac{\sqrt{6}}{3}E$	240°
30		AAP	$\frac{-E}{3}$	$\frac{-E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{\sqrt{6}}{6}E$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$\frac{\sqrt{6}}{3}E$	240°
31		NNB	$\frac{-E}{3}$	$\frac{-E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{\sqrt{6}}{6}E$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$\frac{\sqrt{6}}{3}E$	240°
32	\vec{V}_{12}	ABA	$\frac{E}{3}$	$\frac{-2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{\sqrt{6}}{6}E$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$\frac{\sqrt{6}}{3}E$	300°
33		BNB	$\frac{E}{3}$	$\frac{-2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{\sqrt{6}}{6}E$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$\frac{\sqrt{6}}{3}E$	300°
34		PAP	$\frac{E}{3}$	$\frac{-2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{\sqrt{6}}{6}E$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$\frac{\sqrt{6}}{3}E$	300°
35	\vec{V}_{13}	PBB	$\frac{4E}{3}$	$\frac{-2E}{3}$	$\frac{-2E}{3}$	$\frac{2\sqrt{6}}{3}E$	0	$\frac{2\sqrt{6}}{3}E$	0°
36		ANN	$\frac{4E}{3}$	$\frac{-2E}{3}$	$\frac{-2E}{3}$	$\frac{2\sqrt{6}}{3}E$	0	$\frac{2\sqrt{6}}{3}E$	0°
37	\vec{V}_{14}	AAN	$\frac{2E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$\frac{-4E}{3}$	$\frac{\sqrt{6}}{3}E$	$\sqrt{2}E$	$\frac{2\sqrt{6}}{3}E$	60°
38		PPB	$\frac{2E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$\frac{-4E}{3}$	$\frac{\sqrt{6}}{3}E$	$\sqrt{2}E$	$\frac{2\sqrt{6}}{3}E$	60°
39	\vec{V}_{15}	BPB	$\frac{-2E}{3}$	$\frac{4E}{3}$	$\frac{-2E}{3}$	$-\frac{\sqrt{6}}{3}E$	$\sqrt{2}E$	$\frac{2\sqrt{6}}{3}E$	120°
40		NAN	$\frac{-2E}{3}$	$\frac{4E}{3}$	$\frac{-2E}{3}$	$-\frac{\sqrt{6}}{3}E$	$\sqrt{2}E$	$\frac{2\sqrt{6}}{3}E$	120°
41	\vec{V}_{16}	NAA	$\frac{-4E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{2\sqrt{6}}{3}E$	0	$\frac{2\sqrt{6}}{3}E$	180°
42		BPP	$\frac{-4E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{2\sqrt{6}}{3}E$	0	$\frac{2\sqrt{6}}{3}E$	180°

43	\vec{V}_{17}	BBP	$\frac{-2E}{3}$	$\frac{-2E}{3}$	$\frac{4E}{3}$	$-\frac{\sqrt{6}}{3}E$	$-\sqrt{2}E$	$\frac{2\sqrt{6}}{3}E$	240°
44		NNA	$\frac{-2E}{3}$	$\frac{-2E}{3}$	$\frac{4E}{3}$	$-\frac{\sqrt{6}}{3}E$	$-\sqrt{2}E$	$\frac{2\sqrt{6}}{3}E$	240°
45	\vec{V}_{18}	ANA	$\frac{2E}{3}$	$\frac{-4E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$\frac{\sqrt{6}}{3}E$	$-\sqrt{2}E$	$\frac{2\sqrt{6}}{3}E$	300°
46		PBP	$\frac{2E}{3}$	$\frac{-4E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$\frac{\sqrt{6}}{3}E$	$-\sqrt{2}E$	$\frac{2\sqrt{6}}{3}E$	300°
47	V_{19}	PBN	$\frac{5E}{3}$	$\frac{-E}{3}$	$\frac{-4E}{3}$	$\frac{5\sqrt{6}}{6}E$	$\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$\frac{\sqrt{42}}{3}E$	19,11°
48	V_{20}	PAN	$\frac{4E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{-5E}{3}$	$\frac{2\sqrt{6}}{3}E$	$\sqrt{2}E$	$\frac{\sqrt{42}}{3}E$	40,89°
49	V_{21}	APN	$\frac{E}{3}$	$\frac{4E}{3}$	$\frac{-5E}{3}$	$\frac{\sqrt{6}}{6}E$	$\frac{3\sqrt{2}}{2}E$	$\frac{\sqrt{42}}{3}E$	79,11°
50	V_{22}	BPN	$\frac{-E}{3}$	$\frac{5E}{3}$	$\frac{-4E}{3}$	$-\frac{\sqrt{6}}{6}E$	$\frac{3\sqrt{2}}{2}E$	$\frac{\sqrt{42}}{3}E$	100,89°
51	V_{23}	NPB	$\frac{-4E}{3}$	$\frac{5E}{3}$	$\frac{-E}{3}$	$-\frac{2\sqrt{6}}{3}E$	$\sqrt{2}E$	$\frac{\sqrt{42}}{3}E$	139,11°
52	V_{24}	NPA	$\frac{-5E}{3}$	$\frac{4E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{5\sqrt{6}}{6}E$	$\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$\frac{\sqrt{42}}{3}E$	160,89°
53	V_{25}	NAP	$\frac{-5E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{4E}{3}$	$-\frac{5\sqrt{6}}{6}E$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$\frac{\sqrt{42}}{3}E$	199,11°
54	V_{26}	NBP	$\frac{-4E}{3}$	$\frac{-E}{3}$	$\frac{5E}{3}$	$-\frac{2\sqrt{6}}{3}E$	$-\sqrt{2}E$	$\frac{\sqrt{42}}{3}E$	220,89°
55	V_{27}	BNP	$\frac{-E}{3}$	$\frac{-4E}{3}$	$\frac{5E}{3}$	$-\frac{\sqrt{6}}{6}E$	$-\frac{3\sqrt{2}}{2}E$	$\frac{\sqrt{42}}{3}E$	259,11°
56	V_{28}	ANP	$\frac{E}{3}$	$\frac{-5E}{3}$	$\frac{4E}{3}$	$\frac{\sqrt{6}}{6}E$	$-\frac{3\sqrt{2}}{2}E$	$\frac{\sqrt{42}}{3}E$	280,89°
57	V_{29}	PNA	$\frac{4E}{3}$	$\frac{-5E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{2\sqrt{6}}{3}E$	$-\sqrt{2}E$	$\frac{\sqrt{42}}{3}E$	319,11°
58	V_{30}	PNB	$\frac{5E}{3}$	$\frac{-4E}{3}$	$\frac{-E}{3}$	$\frac{5\sqrt{6}}{6}E$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$\frac{\sqrt{42}}{3}E$	340,89°
59	V_{31}	PNN	2E	-E	-E	$\sqrt{6}E$	0	$\sqrt{6}E$	0°
60	V_{32}	PPN	E	E	-2E	$\frac{\sqrt{6}}{2}E$	$\frac{3\sqrt{2}}{2}E$	$\sqrt{6}E$	60°
61	V_{33}	NPN	-E	2E	-E	$-\frac{\sqrt{6}}{2}E$	$\frac{3\sqrt{2}}{2}E$	$\sqrt{6}E$	120°
62	V_{34}	NPP	-2E	E	E	$-\sqrt{6}E$	0	$\sqrt{6}E$	180°
63	V_{35}	NNP	-E	-E	2E	$-\frac{\sqrt{6}}{2}E$	$-\frac{3\sqrt{2}}{2}E$	$\sqrt{6}E$	240°

64	V_{36}	PNP	E	$-2E$	E	$\frac{\sqrt{6}}{2}E$	$-\frac{3\sqrt{2}}{2}E$	$\sqrt{6}E$	300°
----	----------	-----	---	-------	---	-----------------------	-------------------------	-------------	-------------

REFERÊNCIAS

AKIN, B.; GARG, N. **Scalar Control of 3-Phase Induction Motors**. 1.0. C2000 Systems and Applications Team, Texas Instruments, 2010.

BLAABJERG, F.; JAEGER, U.; NIELSEN, S.M.; PEDERSEN, J.K. **Power Losses in PWM-VSI Inverter Using NPT or PT IGBT Devices**. IEEE Transportation Power Electronics, vol. 10, nº 3, pp. 358-367, 1992.

BOSE, B. K. **Power Eletrônica and Motor Drives: Advances and Trends**. Elsevier, USA, 2006.

CHEN, A; ZHANG, C; MA, H; DENG, Y . **A novel multilevel inverter topology with no clamping diodes and flying capacitors**. Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE. p. 3184-3187.

CHOI, S.; SAEEDIFARD, M. **A Space Vector Modulation approach for capacitor voltage balancing of Flying Capacitor Converters**. In: Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE. [S.l.: s.n.], 2011, n. , p. 1174–1179. ISSN 1048-2334.

CORTIZO, P.C. **Fontes de alimentação C.C./C.A.** Grupo de Eletrônica de Potência da UFMG. Material disponibilizado no site www.ufmg.br, acessado no dia 30/11/2012.

DEFAY, F; LLOR, A.M.; FADEL, M. **Direct Control Strategy for a Four-Level Three Phase Flying Capacitor Inverter**. IEEE Transactions on Industry Electronics. 2010, Vol. 57, nº 7, p. 2240-2248.

FOGLI, G.A.; SILVA, J.J.; SANTOS, W.A. **A Técnica de Modos Deslizantes em Sistemas de Acionamento de Corrente Alternada de Alto Desempenho: - Análise, Desenvolvimento e Implementação via DSP**. 2008, 72p. Projeto Fim de Curso (Engenharia Eletrônica e de Telecomunicação) Pontifícia Universidade Católica de Minas Gerais, Belo Horizonte.

HANZELKA, Z; BIEN', A. **Power Quality Application Guide: Harmonics Interarmonics**. UK, July, 2004.

HOLMES, D.G; LIPO, T.A. **Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Praticce**. Wiley-Interscience, USA, 2003.

HUANG, J; CORZINE, K.A. **Extended operation of flying capacitor multilevel inverters**. Power Eletrronics, IEEE Transctions. 2006, vol 21, p. 140-147.

LIPO, T.A.; NOVOTNY, D.W. **Dynamics and Control of AC Drives**. Clarendon Press, Oxford, USA, 1996.

MAHDAVI, J.; AGAH, A.; RANIBAR, A.M.; TOLIYAT, H.A. **Extension of PWM space vector technique for multilevel current-controlled voltage source inverters**.

Industrial Electronics Society. IECON 1999. 25th Annual Conference of IEEE. 1999, p.583-588, vol. 2.

MAIA, W.O.; MELO, A. S.; SILVA, M.A.S. **Análise e Implementação de um Conversor Trifásico Multinível a Capacitor Flutuante com Controle via DSP.** 2008, 71p. Projeto Fim de Curso (Engenharia Eletrônica e de Telecomunicação) Pontifícia Universidade Católica de Minas Gerais, Belo Horizonte.

MAIA, W.O. **Redução da Distorção Harmônica em Inversores a 3-Níveis com Capacitor Flutuante: Análise, Desenvolvimento e Implementação em Ambiente DSP.** 2012. 131p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Pontifícia Universidade Católica de Minas Gerais, Belo Horizonte.

MENDES, M.A.S. **Técnicas de Modulação em Largura de Pulso Vetorial para Inversores.** 2000. 238p. Dissertação (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte.

MENDES, M.A.S.; PEIXOTO, Z.M.A; SEIXAS, P.F.; GARCIA, P.D. **A Space Vector PWM Method for Three-Level Flying-Capacitor Inverters.** Proceedings of IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, Vancouver, Canada, Jun 17-21 2001, Vol. 1: 182~187

MEYNARD, T.; FOCH, H. **Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage source inverters.** In: Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC'92 Record., 23rd Annual IEEE. [S.l.: s.n.], 1992. , n. , p. 397–403 vol.1.

NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. **A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter.** Industry Applications, IEEE Transactions on, IA-17, n. 5, p. 518–523, sept. 1981. ISSN 0093-9994.

PEIXOTO, Z.M.A. **A Estimação de parâmetros e os conversores Multiníveis com Capacitor Flutuante no Acionamento de Máquinas de Indução.** 2000. 223p. Dissertação (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte.

RADAN, A.; FAR, Z. D. **Optimization Opportunities in Carrier-Based Multilevel PWM Using Degrees of Freedom of Modulation.** K. N. Toosi University of Technology, Iran 2005.

RASHID, M. H. **Eletrônica de potência.** Editora Makron Books, 2^a edição. São Paulo, SP, 1999.

RASHID, M. H. **Power Electronics Handbook, Second Edition Devices: Circuits and Applications.** Elsevier, USA, 2007.

SHINY, G; BAIJU, M. R. **Space Vector based PWM Scheme without Sector Identification for a 4-Level Dual Inverter using fed Induction Motor Drive with Assimetrical DC Link Voltages.** Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2010), IEEE. 2010. Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 26th Annual of IEEE. p. 1963-1969.

SHU, Z.; TANG, J.; GUO, Y.; LIAN, J. **An Efficient SVPWM Algorithm With Low Computational Overhead for Three-Phase Inverters**. Power Electronics, IEEE Transactions. 2007, vol 22, p. 1797-1805.

VAS, P. **Vector Control of AC Machines**. Clarendon Press, Oxford, USA, 1990

WANG, H.; ZHAO, R.; DENG, Y.; HE, X. **Novel carrier-based PWM methods for multilevel inverter**. Industrial Electronics Society. IECON 2003. 29th Annual Conference of IEEE. 2003, p.2777-2782, vol. 3.