

Universidade Federal de Campina Grande
Centro de Engenharia Elétrica e Informática
Coordenação de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Conversores Multiníveis Aplicados ao Bombeio
Centrífugo Submerso

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

Vágner Fonsêca Nóbrega

Campina Grande - Paraíba

2013

Conversores Multiníveis Aplicados ao Bombeio Centrífugo Submerso

Váagner Fonsêca Nóbrega

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande - Campus I, como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Mestre em Ciências no Domínio em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Processamento da Energia

Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa, Dr. Ing., UFCG
Orientador

Campina Grande - Paraíba, Brasil

©Váagner Fonsêca Nóbrega, Março de 2013

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA BIBLIOTECA CENTRAL DA UFCG

N754c Nóbrega, Vágner Fonsêca.
Conversores Multiníveis aplicados ao bombeio centrífugo submerso /
Vágner Fonsêca Nóbrega. -- 2013.
71 f. : il. color.

Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal
de Campina Grande, Centro de Engenharia Elétrica e Informática.

"Orientação: Prof. Dr. Ing. Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa".
Referências.

1. BCS. 2. Multinível. 3. Cabos Longos. 4. ESN.
I. Corrêa, Maurício Beltrão de Rossiter. II. Título.

CDU 621.65(043)

**"CONVERSORES MULTINÍVEIS APLICADOS AO BOMBEIO CENTRÍFUGO
SUBMERSO"**

VÁGNER FONSECA NÓBREGA

DISSERTAÇÃO APROVADA EM 01/03/2013


MAURÍCIO BELTRÃO DE ROSSITER CORRÊA, D.Sc., UFCG
Orientador(a)

ANTONIO MARCUS NOGUEIRA LIMA, Dr., UFCG
Examinador(a)


ALEXANDRE CUNHA OLIVEIRA, D.Sc., UFCG
Examinador(a)


CURSINO BRANDÃO JACOBINA, Dr.Ing., UFCG
Examinador(a)

CAMPINA GRANDE - PB

Dedico este trabalho a minha mãe pelo incondicional incentivo ao meu crescimento enquanto pessoa, cidadão e profissional. A minha namorada pela apoio e carinho em todos os momentos..

Agradecimentos

Agradeço a Deus, em primeiro lugar, por todas as graças que me foram concedidas.

Agradeço a toda minha família por ser o alicerce básico para a formação do meu caráter, em especial na pessoa da minha mãe, Mara Lúcia Santos Fonsêca, a qual me proporcionou uma boa educação e um exemplo firme de ser humano, bem como, por muitas vezes, abdicar de seus sonhos em prol dos meus.

Agradeço a minha namorada, Silvia Ramos de Oliveira, por estar ao meu lado e me apoiar nos momentos mais difíceis que enfrentei durante essa caminhada.

Agradeço ao Professor Maurício Beltrão de Rossiter Corrêa, pela confiança, paciência, disponibilidade e pelos ensinamentos essenciais para a realização deste trabalho.

Aos professores da pós-graduação e graduação do departamento de Engenharia Elétrica da UFCG, especialmente aos que integram o laboratório do LEIAM.

Aos amigos e colegas de profissão, Abinadabe, Álvaro, Edgard, Gregory, Ítalo Roger, João Helder, Luciano, Montiê, Nustenil, Pablo, Roberto, Tiago, Victor Felipe, Victor Santiago, Ayslan, pela ajuda e por compartilhar comigo momentos de alegria e tristeza.

Ao meu amigo Luis Gustavo, pelo companheirismo e pela ajuda nas atividades realizadas nesta dissertação.

Enfim, agradeço a todos que de alguma forma, passaram pela minha vida e contribuíram para a construção de quem sou hoje, com um carinho muito especial aos amigos do Evangelizarte.

Resumo

O trabalho traz um estudo sobre conversores multiníveis voltado para aplicação no Bombeio Centrífugo Submerso (BCS), método de elevação artificial de óleo. O conversor multinível utilizado é o da topologia em cascata, o qual utiliza conversores em ponte-H conectados em série. Esta topologia apresenta características como modularidade e alta tolerância a falha que muito se adequam a situação do setor de petróleo. Inicialmente será apresentada uma análise de desempenho das estratégias de modulação aplicadas a este conversor, bem como uma análise harmônica das mesmas. Em seguida o estudo será direcionado ao fenômeno dos cabos longos, comum na indústria do petróleo. Um modelo de cabo utilizado será apresentado e realizadas simulações com o conversor multinível para avaliar o comportamento do mesmo, bem como eleger a estratégia que melhor se adapta ao fenômeno. Por fim, será proposta uma técnica de Eliminação Seletiva de Níveis (ESN) que consiste no aumento da eficiência do sistema para velocidades abaixo da nominal, situação comum na elevação de óleo.

Palavras chaves: BCS, Multinível, cabos longos, ESN.

Abstract

The work presents a study of multilevel converters for application to Electrical Submersible Pumping (ESP), a method of artificial lift in oil. The multilevel converter topology is utilized in cascade, which uses in H-bridge converters connected in series. This topology has features like high modularity and fault tolerance that well suits the situation of the oil. Initially it will be presented a performance analysis of the modulation strategies applied to this converter as well as a harmonic analysis. Then the study will be directed to the phenomenon of long cables, common in the petroleum industry. A cable model used will be presented and simulated to evaluate the multilevel converter behavior, as well as electing the strategy that best fits the phenomenon. Finally, it will be proposed a technique of Selective Level Elimination (SLE), which increases the efficiency of the system for speeds below the nominal, common situation in raising oil.

Keywords: ESP, Multilevel, Long Cable, SLE.

Sumário

1	Introdução Geral	1
1.1	Localização do tema	1
1.2	Contribuições do Trabalho	4
1.3	Revisão Bibliográfica	4
1.3.1	Composição do Sistema	5
1.3.2	Fenômeno dos Cabos Longos	6
1.3.3	Conversor de Frequência (VSD)	7
1.3.3.1	Histórico	7
1.4	Organização do Trabalho	8
2	Análise do Fenômeno dos Cabos Longos	9
2.1	Introdução	9
2.2	Parâmetros do Cabo Elétrico	9
2.2.1	Modelo do Cabo Elétrico	11
2.3	Indicadores de Desempenho	13
2.4	Resultados de Simulação	14
2.5	Conclusões	17
3	Inversor Multinível em Cascata	19
3.1	Introdução	19
3.2	Princípio de Funcionamento	19
3.3	Estratégias de Modulação	21
3.3.1	Modulação Multiportadora	22
3.3.1.1	<i>Phase Shift</i> PWM (PS-PWM)	23
3.3.1.2	<i>Level Shift</i> PWM (LS-PWM)	23
3.3.1.3	<i>Selective Harmonic Elimination</i> (SHE)	26
3.3.2	Modulação <i>Space Vector</i>	27
3.3.3	Outras Estratégia de Modulação	30
3.4	Indicadores de Desempenho	30
3.5	Análise Harmônica das Estratégias	31
3.5.1	PS-PWM	32

3.5.2	LS-PWM e LSr-PWM	32
3.5.3	SV-PWM	35
3.6	Resultados de Simulação	37
3.6.1	Análise de Desempenho	37
3.7	Resultados Experimentais	42
3.7.1	Metodologia de Testes e Limitações	42
3.7.2	Análise de Desempenho	43
3.8	Conclusão	47
4	Eliminação Seletiva de Níveis	48
4.1	Introdução	48
4.2	Conversores Multiníveis Comerciais	48
4.3	Técnica Proposta	49
4.4	Critério para Índice de Modulação em Frequência	50
4.5	Resultados de Simulação	51
4.6	Resultados Experimentais	54
4.7	Conclusão	58
5	Conclusões Gerais	59
A	Plataforma Experimental	65
A.1	Descrição da Plataforma	65
A.2	Descrição do Sistema de Proteção	65
A.3	Descrição do Acionamento dos IGBT	66

Nomenclature

CA-CC-CA : Corrente Alternada - Corrente Contínua - Corrente Alternada;

FFT : Fast Fourier Transform;

IGBT Insulated-gate bipolar transistor;

PWM Pulse Width Modulation (Modulação por Largura de Pulso);

THD : Total Harmonic Distortion (Distorção Harmônica Total);

VSD Variable Speed Driver (Variador de Velocidade);

WTHD : Weighted Total Harmonic Distortion (Distorção Harmônica Total Ponderada);

Lista de Símbolos

- S_x : IGBT onde $x = 1, 2, 3$ e 4 .
- V_H : Tensão de saída da ponte-H.
- E : Tensão do Barramento CC da ponte-H.
- V_{an} : Tensão de saída do conversor multinível.
- N : Número de níveis do conversor multinível.
- P_H : Número de pontes-H.
- N_c : Número de chaves semicondutoras do conversor multinível.
- ϕ_p : Defasagem entre as portadoras para *Phase Shift* PWM.
- V_{px} : Portadoras triangulares $x = 1, 2$.
- V_{ref} : Sinal modulante para o PWM.
- m_a : índice de modulação em amplitude.
- m_f : índice de modulação em frequência.
- f_{chav} : Frequência de chaveamento.
- $f_{virtual}$: Frequência de chaveamento virtual para o *Phase Shift* PWM.
- f_{media} : Frequência media do conversor.
- $f_{mediaCelula}$: Frequência media por célula ponte-H do conversor.
- n_{pulsos} : Número de pulsos em um período da fundamental.
- f_o : Frequência da fundamental.
- K_R : Coeficiente de Reflexão.
- V_i : Tensão incidente.
- V_R : Tensão refletida.
- Z_C : Impedância do cabo.
- Z_M : Impedância do motor.

$V(z, t)$, $I(z, t)$, $R\Delta z$, $G\Delta z$, $L\Delta z$ e $C\Delta z$: Tensão, corrente, resistência, condutância, indutância e capacitância, respectivamente, em função do tempo e do comprimento do cabo.

V_{st} : Porcentagem da sobretensão.

V_{max} : Pico máximo de sobretensão.

V_{ab} : Valor de pico da tensão de linha.

V : Tensão de fase nominal do motor.

f : Frequência nominal do motor.

ϕ_{mag} : Fluxo de magnetização do motor.

f_x : Frequência desejada para o motor.

V_n : Tensão correspondente para a frequência desejada.

V_{DC} : Tensão dos barramentos individuais das pontes.

n_c : Número de pontes necessário necessário.

n_h : Número de níveis necessário.

Lista de Figuras

1.1	Esquema do Bombeio Centrífugo Submerso utilizando conversor multinível	5
2.1	Esquema do fenômeno de reflexão em sistemas com cabos longos	10
2.2	Comparação entre sobretensão, comprimento do cabo e tempo de subida das chaves semicondutoras (Figura retirada do artigo [20])	11
2.3	Circuito Equivalente de um trecho infinitesimal Δz	12
2.4	Pulsos gerados em um periodo da frequência fundamental para acionar uma chave no conversor multinível.	14
2.5	Tensão de linha para diversos níveis utilizando o método LS (a) 3 níveis (b) 5 níveis (c) 7 níveis (d) 9 níveis (a) 11 níveis	15
2.6	Correntes no motor variando a frequência de chaveamento para um conversor de 11 níveis (a) $f_{chaveamento} = 60hz$ (b) $f_{chaveamento} = 720hz$ (c) $f_{chaveamento} = 3600hz$	16
3.1	Inversor monofásico tipo ponte-H	19
3.2	Princípio de funcionamento da ponte-H monofásica	20
3.3	Inversor multinível em cascata de n níveis	21
3.4	Inversor multinível em cascata de n níveis trifásico	22
3.5	Pulso de chaveamento para método PS-PWM com $f_{cr} = 180hz, f = 60hz$.	24
3.6	Pulso de chaveamento para método LS-PWM com $f_{cr} = 900hz, f = 60hz$.	25
3.7	Variações do LS-PWM	26
3.8	Sequência de pulso para o método de SHE	28
3.9	Comparação entre referências (a) Referência após a transformação (b) Referências das tensões de linha normalizadas[7]	29
3.10	FFT variando o número de níveis com PS-PWM (a) 3 (b) 5 (c) 7	33
3.11	FFT variando o número de níveis com LS-PWM ou LSr-PWM (a) 3 (b) 5 (c) 7	34
3.12	FFT variando o número de níveis com SV-PWM (a) 3 (b) 5 (c) 7	36
3.13	Tensão de Linha e Corrente para vários níveis com o método LS com frequência de chaveamento de $1260Hz$ (a) , (b) 3 níveis (c) , (d) 5 níveis (e), (f) 7 níveis	38

3.14	Tensão de Linha e Corrente variando-se a frequência de chaveamento (a) e (b) $720Hz$ (c) e (d) $2160Hz$	39
3.15	Tensão de Fase variando o m_a (a) $m_a = 1$ (b) $m_a = 0.8$ (c) $m_a = 0.6$ (d) $m_a = 0.4$ (e) $m_a = 0.2$	40
3.16	WTHD da Tensão de linha para as estratégias	41
3.17	Perdas Totais no conversor	42
3.18	Comparação entre forma de onda da tensão de fase	43
3.19	Tensão de Linha e Corrente para vários níveis com o método LS com frequência de chaveamento de $1260Hz$ (a) , (b) 3 níveis (c) , (d) 5 níveis (e), (f) 7 níveis	44
3.20	Tensão de Linha e Corrente variando-se a frequência de chaveamento (a) e (b) $720Hz$ (c) e (d) $2160Hz$	45
3.21	Comparação variando a tensão dos barramentos individuais (a) $WTHD_{V_a} = 2.7692\%$ (b) $WTHD_{V_a} = 1.1812\%$	46
4.1	Esquema de eliminação de níveis de acordo com a velocidade do motor	49
4.2	Comparação entre controle de velocidade atual e a técnica proposta	51
4.3	Comparação entre tensão e corrente de fase com e sem a técnica (a) $f_o = 60hz$ (b) $f_o = 40hz$ técnica tradicional (c) $f_o = 40hz$ técnica ESN (d) $f_o = 20hz$ técnica tradicional (e) $f_o = 40hz$ técnica ESN	53
4.4	Análise da qualidade harmônica variando o número de níveis e o índice de modulação	54
4.5	Comparação entre tensão e corrente de fase com e sem a técnica (a) $f_o = 60hz$ (b) $f_o = 40hz$ técnica tradicional (c) $f_o = 40hz$ técnica ESN (d) $f_o = 20hz$ técnica tradicional (e) $f_o = 40hz$ técnica ESN	56
A.1	Plataforma Experimental	66
A.2	Esquemático de uma célula da plataforma experimental	66
A.3	Transformador de isolamento	67
A.4	Chaves de acionamento da plataforma, de cima para baixo: Liga, Desliga, Desliga(Emergência) e Liga o trifásico	67
A.5	Chaves para controlar o acionamento das células individualmente, localizada na parte de tras da plataforma	67
A.6	Diagrama multifilar simplificado da Plataforma experimental	68
A.7	Simulador em tempo real dSPACE	69
A.8	Esquemático da PCI de condicionamento do sinal	69
A.9	Esquemático da PCI de distribuição dos sinal gerados pelo dSPACE	70
A.10	PCI na plataforma experimental	71

Lista de Tabelas

1.1	Comparação dos Métodos de Elevação Artificial.	3
2.1	Comparação entre estratégias utilizando cabos longos	17
3.1	Relação entre número de níveis e harmônica principal utilizando PS-PWM	32
3.2	WTHD da tensão de linha variando-se níveis e frequência de chaveamento .	37
3.3	Frequências de Chaveamento para manter a frequência média constante . .	39
3.4	WTHD da tensão de linha variando-se níveis e frequência de chaveamento .	46
4.1	Especificação Técnica do Motor Utilizado	52
4.2	THD da corrente de saída do motor	52
4.3	Comparação da eficiência do sistema com as duas técnicas	55
4.4	Especificação Técnica do Motor Utilizado	55
4.5	Frequências de Chaveamento para manter a frequência média por célula constante	55
4.6	THD da corrente de saída do motor	57
4.7	Comparação da eficiência do sistema com as duas técnicas	57

Capítulo 1

Introdução Geral

1.1 Localização do tema

A elevação de óleo em poços de petróleo, quando estão no início da produção, ocorre naturalmente. Este fato acontece porque a energia contida no fundo do poço é suficiente para vencer as perdas no caminho até atingir a superfície. Com o passar do tempo, a densidade do fluido aumenta devido a diminuição da produção de gás. Em consequência, a energia diminui tornando-se insuficiente para a elevação do óleo ocorrer de forma natural, necessitando ser elevado artificialmente.

Para prolongar a capacidade produtiva do poço são utilizados métodos de elevação artificial. Estes, por sua vez, têm por principal função compensar a energia do fundo do poço para que o mesmo volte a produzir. Os principais métodos de elevação artificial são:

- Bombeio Mecânico (BM).
- Gás *Lift*
- Bombeio Cavidades Progressivas (BCP)
- Bombeio Centrífugo Submerso (BCS)

O bombeio mecânico consiste na utilização de um motor elétrico ou de combustão interna para dar movimento a uma coluna de hastes e estas transmitem esse movimento para a bomba localizada no fundo do poço. A bomba utilizada é de deslocamento positivo e sua função é fornecer ao fluido energia sob a forma de um diferencial de pressão.

Diferente do Bombeio mecânico, no método Gás *lift* a energia é transmitida ao fluido através da injeção de um gás comprimido à alta pressão, para que ocorra a diminuição do peso (densidade) deste.

Os métodos BCS e BCP são bastante parecidos em princípio de funcionamento, pois ambos utilizam bombas e motores elétricos para transmitir energia ao fluido. Os motores

elétricos em sua maioria são de indução. A diferença básica desses métodos é que o BCS utiliza uma bomba centrífuga e o BCP utiliza uma bomba de deslocamento positivo, logo, os mesmos são aplicados em situações distintas.

A seguir será apresentada na Tabela 1.1 as principais características de cada método, além das suas vantagens e desvantagens.

Várias aplicações na indústria do petróleo tem motores elétricos associados ao seu funcionamento (compressores, bombas, entre outras), os quais, em sua maioria, necessitam operar em velocidades diferentes de sua condições nominais. Para tal, utiliza-se os conversores de potência, ou como são conhecidos na indústria do petróleo *Variable Speed Driver* (VSD).

As informações a respeito dos conversores utilizados pela indústria do petróleo são bastante restritas. Sabe-se que é utilizado um conversor multinível em cascata, com número elevado de níveis (entre 18 a 21 níveis), cuja função é modificar a frequência de operação do sistema de modo a se ajustar com a vazão requisitada pelo poço. Este conversor é bastante aplicado a motores de média tensão e tem características operacionais que se adaptam bem as condições do setor de petróleo.

Método	Principais Características	Pontos Fortes	Pontos Fracos
BM	<ul style="list-style-type: none"> →Baixas vazões →Poços com pequena profundidade →Aplicação <i>onshore</i> →Inadequado para poços desviados 	<ul style="list-style-type: none"> →Simplicidade Operacional →Baixo custo de manutenção →Robustez →Flexibilidade nas variações do poço →Reduzida pressão de fluxo 	<ul style="list-style-type: none"> →Fragilidade em ambientes corrosivos →Desgaste em poços desviados →Afetada pela presença de sólidos →Desgaste da coluna por atrito das hastes
Gás Lift	<ul style="list-style-type: none"> →Ampla faixa de vazões →Ampla faixa de profundidade →Aplicação <i>onshore</i> e <i>offshore</i> →Aplicado a poços desviados 	<ul style="list-style-type: none"> →Maior confiabilidade entre todos os métodos →Dimensão reduzida equipamentos de cabeça de poço →Alta fração de gás →Excelente continuidade operacional 	<ul style="list-style-type: none"> →Alto custo de investimento →Ineficiente para óleos pesados →Alta pressão de fluxo de fundo →Potencializa o risco de formação de hidrato
BCP	<ul style="list-style-type: none"> →Vazões baixas e medias →Profundidades baixas e medias →Aplicação <i>onshore</i> →Inadequado para poços desviados →Bomba de deslocamento positivo 	<ul style="list-style-type: none"> →Baixo investimento inicial →Elevada eficiência energética →Reduzida pressão de fluxo →Melhor método para líquidos viscosos →Suporta a presença de sólidos abrasivos →Dimensões reduzidas dos equipamentos de superfície 	<ul style="list-style-type: none"> →Fragilidade do elastômero →Poucos recursos para identificação de falhas →Desgaste das hastes em caso de poços desviados →Limitado pela temperatura de fundo de poço
BCS	<ul style="list-style-type: none"> →Altas vazões →Poços profundos →Aplicação <i>onshore</i> e <i>offshore</i> →Aplicado a poços desviados →Bomba centrífuga 	<ul style="list-style-type: none"> →Flexibilidade operacional →Elevada eficiência energética →Reduzidas dimensões dos equipamentos de superfície 	<ul style="list-style-type: none"> →Alto investimento inicial →Sensível a presença de sólidos →Menor eficiência para óleos pesados

Tabela 1.1: Comparação dos Métodos de Elevação Artificial.

1.2 Contribuições do Trabalho

O trabalho ora apresentado traz um estudo do conversor multinível em cascata voltado para a indústria do petróleo. São estudadas quatro estratégias de modulação para este tipo de conversor e estas são comparadas em termos de qualidade da tensão gerada e perdas nas chaves.

Na perspectiva da aplicação do sistema BCS, ocorre o problema dos cabos longos que é inerente a indústria do petróleo. Desse modo, foi realizada uma análise do conversor multinível utilizando cabos longos, onde foram apresentadas as sobretensões e seu comportamento face a este conversor, além de ter sido estabelecida uma comparação entre as estratégias de modulação para verificar qual delas causava menor sobretensão.

Ainda foi desenvolvida uma técnica de controle de operação do conversor multinível aplicada a variação de velocidade e nesta foi mostrada a possibilidade do aumento da eficiência do conversor em velocidades abaixo da nominal.

Por fim, ao longo do desenvolvimento do trabalho foi montada uma plataforma experimental composta por um conversor multinível com número de níveis variando de 3 a 11 para configuração trifásica, podendo chegar a 31 para configuração monofásica.

1.3 Revisão Bibliográfica

O sistema BCS foi primeiramente idealizado pelo russo Armais Arutonoff em meados de 1910 e produzido pela empresa que o mesmo possuía (Russian Electrical Dynamo of Arutonoff-REDA) [34]. Devido a pouca flexibilidade operacional que o mesmo tinha, dado o fato do motor operar em uma única velocidade, a eficiência do sistema diminuía com o envelhecimento do poço, o que motivou em 1977, a utilização pela primeira vez de um VSD (*Variable Speed Driver*), juntamente com o BCS [34], equipamento que modifica a frequência de operação do sistema.

Em 1994 a Petrobras instalou um sistema BCSS (Bombeio Centrifugo Submerso Submarino) no poço RJS-221, que estava localizado em uma lâmina d'água (LDA) de 86m [29]. Este foi o primeiro em todo o mundo e surgiu do esforço de um programa tecnológico intitulado de PROCAP (Programa de Capacitação Tecnológica em Águas Profundas). Os excelentes resultados deste programa estimularam a sua continuação com a criação de uma segunda etapa chamada PROCAP 2000, cujo principal objetivo era desenvolver métodos alternativos ao gás *lift* para poços submarinos.

Em poços submarinos a elevação do fluido se dava de forma natural ou auxiliada pelo gás *lift*. Porém, a eficiência desta solução era muito baixa, principalmente em trechos horizontais, frequentes em poços submarinos, além de nem sempre ser possível a sua

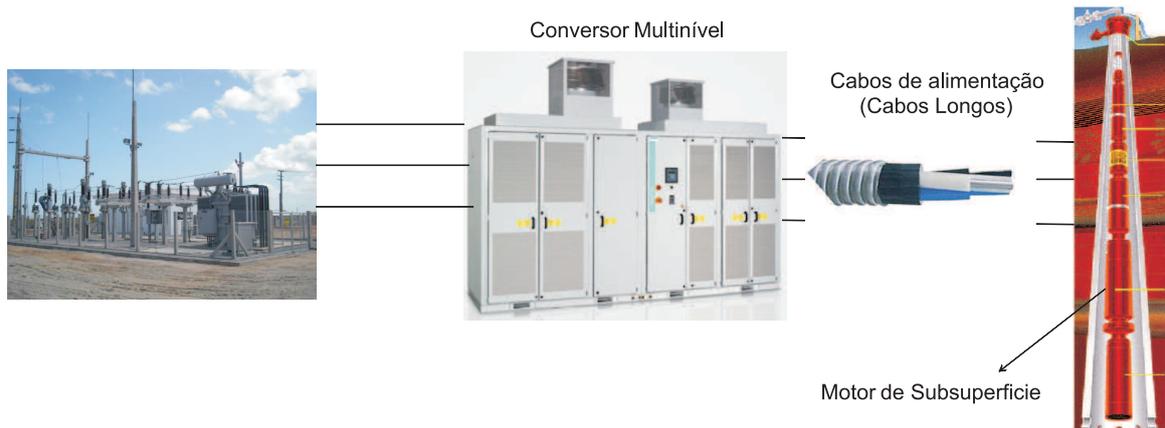


Figura 1.1: Esquema do Bombeio Centrífugo Submerso utilizando conversor multinível

aplicação [32]. Diante desta situação, fez-se necessário a escolha de outro método. Dentre os métodos supracitados o BCS foi escolhido, principalmente, pela experiência que a Petrobras detinha com o mesmo em aplicações *onshore*.

Um problema que se apresentava à sua utilização, na época, era a baixa vida útil do sistema, fazendo-se necessárias várias intervenções no poço, o que gerava alto custo a Petrobras. Em uma análise econômica comparado ao gás *lift*, ao longo de dez anos, percebeu-se que o BCS era muito mais vantajoso quanto maiores fossem os limites de vazão, fato este que motivou, ainda mais, o desenvolvimento de equipamentos e novas tecnologias para o sistema em águas profundas [32].

1.3.1 Composição do Sistema

Os Conjuntos BCS são bastante utilizados pela Petrobras e por outras empresas no mundo para a extração de grandes quantidades de óleo a grandes profundidades. Como já citado, neste sistema a energia é transmitida ao fluido através de um motor elétrico acoplado a uma bomba centrífuga. O sistema BCS é composto por dois tipos de equipamentos. Os de superfície: cabeça de produção, caixa de junção, quadro de comandos, transformador e VSD e os equipamentos de subsuperfície: motor elétrico submerso, protetor do motor, admissão da bomba, bomba centrífuga e coluna de produção. Existe também o cabo elétrico que conecta os equipamentos de superfície ao de subsuperfície. Na Figura 1.1 é apresentado um esquema do sistema BCS, destacando as partes de interesse para o estudo.

Em geral os motores elétricos utilizados pela indústria do petróleo são trifásicos, funcionam a uma velocidade de aproximadamente $3500rpm$ e são projetados para suportar condições muito severas, pois estão expostos a altas pressões e altas temperaturas comuns no fundo do poço. As tensões desses motores variam desde de 230 - 5000V, com potências que variam de 100 - 1500HP [24].

1.3.2 Fenômeno dos Cabos Longos

Como foi mencionado anteriormente os VSD são equipamentos que modificam a frequência de operação do sistema e garantem uma maior flexibilidade operacional, pois todos os poços são caracterizados em faixa de vazão. Em geral estes VSD são conversores de frequência *back-to-back* e sua inserção no sistema traz vantagens relevantes do ponto de vista operacional. Porém, sua utilização aliada ao tamanho dos cabos elétricos de alimentação pode ser nociva para o motor comprometendo o seu funcionamento.

Quando transmite-se sinais em alta frequência por grandes comprimentos de cabo, pode ocorrer o chamado fenômeno dos cabos longos [4]. Este fenômeno é caracterizado pela reflexão sucessiva do sinal transmitido, que tem como principal consequência a ocorrência de sobretensões e sobrecorrentes nos terminais do motor podendo danificar os enrolamentos, além de diminuir a sua vida útil.

Em [27] é apresentada uma tabela com as características dos principais métodos de redução de sobretensão transitória causada pelo fenômeno dos cabos longos. São eles:

- Reator na saída do inversor.
- Reator na entrada do motor.
- Filtro passa-baixa na saída do inversor.
- Filtro R/C/RLC nos terminais do motor.
- Filtro RLC na saída do inversor.
- Colocação de um capacitor entre *gate* e coletor da chave.
- Variação da frequência de chaveamento do inversor.
- Diferentes tipos e arranjos de cabos.

Este fenômeno é bastante comum na indústria e para resolvê-lo são alocados filtros passivos próximos aos terminais do motor [23, 14, 33]. Porém, no BCS torna-se inviável colocar um filtro no fundo do poço. Assim, as possíveis soluções para a resolução deste problema ficam restritas ao conversor de frequência ou ações na superfície. Baseado nos métodos apresentados acima os aplicáveis ao BCS são os quatro últimos, pois fazem referência ao conversor ou mesmo ao cabo.

Em [36] propõe-se uma variação na frequência de chaveamento do conversor de forma *on-line* e em [18] é feito um estudo detalhado sobre o modelo do cabo, de forma a prever os efeitos das componentes harmônicas geradas pelo inversor, dando subsídio para a escolha da melhor maneira de minimizar esses efeitos.

Com relação a indústria do petróleo poucas são as informações referentes ao modelo do cabo utilizado, bem como ao método para minimizar esses efeitos.

1.3.3 Conversor de Frequência (VSD)

O conversor de frequência que será utilizado neste trabalho é conhecido como conversor multinível, uma vez que a sua configuração se adapta bem a situação de cabos longos em que o sistema BCS está inserido. É importante ressaltar que o BCS é aplicado em bacias *onshore* e *offshore*.

1.3.3.1 Histórico

Os inversores multiníveis são divididos em três topologias diferentes: Inversores com Neutro Grampeado (NPC), Inversores em Cascata (CHB) e Inversores com Capacitor Flutuante (FC). Destas topologias a primeira a ser registrada foi a do tipo cascata que utiliza inversores monofásicos conectados em série com fonte CC separadas [3]. Em seguida, foi desenvolvida a estrutura NPC que se tornou popular após as aplicações em acionamentos de alto desempenho e de alta potência [25]. Por fim, a topologia FC que utiliza capacitores para limitar as tensões sobre as chaves diminuindo as perdas de condução. Em contrapartida as técnicas de controle para essa topologia são bastante complexas [21].

A estrutura proposta em [25] baseou-se na adição de duas novas chaves na topologia clássica de dois níveis, na qual a chave suporta metade da tensão do barramento, se comparado a estrutura de dois níveis. Na sequência, generalizaram a estrutura de modo a atingir um número de níveis mais elevados. A principal desvantagem desta estrutura encontra-se no desbalanceamento dos capacitores do barramento, o que gerou boa parte dos estudos referentes a esta topologia direcionados para resolver este problema. Quanto maior o número de níveis, maior a complexidade dos algoritmos para realizar este balanceamento.

Os inversores em cascata, diferentemente do NPC, não possuem problema com desbalanceamento de capacitores, tendo em vista que seus barramentos são independentes. Por outro lado, a independência dos barramentos torna-se sua principal desvantagem, pois a medida que o número de módulos monofásicos aumenta é necessário mais transformadores, o que eleva o custo da topologia. A principal característica deste tipo de estrutura é a modularidade, proporcionando uma grande tolerância a falhas.

Os inversores FC foram idealizados para tentar diminuir as perdas de condução nos diodos de grampeamento. Sua principal desvantagem está na complexidade de controle. Este fato limitou a sua utilização pela indústria [21].

Dentre as topologias apresentadas aquela que tem as características mais interessantes para indústria do petróleo é a topologia cascata, pois a mesma promove uma atenuação nos efeitos dos cabos longos [17], além de ser um conversor que tem uma elevada tolerância à falha. Por essa razão, será realizado um estudo detalhado da mesma, voltado para a

indústria do petróleo.

1.4 Organização do Trabalho

O estudo trata da aplicação do conversor multinível em cascata em sistema de elevação de petróleo (BCS), com foco no conversor multinível e está organizado em cinco capítulos. O capítulo 1 diz respeito a introdução geral, abordando desde as contribuições do trabalho até a revisão bibliográfica.

O capítulo 2 descreve a problemática dos cabos longos aliada aos conversores de frequência, bem como a utilização de conversores multiníveis nesta situação, além da comparação de qual estratégia de modulação melhor se adapta a situação.

O capítulo 3 faz toda análise do conversor multinível em cascata desde o princípio de funcionamento, passando pelas estratégias de modulação, até a análise harmônica e de desempenho destas.

O capítulo 4 apresenta uma técnica de controle de operação do conversor multinível aplicada a variação de velocidade de motores elétricos, que, por sua vez, visa aumentar a eficiência energética do sistema em situações diferentes das condições nominais, onde são apresentados resultados experimentais para validar a técnica.

Por fim, no capítulo 5 são discutidas as conclusões gerais deste trabalho.

Capítulo 2

Análise do Fenômeno dos Cabos Longos

2.1 Introdução

A utilização de conversores de frequência no acionamento de motores elétricos por longas distâncias de cabo é um problema comum na indústria em geral, especialmente na do petróleo. Para o BCS o problema se torna ainda mais grave, tendo em vista as maiores distâncias e a limitação das possibilidades de solucionar o problema. Portanto, a resolução deste problema deve partir do conversor de frequência, considerando a escolha da topologia adequada e a sua forma de operação.

2.2 Parâmetros do Cabo Elétrico

Em geral o fenômeno dos cabos longos é caracterizado pela transmissão de pulsos de alta frequência por grandes distâncias de cabo. Esta situação é característica da utilização de conversores de frequência (Figura 2.1). Estes causam variação na impedância característica do cabo, fazendo com que a onda sofra sucessivas reflexões até atingir seu valor de regime. Os principais fatores que influenciam no fenômeno são o comprimento do cabo e o *rise time* (tempo de subida) das chaves semicondutoras utilizadas nos conversores.

Da teoria de linhas de transmissão sabe-se que a amplitude das ondas refletidas depende do coeficiente de reflexão e este por sua vez, varia de acordo com as impedâncias do inversor-cabo em uma das extremidades e entre motor-cabo na outra extremidade. Logo o coeficiente de reflexão pode ser calculado por:

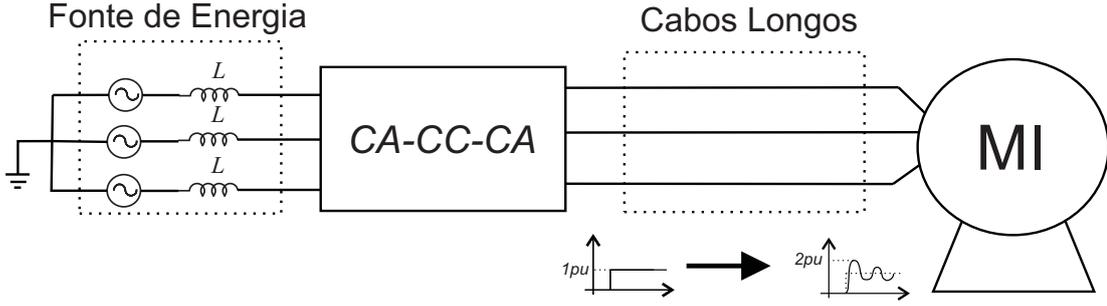


Figura 2.1: Esquema do fenômeno de reflexão em sistemas com cabos longos

$$K_R = \frac{Z_M - Z_C}{Z_M + Z_C} \quad (2.1)$$

$$V_R = V_i \cdot K_R \quad (2.2)$$

$$V_p = V_R + V_i \quad (2.3)$$

onde K_R é o coeficiente de reflexão, Z_M é a impedância do motor, Z_C é a impedância do cabo, V_R é a tensão refletida, V_i tensão incidente e V_p é a tensão nos terminais do motor.

Diante da equação 2.1 tem-se três situações possíveis:

1. $Z_C \gg Z_M$: O cabo estaria em curto-circuito e a tensão nos terminais do motor seria zero ($K_R = -1$).
2. $Z_C \ll Z_M$: O cabo estaria em aberto e a tensão nos terminais do motor seria o dobro da tensão incidente ($K_R = 1$).
3. $Z_C = Z_M$: Casamento de impedância, não haveria tensão refletida ($K_R = 0$).

Acredita-se que em sistemas de alta potência os fenômenos dos cabos longos são menos prováveis de acontecer devido as baixas impedâncias características dos motores desta natureza. De fato o comprimento limite do cabo aumenta bastante, todavia em aplicação na indústria do petróleo os cabos utilizados chegam a ter quilômetros de distância, superando os limites especificados de acordo com o *rise time* das chaves semicondutoras.

Na Figura 2.2 percebe-se que o GTO é o semiconductor com maior *rise time* dos citados, o que garante um maior comprimento de cabo. Porém, este comprimento, para uma sobretensão de $1.2pu$ (que seria uma sobretensão aceitável), não passa de $300ft \approx 91m$, o que é uma distância muito inferior aos comprimentos de cabo utilizados na indústria do petróleo.

A fim de facilitar o estudo, tendo em vista a dificuldade de modelagem de cabos elétricos submarinos, será utilizado em simulações um modelo de linha de transmissão alimentado com parâmetros de cabos de grandes distâncias e bitolas correspondentes as

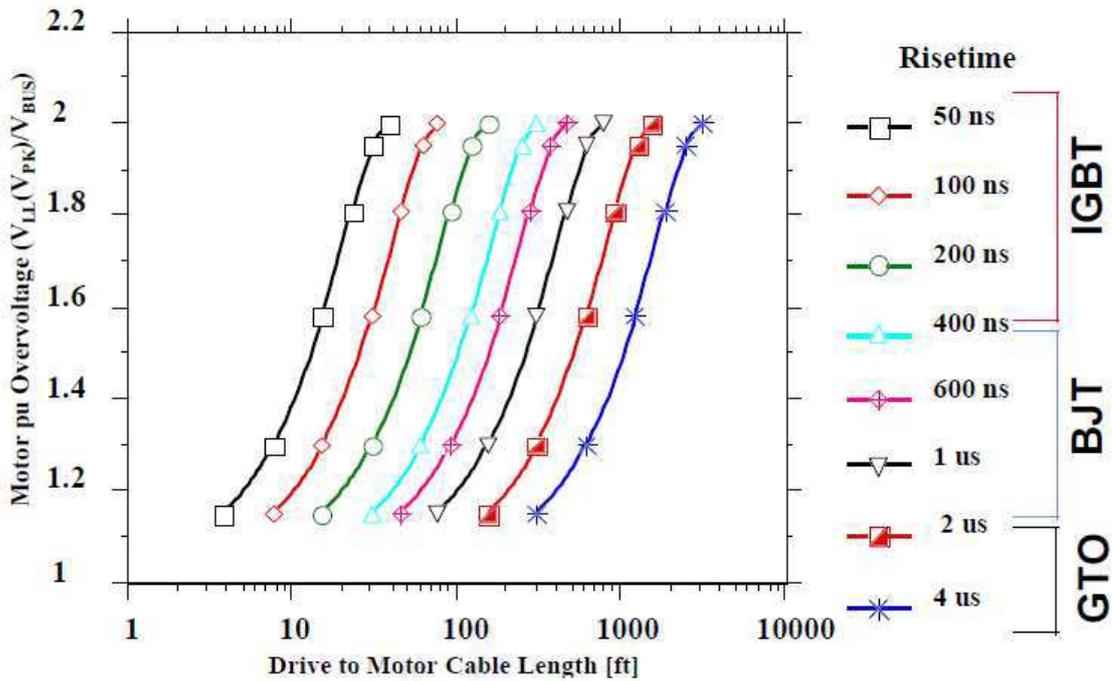


Figura 2.2: Comparação entre sobretensão, comprimento do cabo e tempo de subida das chaves semicondutoras (Figura retirada do artigo [20])

utilizadas na indústria do petróleo. Desta forma haverá possibilidade de visualizar os efeitos dos cabos longos, bem como comparar as estratégias de modulação do conversor, além de analisar o efeito de acordo com o número de níveis.

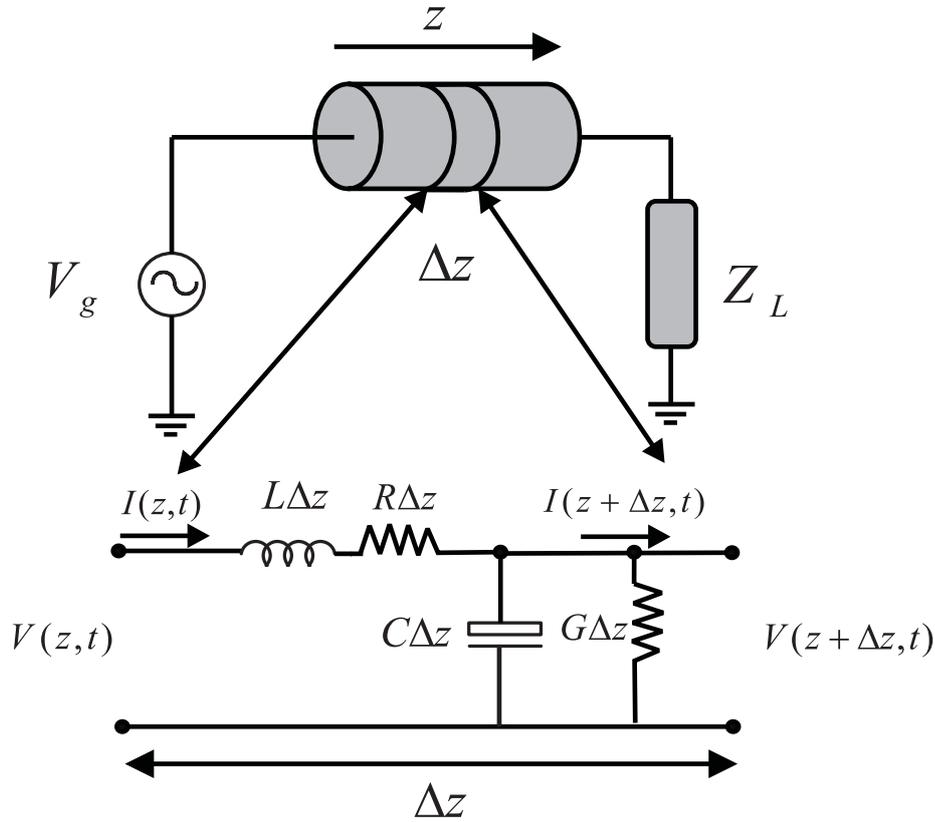
2.2.1 Modelo do Cabo Elétrico

Vários são os modelos apresentados para cabos elétricos [36, 27], todos eles com diversas características particulares de acordo com o interesse desejado. Como o foco do trabalho não é a obtenção de um modelo de cabo elétrico, será utilizado o modelo de linha de transmissão com parâmetros distribuídos, para emular um cabo elétrico submarino.

Cabos são estruturas que guiam energia eletromagnética. Considerando a Figura 2.3 pode-se mostrar uma pequena parte de um cabo que contém uma determinada capacidade C e uma determinada indutância L . Essas grandezas são definidas por comprimento, possibilitando a escolha do tamanho do cabo desejado e consequente determinação do seu modelo. Outras grandezas relevantes são a resistência de perdas do material R e uma condutância de perdas G .

Realizando a análise da malha da Figura 2.3 tem-se a seguinte expressão:

$$V(z, t) = L\Delta z \frac{\partial}{\partial t} I(z, t) + R\Delta z I(z, t) + V(z + \Delta z, t) \quad (2.4)$$


 Figura 2.3: Circuito Equivalente de um trecho infinitesimal Δz .

Desenvolvendo a equação 2.4 e considerando que o $\Delta z \rightarrow 0$, obtêm-se a seguinte equação diferencial:

$$-\frac{\partial}{\partial z}V(z,t) = L\frac{\partial}{\partial t}I(z,t) + RI(z,t) \quad (2.5)$$

Desta forma tem-se a primeira equação diferencial, a mesma tem duas incógnitas (I e V), logo, para determinar os valores das mesmas é necessário obter outra equação, assim analisando o nó do circuito da Figura 2.3 obtêm-se que.

$$I(z,t) = G\Delta zV(z+\Delta z,t) + C\Delta z\frac{\partial}{\partial t}V(z+\Delta z,t) + I(z+\Delta z,t) \quad (2.6)$$

Realizando procedimento semelhante ao feito para a equação 2.4, tem-se a seguinte equação diferencial:

$$-\frac{\partial}{\partial z}I(z,t) = C\frac{\partial}{\partial t}V(z,t) + GV(z,t) \quad (2.7)$$

As equações diferenciais descritas em 2.5 e 2.7 regem o comportamento da linha.

Os parâmetros R , L , C e G são correspondentes a um cabo de 30.7km e 50mm^2 , o qual utiliza o modelo de linha de transmissão com parâmetros distribuídos [37]. Este cabo é utilizado em bacias chinesas e todos os resultados apresentados consideraram estes

parâmetros.

2.3 Indicadores de Desempenho

Dois parâmetros de desempenho são considerados a fim de avaliar os efeitos dos cabos longos. O primeiro deles é o pico de sobretensão que chega ao motor e será calculado da seguinte forma:

$$V_{st} = \left(1 - \frac{V_{max}}{V_{ab}}\right) \cdot 100\% \quad (2.8)$$

onde V_{st} é a porcentagem da sobretensão com relação ao valor de pico da tensão de linha (V_{ab}) e V_{max} é o valor máximo de sobretensão.

O segundo parâmetro a ser considerado é a Distorção Harmônica Total - THD (*Total Harmonic Distortion*) da corrente no motor. A fórmula do THD é apresentada na equação 2.9.

$$THD = \left(\frac{1}{V_1} \cdot \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (V_n)^2}\right) \cdot 100\% \quad (2.9)$$

onde V_1 é a tensão da onda fundamental e V_n é a tensão da harmônica n .

Outro parâmetro que será citado nas análises que se seguem é o chaveamento médio que corresponde ao número de comutações realizadas por período da fundamental, cujo parâmetro tem ligação direta como as perdas no conversor.

A frequência média de chaveamento é calculada baseada no número de pulsos gerado pelo conversor em um período da fundamental. A seguir é apresentada uma relação para o cálculo desta frequência média.

$$f_{media} = n_{pulsos} \cdot f_o \quad (2.10)$$

onde, f_{media} é a frequência média do conversor, n_{pulsos} é o número de pulsos por período e f_o é a frequência da fundamental.

Outro parâmetro que pode ser abstraído da f_{media} é a frequência média por célula e esta por sua vez é definida de acordo com 2.11

$$f_{mediaCelula} = \frac{2 \cdot n_{pulsos} \cdot f_o}{N - 1} \quad (2.11)$$

onde N é o número de níveis.

Na Figura 2.4 são apresentados os pulsos em um período da frequência fundamental. Portanto a contagem de um pulso considera uma borda de subida e uma borda de descida consecutivas e no caso da figura em questão tem-se 5 pulsos completos.

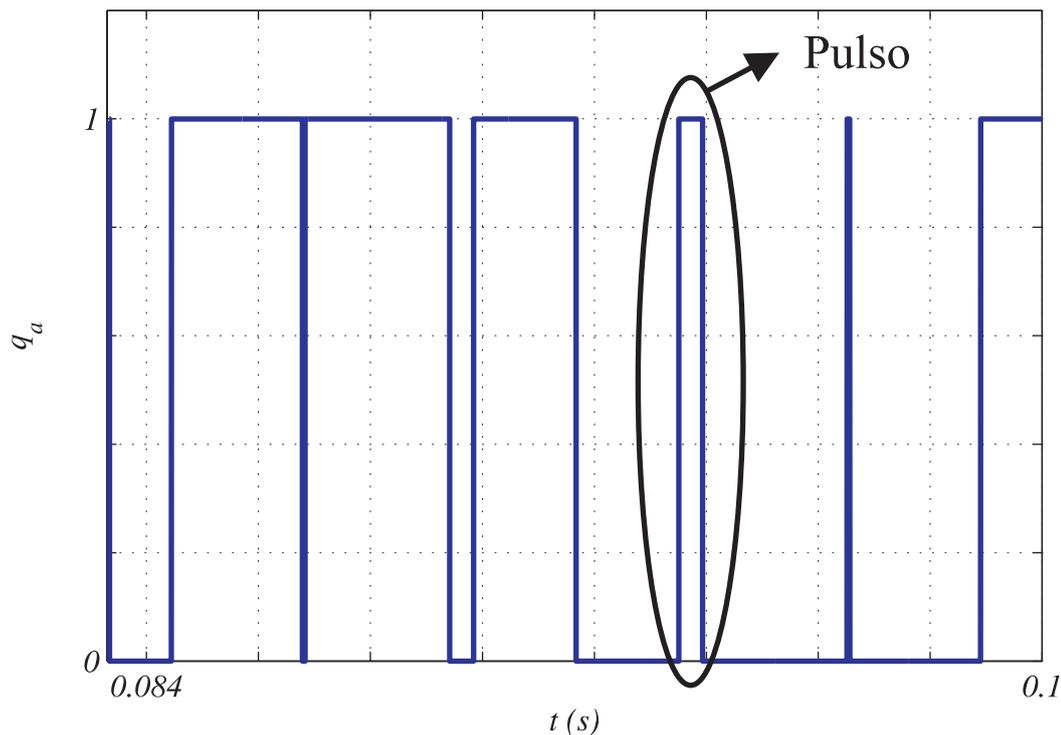


Figura 2.4: Pulsos gerados em um período da frequência fundamental para acionar uma chave no conversor multinível.

2.4 Resultados de Simulação

A fim de avaliar os efeitos dos cabos longos em motores elétricos, inicialmente serão apresentados os resultados de simulações utilizando conversores de diversos níveis avaliando o nível da tensão que chega ao motor.

Ao fazer a análise da Figura 2.5 percebe-se que a medida que o número de níveis do conversor aumenta a sobretensão que chega ao motor diminui. Por exemplo, no conversor de três níveis o pico de tensão chega a 49,9% a mais da tensão de saída do inversor, enquanto que no conversor de 11 níveis este percentual é de 12,46%. Esta diminuição se deve ao fato do conversor multinível ter sua tensão chaveada dividida em vários níveis. Contudo, o aumento de tensão ocorre de forma gradativa, ou seja, em vez do conversor sair da tensão $0V$ para a tensão $3500V$, o mesmo passa por estágios intermediários $700, 1400 \dots 3500V$. Assim a tensão refletida será uma parte do total. Considerando uma reflexão total, tem-se que para um conversor de 3 níveis esta tensão seria de $7000V$ e para um conversor de 11 níveis seria de $3500V + 1400V = 4900V$, pois a tensão que é refletida neste conversor leva em conta apenas o barramento individual de $700V$ e não o total de $3500V$.

Outro ponto crítico com relação ao acionamento com cabos longos é a questão da corrente que tem sua qualidade harmônica prejudicada. A seguir será apresentada a corrente no motor e seu THD (Distorção Harmônica Total) para algumas frequências de

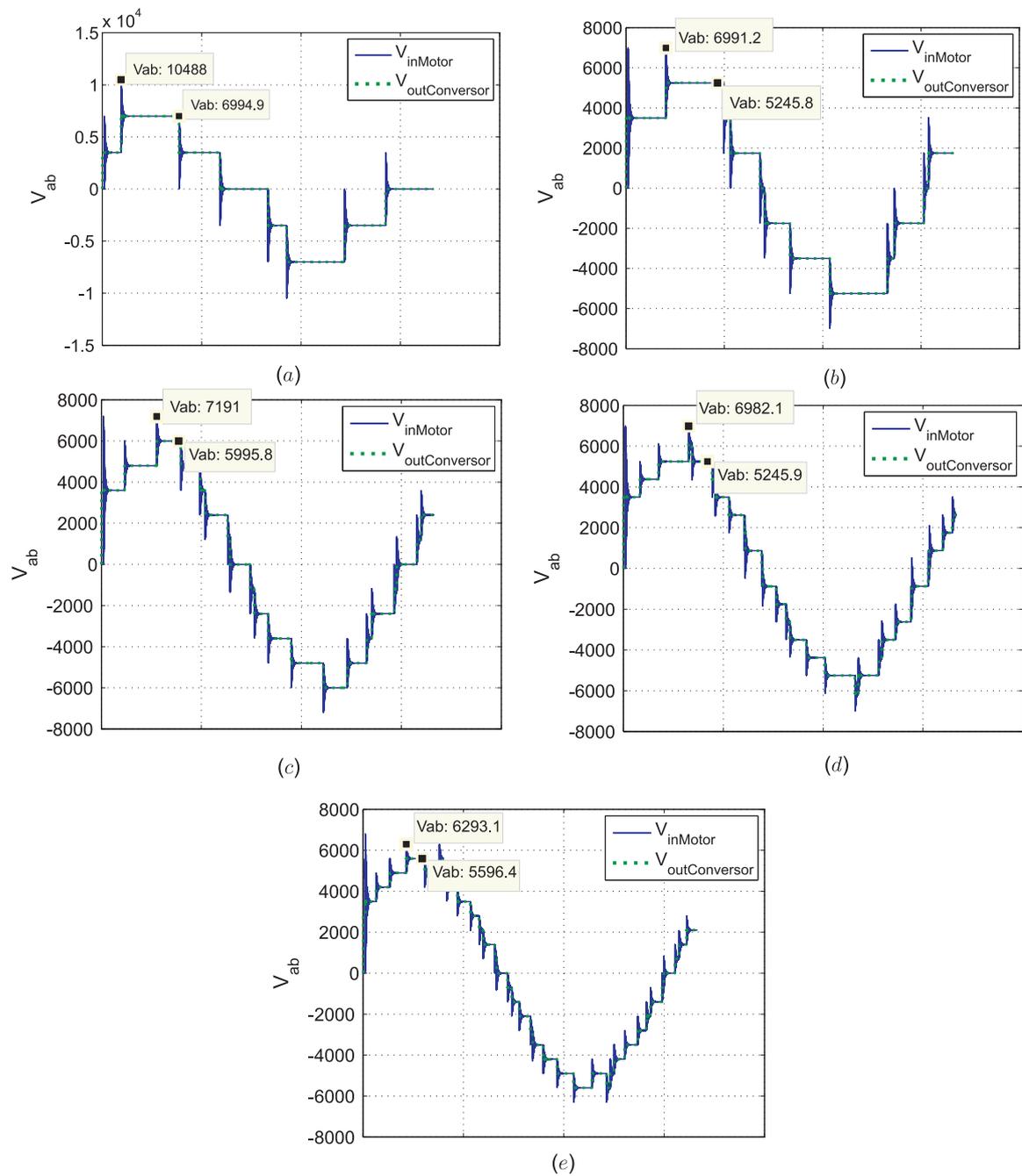


Figura 2.5: Tensão de linha para diversos níveis utilizando o método LS (a) 3 níveis (b) 5 níveis (c) 7 níveis (d) 9 níveis (e) 11 níveis

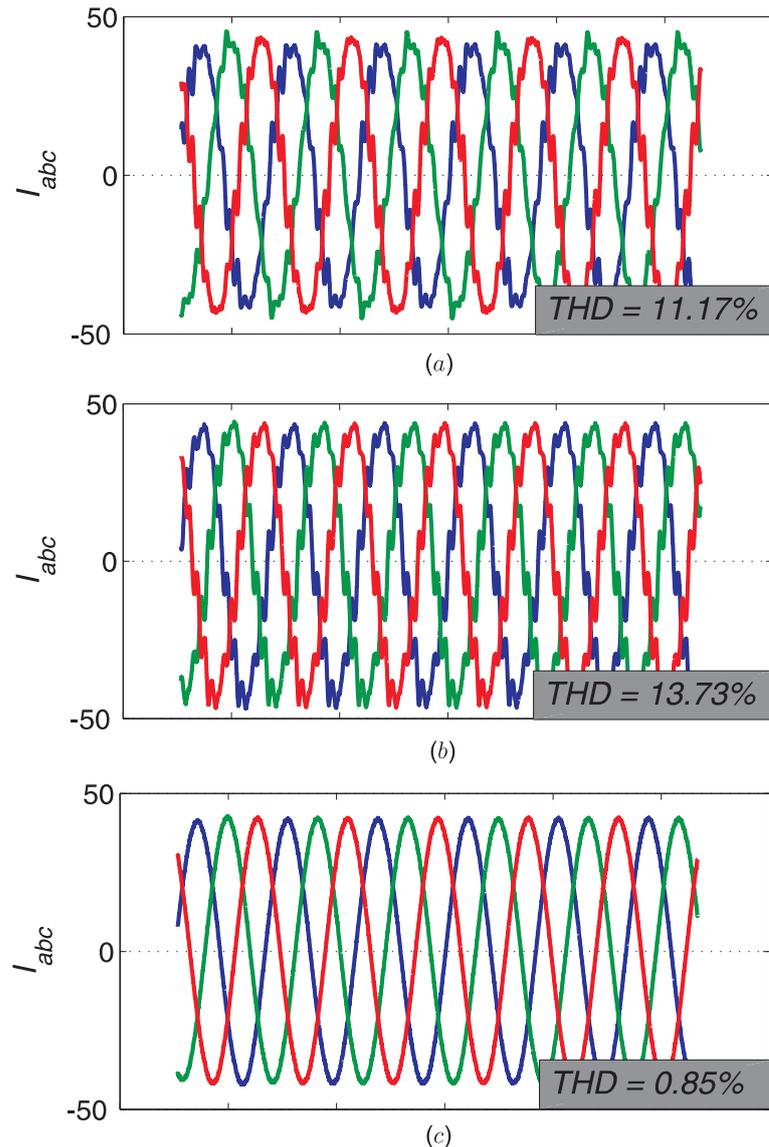


Figura 2.6: Correntes no motor variando a frequência de chaveamento para um conversor de 11 níveis (a) $f_{chaveamento} = 60\text{hz}$ (b) $f_{chaveamento} = 720\text{hz}$ (c) $f_{chaveamento} = 3600\text{hz}$

chaveamento.

Os gráficos da Figura 2.6 mostram que o aumento da frequência de chaveamento conduz a um aumento da qualidade da corrente. Em contrapartida a medida que se aumenta a frequência de chaveamento, os pulsos ficam mais próximos uns dos outros e pode acarretar uma superposição de reflexões, ocasionando sobretensões ainda maiores. Na Figura 2.6 o pico de tensão no caso (a) chega a 6293.1V , enquanto que no caso (c) chega a 7090V .

Após avaliar a relação entre o número de níveis e a frequência de chaveamento, percebe-se que o aumento do primeiro conduz a uma diminuição considerável na sobretensão causada pelo comprimento do cabo, enquanto que o aumento do segundo eleva a sobretensão e ainda assim provoca uma melhora considerável na corrente que flui pelo motor. Logo, estabelecer um critério ótimo, vai depender do motor em questão.

	THD da Corrente(%)	Pico da tensão(%)
LS	0.85	21.96
PS	1.35	20.86
LSr	2.3	23.02
SV	0.75	15.05

Tabela 2.1: Comparação entre estratégias utilizando cabos longos

Todas as análises até aqui descritas levaram em conta a estratégia de modulação LS (*Level Shift*). Esta e as demais estratégias mencionadas serão melhor descritas no capítulo 3. Vale ressaltar o comportamento de outras estratégias, a fim de avaliar se as mesmas podem influenciar nas sobretensões e na qualidade harmônica da corrente.

Com o intuito de realizar uma comparação justa entre todas as estratégias de modulação, será estabelecido como critério para a escolha da frequência de chaveamento a frequência de chaveamento média constante, uma vez que desta forma elas estarão em patamar de igualdade, pois é importante saber que mesmo dois métodos tendo frequências de chaveamento iguais, não necessariamente terão o mesmo número de pulsos por período. Logo, métodos que com frequências baixas (PS) alcançam um elevado número de pulsos por período, em caso de frequência de chaveamento constante, teriam grande vantagem perante as demais. Na sequência, será apresentada uma tabela na qual contém os resultados para os métodos LS, PS (*Phase Shift*), LSr (*Level Shift Rotate*) e SV (*Space Vector*). Em todos eles foi avaliado o THD da corrente no motor e o pico máximo da tensão de linha.

Analisando a Tabela 2.1 percebe-se que o método SV teve melhores resultados, tanto no THD da corrente, como no pico de tensão, onde obteve o menor valor.

2.5 Conclusões

Neste capítulo foi apresentado o fenômeno dos cabos longos associado ao uso de conversores de frequência em sistema de acionamento de motores elétricos e avaliada a utilização do conversor multinível para esta situação. Avaliou-se também as estratégias de modulação aplicadas ao conversor multinível e inseridas neste contexto.

A comparação da tensão de linha na saída do inversor e na entrada do motor, mostrou que de fato o problema pode danificar os enrolamentos do motor. Em contrapartida percebeu-se que o aumento do número de níveis conduz a uma diminuição considerável nas sobretensões e que com o número de níveis correto é possível solucionar o problema dos cabos longos apenas com o conversor.

Observou-se também que o aumento da frequência de chaveamento conduziu a uma melhora significativa na qualidade harmônica da corrente, porém provocou um aumento

nas sobretensões. Outro fator limitante da frequência de chaveamento é a frequência de ressonância do cabo, pois caso esta seja escolhida os resultados poderão ser ainda piores como mostrado em [12].

Por fim, conclui-se que a utilização do conversor multinível, de fato, é a melhor escolha para acionamentos com cabos longos, visto que a estrutura do conversor minimiza o fenômeno.

Capítulo 3

Inversor Multinível em Cascata

3.1 Introdução

O conversor multinível em cascata vem sendo bastante utilizado em aplicações de alta potência e média tensão, principalmente por apresentar características como modularidade e alta tolerância a falha. Neste capítulo serão apresentadas as principais características do conversor multinível em cascata, bem como seu princípio de funcionamento, técnicas de modulação, principais aplicações, além de uma análise comparativa com os demais conversores multiníveis.

3.2 Princípio de Funcionamento

O conversor multinível em cascata é composto por múltiplas unidades de pontes-H monofásicas, conectadas em série, a fim de aumentar a tensão na saída do conjunto. Na Figura 3.1 é apresentado o diagrama simplificado de uma ponte-H monofásica, composta de dois braços, com dois IGBT's em cada braço e de uma fonte de tensão contínua (CC).

O princípio de funcionamento de uma ponte-H consiste no controle das chaves S_1 e S_4 que são complementares, da mesma forma que as chaves S_2 e S_3 . Ou seja, quando a

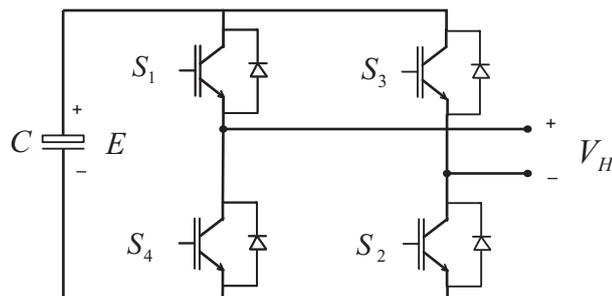


Figura 3.1: Inversor monofásico tipo ponte-H

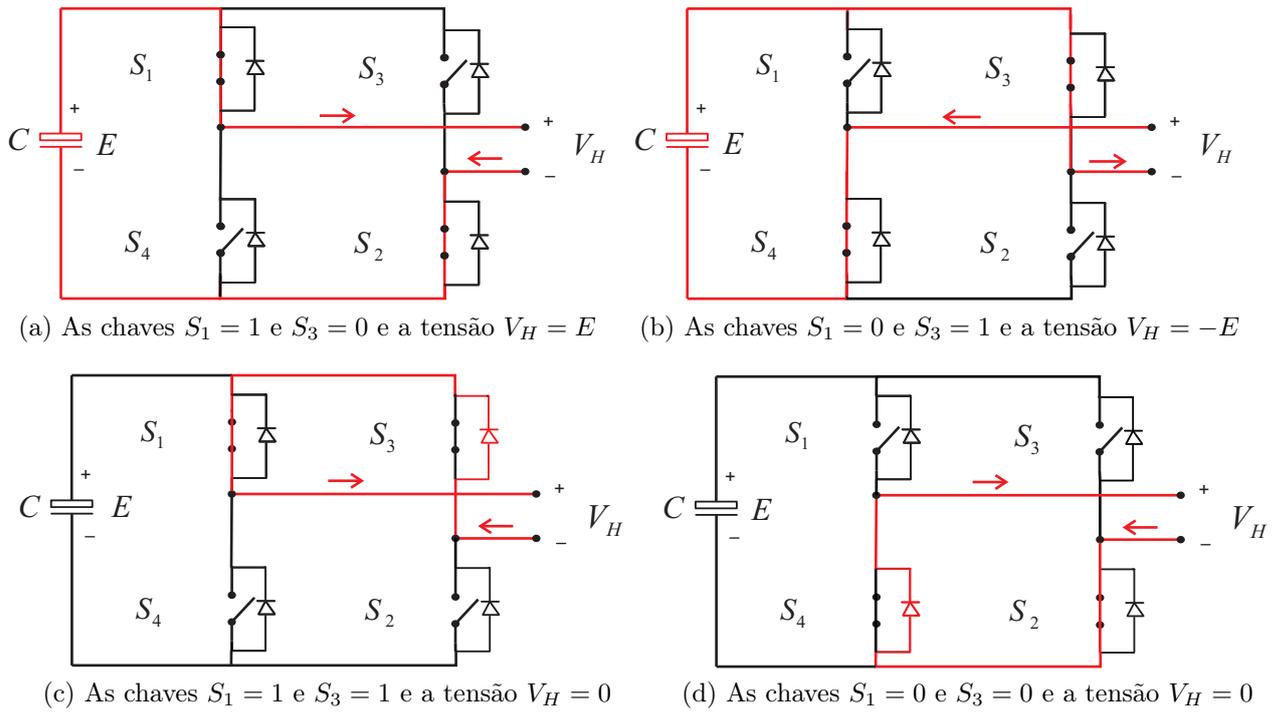


Figura 3.2: Princípio de funcionamento da ponte-H monofásica

chave S_1 estiver conduzindo (nível lógico 1), S_4 estará bloqueada (nível lógico 0). Considerando o barramento com uma tensão E , quando as chaves S_1 e S_2 estiverem conduzindo aparecerá na saída a tensão $V_H = E$ (Figura 3.2a). Quando estas mesmas chaves estiverem bloqueadas, significa que S_3 e S_4 estarão conduzindo e assim surgirá uma tensão $V_H = -E$ (Figura 3.2b) na saída. No caso em que as chaves S_1 e S_3 ou S_2 e S_4 estiverem acionadas ao mesmo tempo, surgirá na saída uma tensão $V_H = 0$ (Figuras 3.2c,3.2d). O esquema de funcionamento é apresentado na Figura 3.2.

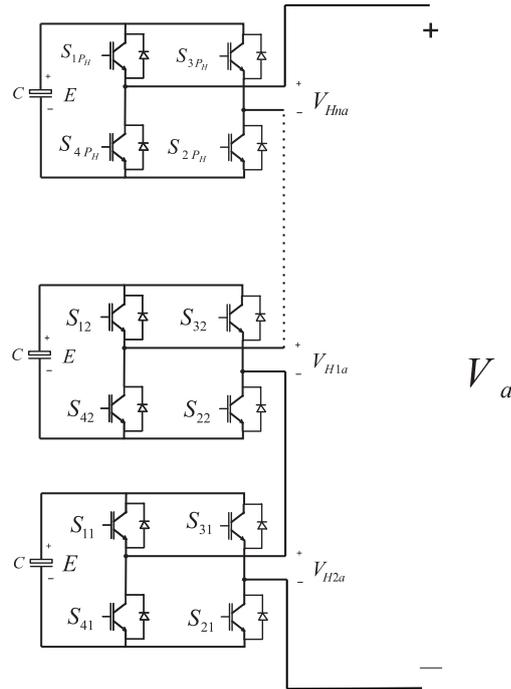
Conhecendo o princípio de funcionamento de uma ponte-H é fácil compreender o funcionamento do inversor multinível em cascata. Logo, considerando o diagrama da Figura 3.3, quando $V_{H1} = V_{H2} = E$ na saída surgirá uma tensão $2E$, da mesma forma quando $V_{H1} = V_{H2} = -E$ surgirá uma tensão $-2E$ na saída. Na equação 3.1 é apresentada esta relação.

$$V_{an} = V_{H1} + V_{H2} + \dots + V_{HP_H} \quad (3.1)$$

onde V_{an} é a tensão de saída do multinível, V_{H1} é a tensão de saída de cada ponte-H e P_H representa o número de pontes-H por fase.

Do inversor multinível em cascata pode-se estabelecer as relações entre número de níveis (N) e a quantidade de pontes-H por fase e o número de chaves (N_c) com o número de níveis.

$$N = 2P_H + 1 \quad (3.2)$$


 Figura 3.3: Inversor multinível em cascata de n níveis

$$N_c = 6(N - 1) \quad (3.3)$$

Considerando o esquema apresentado na Figura 3.3, tem-se um inversor multinível $N = 2 * 2 + 1 \rightarrow N = 5$ com um total de 24 chaves IGBT. Sendo assim, para se ter um maior número de níveis basta que aumente-se a quantidade de pontes-H em série. O inversor da Figura 3.3 é monofásico e para obter a configuração trifásica basta juntar três conjuntos monofásicos, conforme a Figura 3.4.

3.3 Estratégias de Modulação

Os estudos de modulação para conversores multiníveis data de 1983, onde pesquisadores começaram a pensar na possibilidade de utilizar os conversores com um número maior de níveis de tensão [5].

As técnicas de modulação para inversores multiníveis vem sendo muito estudadas [13], visto que são responsáveis pelo controle da frequência e da tensão de saída. Sendo assim, a depender do inversor utilizado e da aplicação em questão, técnicas diferentes são escolhidas. Vários são os fatores que influenciam nessa escolha:

- Menor conteúdo harmônico na saída.
- Possibilidade de menor frequência de chaveamento.

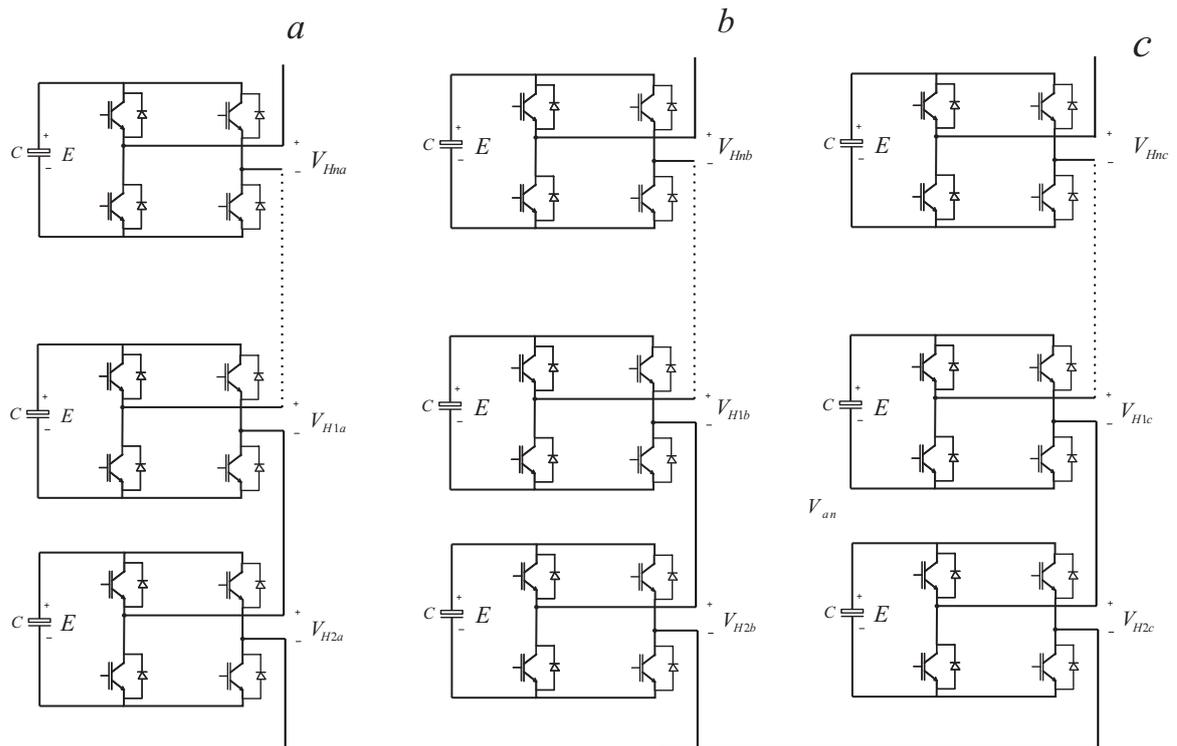


Figura 3.4: Inversor multinível em cascata de n níveis trifásico

- Menor tensão aplicada nos interruptores.
- Menor Interferência Eletromagnética (EMI).
- Melhor controle da tensão do barramento (NPC).
- Operação na região de sobremodulação.

Em [13] as estratégias de modulação podem ser classificadas em dois grandes grupos:

1. Algoritmos no domínio do tempo, onde é gerado um nível de tensão em um período de tempo.

Carrier Based PWM (CB-PWM)

Selective Harmonic Elimination (SHE)

2. Algoritmos no espaço vetorial (*Space Vector*), onde é gerado um vetor de tensão.

Modulação *Space Vector*

3.3.1 Modulação Multiportadora

A modulação multiportadora é dividida em duas categorias: *Phase-shifted* e *Level-Shifted* PWM. Ambas são aplicadas ao conversor em cascata.

3.3.1.1 Phase Shift PWM (PS-PWM)

Esta estratégia é uma extensão das tradicionalmente utilizadas para os conversores de dois níveis. Sendo ela a mais comum para a topologia cascata, por promover uma distribuição igual das potências fornecidas pelas células (ponte-H).

O PS-PWM requer $N - 1$ portadoras triangulares, uma vez que têm amplitudes iguais ($V_p = E$) e são defasadas entre si de acordo com a relação 3.5:

$$\phi_p = \frac{360^\circ}{N - 1} \quad (3.4)$$

Para acionar as chaves realiza-se a comparação das portadoras triangulares com a modulante senoidal. Na Figura 3.5 tem-se o esquema de geração dos sinais de gatilho para um inversor de cinco níveis, onde as portadoras V_{p1} e V_{p2} controlam as chaves S_{11} e S_{12} , respectivamente. Da mesma forma as portadoras $\overline{V_{p1}}$ e $\overline{V_{p2}}$, que estão defasadas de 180° das citadas anteriormente, controlam as chaves S_{31} e S_{32} .

Os Pulsos de gatilho são obtidos através da comparação entre o sinal de referência V_{ref} e as portadoras triangulares $V_{p1}, V_{p2}, \overline{V_{p1}}$ e $\overline{V_{p2}}$. Quando o $V_{ref} > V_{px}$, tem-se que $V_{g1x} = 1$. De forma análoga quando $V_{ref} > \overline{V_{px}}$ tem-se $V_{g3x} = 1$, onde $x = 1, 2$.

3.3.1.2 Level Shift PWM (LS-PWM)

No LS-PWM as portadoras tem a mesma amplitude ($V_p = E$) e são dispostas verticalmente de acordo com a tensão de referência V_{ref} , como na Figura 3.6.

Para a geração dos sinais de gatilho visualizados na Figura 3.6, as portadoras V_{p1} e V_{p2} controlam as chaves S_{11} e S_{12} e as portadoras $\overline{V_{p1}}$ e $\overline{V_{p2}}$ controlam as chaves S_{31} e S_{32} .

Esta estratégia tem algumas variações nas fases das portadoras e o método apresentado na Figura 3.6 é conhecido com *Phase-Disposition* PWM (PD-PWM). Existe uma variação na qual as portadoras do semiciclo positivo estão defasadas de 180° das portadoras do semiciclo negativo, sendo conhecida como *Phase Oposition Disposition* PWM (POD-PWM) conforme apresentada na Figura 3.7a. A outra variação consiste em que todas as portadoras estão defasadas de 180° uma da outra, conhecida como *Alternative Phase Opposite Disposition* PWM (APOD-PWM), de acordo com Figura 3.7b [6], [19].

A utilização dos métodos do tipo LS-PWM na topologia cascata geram um desbalanceamento nas potências fornecidas pelas células (Ponte-H). Em [2] é proposta uma modificação no LS-PWM de modo que as potências sejam igualmente distribuídas pelas células.

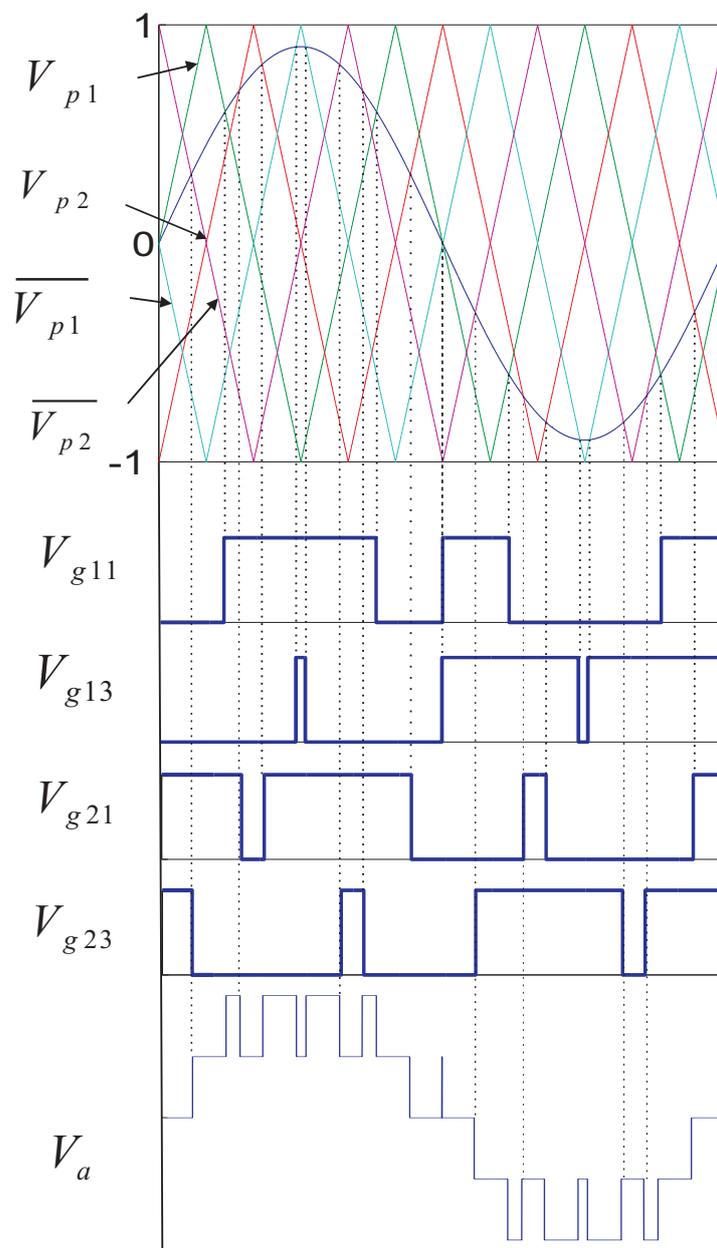


Figura 3.5: Pulso de chaveamento para método PS-PWM com $f_{cr} = 180\text{hz}$, $f = 60\text{hz}$

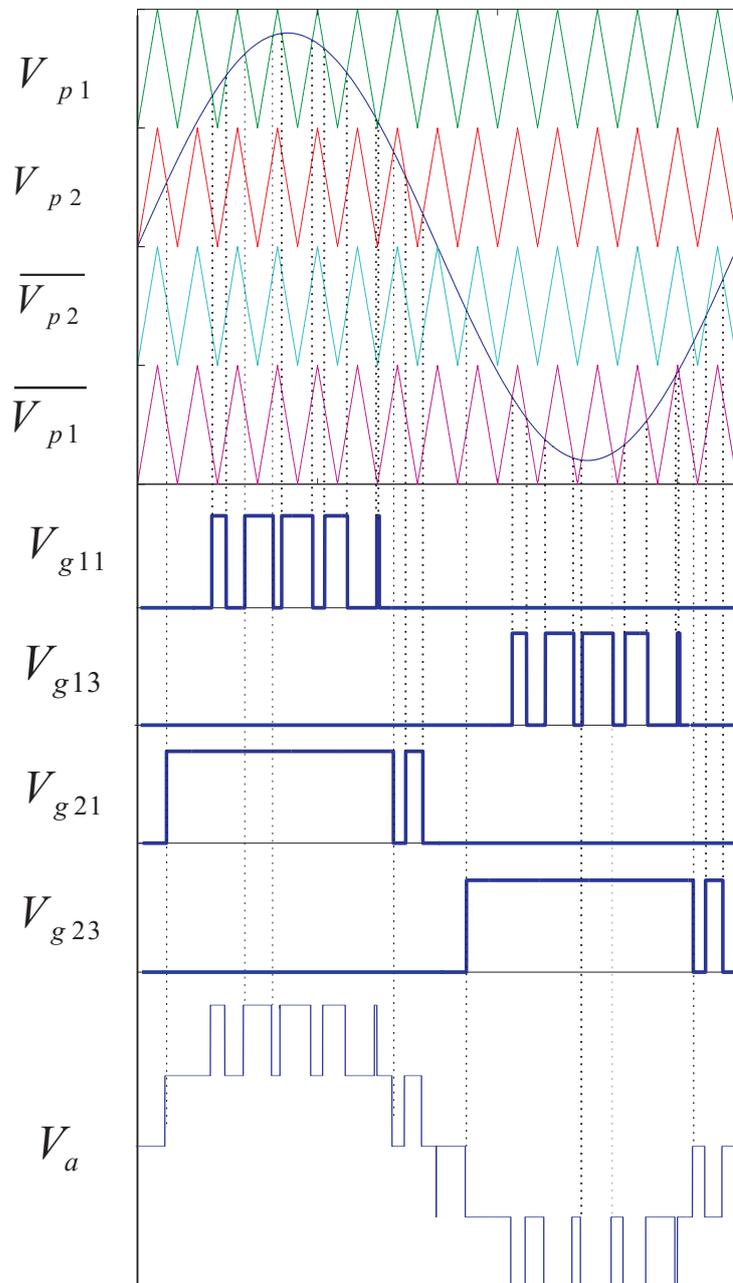


Figura 3.6: Pulso de chaveamento para método LS-PWM com $f_{cr} = 900\text{hz}$, $f = 60\text{hz}$

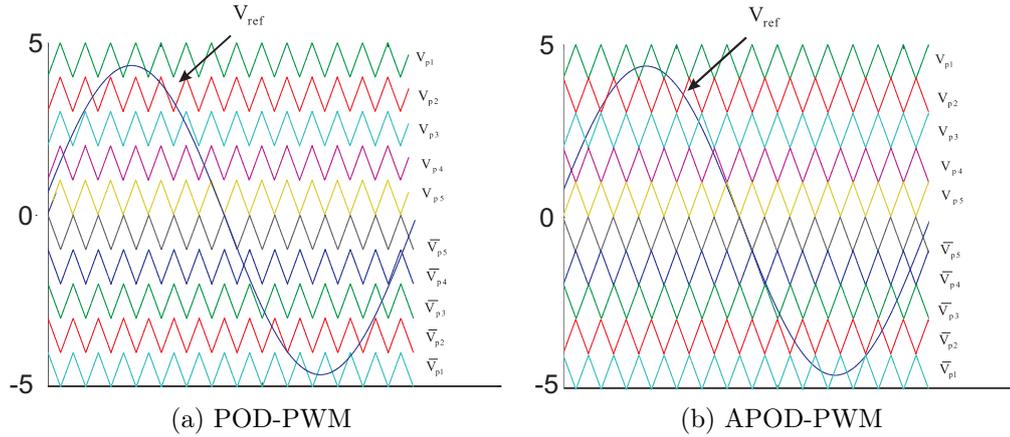


Figura 3.7: Variações do LS-PWM

3.3.1.3 *Seletive Harmonic Elimination (SHE)*

O método da eliminação seletiva de harmônicos consiste na eliminação de alguns harmônicos da tensão de saída do conversor. O elevado número de chaves semicondutoras em conversores multiníveis, torna o método uma alternativa bastante interessante, pois o mesmo tem como frequência de chaveamento a própria frequência da fundamental utilizada, o que diminui bastante as perdas nas chaves [16].

Este método tem o inconveniente de ter equações bastante complexas, dificultando sua implementação em sistemas com malha-fechada, já que na maioria das vezes os ângulos são calculados e armazenados em tabelas para a execução do PWM do conversor. Assim sendo, o principal desafio para este método seria conseguir soluções que tivessem simplicidade e menor esforço computacional.

O SHE consiste na resolução de um sistema de equações não-lineares e na literatura vários são os algoritmos propostos ([10, 28, 35]).

O algoritmo é baseado na série de Fourier da tensão de fase:

$$v_{an}(wt) = \sum \frac{4E}{k\pi} (\cos(k\alpha_1) + \cos(k\alpha_2) + \dots + \cos(k\alpha_s)) \sin(k\alpha_s) \quad (3.5)$$

onde s é o número de pontes-H conectadas em série, v_{an} é a tensão de fase do conversor, α são os ângulos de disparo de cada ponte e k é o harmônico em questão. O número de pontes-H em série define a quantidade máxima de harmônicos que podem ser eliminados. Costuma-se eliminar $s - 1$ harmônicos e com o grau de liberdade restante ajusta-se o valor de pico da tensão de saída. Da equação 3.5, pode-se retirar a expressão da componente fundamental da tensão em função dos ângulos de chaveamento

$$\frac{4E}{\pi} (\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \dots + \cos(\alpha_s)) = V_1 \quad (3.6)$$

Sabendo que a relação entre a fundamental e o valor máximo possível de ser obtido

é dado pelo índice de modulação (m_a), pode-se calcular o mesmo com a seguinte relação.

$$m_a = \frac{\pi V_1}{4sE} \quad (3.7)$$

Sendo assim, considerando um inversor multinível com 11 níveis, pode-se escolher eliminar $5^\circ, 7^\circ, 11^\circ$ e 13° harmônicos e ajustar a tensão de saída para um valor desejado de acordo com o índice de modulação. A escolha desses harmônicos se justifica, porque em sistemas trifásicos os harmônicos triplos são cancelados automaticamente na tensão de linha. A seguir tem-se o sistema formado para a determinação dos ângulos de chaveamento.

$$\begin{aligned} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \dots + \cos(\alpha_5) &= 5m_a \\ \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) + \dots + \cos(5\alpha_5) &= 0 \\ \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) + \dots + \cos(7\alpha_5) &= 0 \\ \cos(11\alpha_1) + \cos(11\alpha_2) + \dots + \cos(11\alpha_5) &= 0 \\ \cos(13\alpha_1) + \cos(13\alpha_2) + \dots + \cos(13\alpha_5) &= 0 \end{aligned} \quad (3.8)$$

Pode-se simplificar a equação 3.8 para $F(\alpha) = B(m_a)$. Assim para a resolução do sistema da equação 3.8 utiliza-se o método de Newton-Raphson que segue o seguinte algoritmo:

1. Escolher valores iniciais aleatórios, tais como $0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \alpha_3 \leq \alpha_4 \leq \alpha_5 \leq \frac{\pi}{2}(\alpha_0)$.
2. Definir $m_a = 0$.
3. Calcular $F(\alpha), B(m_a)$ e o jacobiano $J(\alpha_0)$.
4. Calcular $\Delta\alpha = J^{-1}(\alpha_0)(B(m_a) - F(\alpha_0))$
5. Atualizar o ângulo de chaveamento $\alpha(k+1) = \alpha(k) + \Delta\alpha$
6. Ajusta $\alpha(k+1) = \cos^{-1}(|\cos(\alpha(k+1))|)$ para permanecer dentro da faixa operacional.
7. Repetir os passos 3 á 6 o número de vezes ate atender a especificação de erro mínimo.

Pode-se após este passos variar o valor do índice de modulação para saber em quais faixas o sistema é operacional. Na Figura 3.8 é apresentada um esquema da aplicação dos ângulos calculados.

3.3.2 Modulação *Space Vector*

A modulação *space vector* consiste na escolha dos vetores mais próximos a referência dentro do espaço de estados, o qual contém todas as possibilidades de chaveamento. Vários

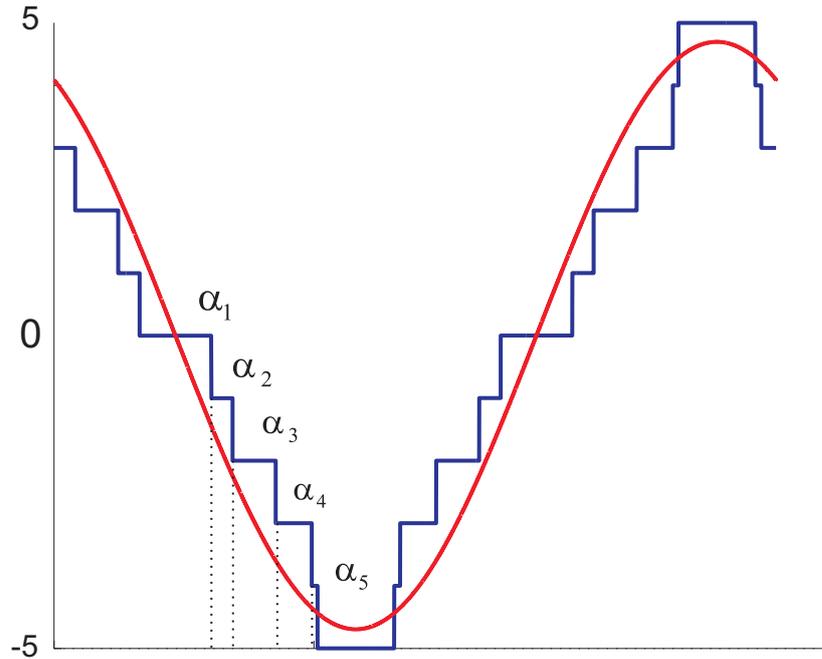


Figura 3.8: Sequência de pulso para o método de SHE

são os algoritmos propostos para conversores multiníveis, em geral, a maioria para um número de níveis específico [13]. A medida que o número de níveis aumenta a complexidade da estratégia *space vector* também aumenta. Por essa razão, várias estratégias foram propostas [26, 9, 31, 7] com o intuito de facilitar a sua implementação. A estratégia aqui abordada é proposta em [7] e será descrita a seguir.

Esta estratégia de modulação é uma modificação da estratégia apresentada em [9], cuja diferença básica é que em [7] ele realiza a mesma modulação com um passo a menos, sem realizar a transformação de coordenadas, apenas fazendo uma normalização.

- **Determinação dos vetores**

Analisando a Figura 3.9 tem-se as formas de onda geradas através da transformação de coordenadas em [9], é possível estabelecer uma relação entre as tensões de linha de referência e as tensões geradas após a transformação.

Com esta análise é possível eliminar transformação e realizar apenas uma normalização das tensões de linha por V_{dc} .

$$\begin{aligned} V_{ab}^* &= \frac{V_{ab}}{V_{dc}} \\ V_{bc}^* &= \frac{V_{bc}}{V_{dc}} \\ V_{ca}^* &= \frac{V_{ca}}{V_{dc}} \end{aligned} \quad (3.9)$$

onde: $V_{dc} = (\text{barramento CC}) / (\text{número de níveis} - 1)$.

- **Detecção dos três vetores mais próximos**

Tendo em vista que os vetores possuem apenas números inteiros como coordenadas, os

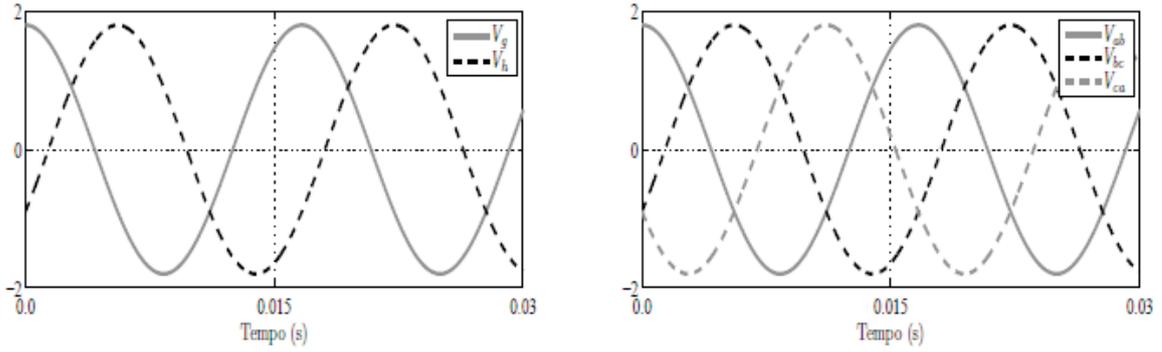


Figura 3.9: Comparação entre referências (a) Referência após a transformação (b) Referências das tensões de linha normalizadas[7]

quatro vetores podem ser obtidos através da combinação de valores inteiros arredondados para cima e para baixo, partindo dos vetores de referência, determinados na equação 3.9.

$$\begin{aligned} \vec{V}_{ul} &= \begin{bmatrix} \uparrow V_{ab}^* \\ \downarrow V_{bc}^* \end{bmatrix} & \vec{V}_{lu} &= \begin{bmatrix} \downarrow V_{ab}^* \\ \uparrow V_{bc}^* \end{bmatrix} \\ \vec{V}_{uu} &= \begin{bmatrix} \uparrow V_{ab}^* \\ \uparrow V_{bc}^* \end{bmatrix} & \vec{V}_u &= \begin{bmatrix} \downarrow V_{ab}^* \\ \downarrow V_{bc}^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.10)$$

Os vetores \vec{V}_{ul} e \vec{V}_{lu} são dois dos três vetores mais próximos. O terceiro pode ser um dos dois restantes, determinado através da seguinte relação:

$$V_{ab}^* + V_{bc}^* - (V_{ul}(1) + V_{ul}(2)) > 0 \quad (3.11)$$

Se o sinal for positivo, o terceiro vetor vai ser \vec{V}_{uu} , caso contrario \vec{V}_u .

• Cálculo dos *Duty Cycles*

Após a identificação dos três vetores mais próximos deve-se resolver o sistema da equação a fim de se determinar os *duty cycles*

$$\begin{cases} \vec{V}_{ref} = d_1 \cdot \vec{V}_1 + d_2 \cdot \vec{V}_2 + d_3 \cdot \vec{V}_3 \\ d_1 + d_2 + d_3 = 1 \end{cases} \quad (3.12)$$

onde $\vec{V}_{ref} = \begin{bmatrix} V_{ab}^* \\ V_{bc}^* \end{bmatrix}$, $V_1 = \vec{V}_{ul}$, $V_2 = \vec{V}_{lu}$, $V_3 = \vec{V}_{uu}$.

• Seleção dos Estados de Chaveamento

O último passo requer a transformação do sistema de duas dimensões, utilizado para facilitar os cálculos, para o sistema de três dimensões, necessário para aplicação dos vetores. Considerando os vetores de duas dimensões nas coordenadas $\{\vec{x}, \vec{y}\}$, correspondentes a \vec{V}_{ref} , tem-se que os vetores de três dimensões serão dados por:

$$\begin{bmatrix} k \\ k - x \\ k - x - y \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

onde $k, k - x, k - x - y \in [0, N - 1]$.

A seleção dos melhores estados de chaveamento começa eliminando os estados inválidos, em seguida define-se um objetivo para a estratégia, que vai desde balancear os capacitores do barramento, no caso da estrutura NPC, a compensar a tensão de modo comum ou mesmo melhorar a qualidade harmônica. Para este trabalho foi escolhido o último objetivo.

3.3.3 Outras Estratégia de Modulação

Existem ainda outras estratégias que não se encaixam em nenhuma das categorias supracitadas. Entre elas destaca-se *Digital Method Modulation* (DMM) proposta em [11], que consiste numa implementação digital dos *duty cycles*.

Outro método que é aplicado a elevado número de níveis é o *Space vector Control* (SVC) no qual é selecionado um vetor de uma tabela. Este possui baixa distorção harmônica e a frequência de chaveamento é a da fundamental [30].

Uma versão no domínio do tempo do SVC é chamado de *Nearest Level Control* (NLC) porque ao invés de escolher o vetor mais próximo, escolhe-se o nível de tensão mais próxima. Este, por sua vez, também é aplicado a conversores com elevado número de níveis [15].

3.4 Indicadores de Desempenho

As tensões geradas por conversores de frequência tem em sua composição componentes harmônicas, que através da análise é possível avaliar a qualidade de cada estratégia. Esta qualidade é avaliada pela Distorção Harmônica Total - THD (*Total Harmonic Distortion*) que possui uma relação direta com a impedância da carga.

A fim de eliminar a influência da carga pode-se utilizar o WTHD (*Weighted Total Harmonic Distortion*), este é um fator ponderado que leva em consideração o peso de cada componente harmônica. Neste caso, quanto mais próximo a fundamental maior será a influência da harmônica. A seguir são apresentadas as fórmulas do THD e o WTHD:

$$WTHD = \left(\frac{1}{V_1} \cdot \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n}\right)^2} \right) \cdot 100\% \quad (3.14)$$

onde V_1 é a tensão da onda fundamental e V_n é a tensão da harmônica n .

Além da análise da qualidade harmônica será avaliada também as perdas no conversor, cujas os valores foram calculadas com base no estudo desenvolvido em [8], no qual são calculadas as perdas para um braço do conversor.

A estimação de perdas desenvolvida neste trabalho consiste no modelo obtido experimentalmente, através das perdas instantâneas das chaves semicondutoras. A partir de um modelo de regressão, utilizado para ajustar pontos discretos, foram determinados os modelos simplificados das perdas de condução e das perdas de chaveamento descritos a seguir

$$P_{cd} = a(T_j)^b i_{cl} + c(T_j)^d (i_{cl})^2 + c(T_j)^f (i_{cl})^3 \quad (3.15)$$

$$P_{ch} = \frac{1}{\Delta t} [a(v_c)^b (T_j)^c + d(v_c)^e (T_j)^f i_{cl} + g(v_c)^h (T_j)^2 (i_{cl})^2] \quad (3.16)$$

onde P_{cd} é a perda de condução, P_{ch} é a perda por chaveamento, T_j é a temperatura de junção, a , b , c , d , e , f , g , h e i são parâmetros do modelo e i_{cl} é a corrente instantânea do coletor e v_c é a tensão do barramento CC.

3.5 Análise Harmônica das Estratégias

Boa parte das técnicas de modulação aplicadas ao CHB tem objetivos bem definidos, tais como diminuir o número de comutações (SV), facilitar a implementação (PS-PWM) e reduzir a frequência de chaveamento (SHE). Em geral todos as técnicas de PWM sempre utilizam m_f fixo, não existindo nenhuma relação com o número de níveis.

Em [22] são apresentadas algumas premissas para a escolha do índice de modulação em frequência. A fim de evitar problemas causados por essa escolha, entre elas, o valor escolhido deve ser inteiro, de modo a evitar sub-harmônicas na fundamental, outro seria que o valor deve-se ser ímpar de modo a evitar as harmônicas pares. Estas duas premissas serão utilizadas nas análises.

Em geral as harmônicas na tensão de saída de um inversor aparecem em bandas, centradas em torno de m_f , a depender da estratégia de modulação utilizada, pois algumas delas têm duas frequências de chaveamento, uma real definida para o hardware e outra virtual, definida de acordo com a característica do PWM, sera melhor explicado no tópico que se segue.

A seguir será apresentado o comportamento harmônico das estratégias aqui utilizadas, considerando a variação no número de níveis.

Nº de Níveis	Harmônica Principal
2	$m_f \pm 1$
3	$2m_f \pm 1$
5	$4m_f \pm 1$
7	$6m_f \pm 1$
9	$8m_f \pm 1$
11	$10m_f \pm 1$
N	$(N - 1)m_f \pm 1$

Tabela 3.1: Relação entre número de níveis e harmônica principal utilizando PS-PWM

3.5.1 PS-PWM

O PS-PWM é uma das estratégias que tem duas frequências de chaveamento, uma determinada para o hardware e a outra ocorre devido a composição do PWM. Analisando a Figura 3.10 percebe-se que a harmônica de maior relevância não está em torno de m_f , a mesma está em torno de 12, 24 e 36 para 3, 5 e 7 níveis, respectivamente. Desta forma percebe-se que PS-PWM tem uma frequência virtual que depende do número de níveis do conversor, logo, para n níveis a harmônica principal pode ser determinada de acordo com a Tabela 3.1.

Partindo da Tabela 3.1 pode-se abstrair a frequência de chaveamento virtual do conversor quando se utiliza o PS-PWM.

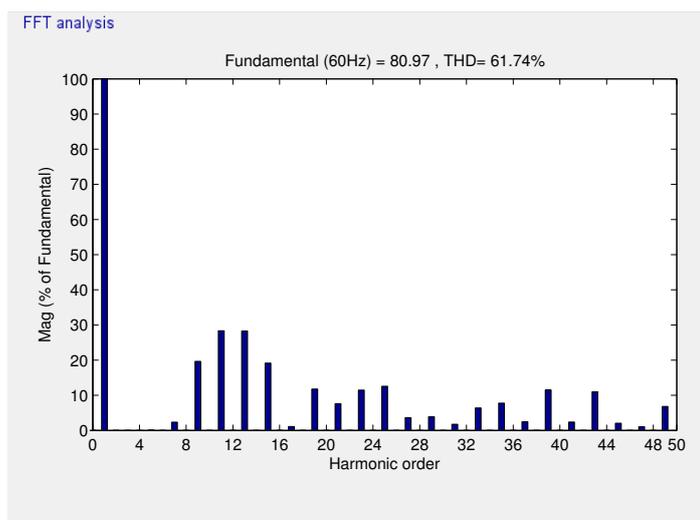
$$f_{virtual} = (N - 1)f_{chav} \quad (3.17)$$

De posse da relação apresentada na equação 3.17 é possível dizer que quanto maior o número de níveis do conversor, menor poderá ser a frequência de chaveamento, visto que a frequência virtual será cada vez maior.

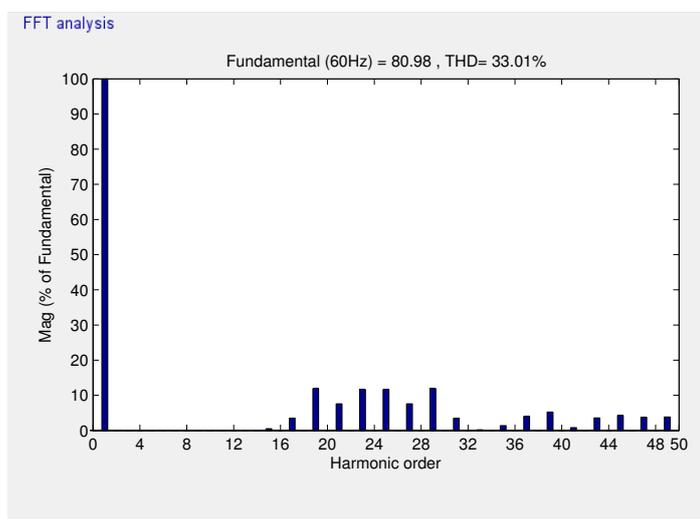
3.5.2 LS-PWM e LSr-PWM

As harmônicas do LS-PWM ficam centradas em torno do índice de modulação em frequência. Neste caso, é necessária uma frequência de chaveamento maior para afastar a harmônica principal da fundamental, se comparado ao PS-PWM. Tendo vista que o LSr-PWM é uma modificação do LS-PWM, para balancear as potências fornecidas pelas células a característica harmônica destes dois métodos é idêntica.

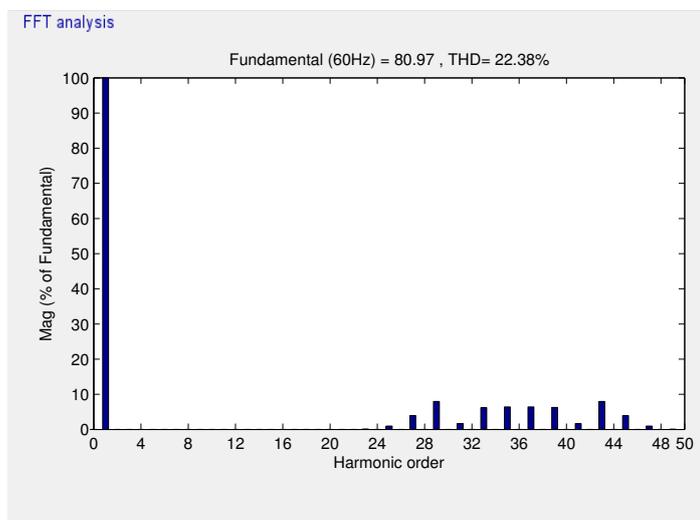
Na Figura 3.11 percebe-se que a medida que o número de níveis aumenta, mantendo-se a frequência de chaveamento constante, a harmônica principal se mantém a mesma, apenas sua relevância, face a fundamental, tende a diminuir.



(a)

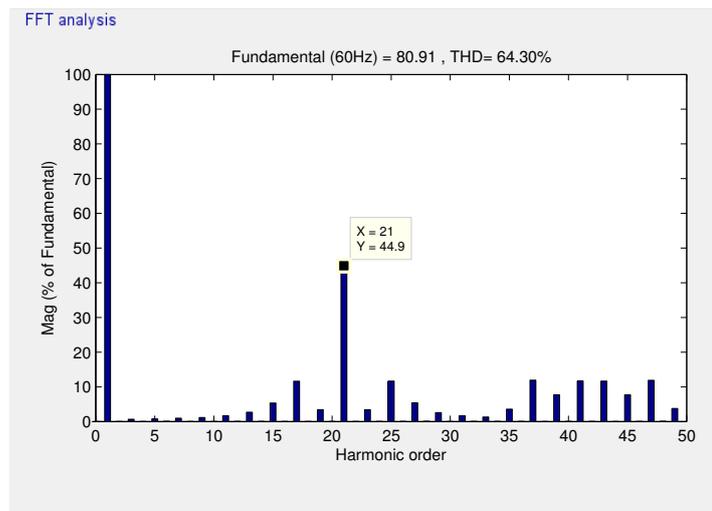


(b)

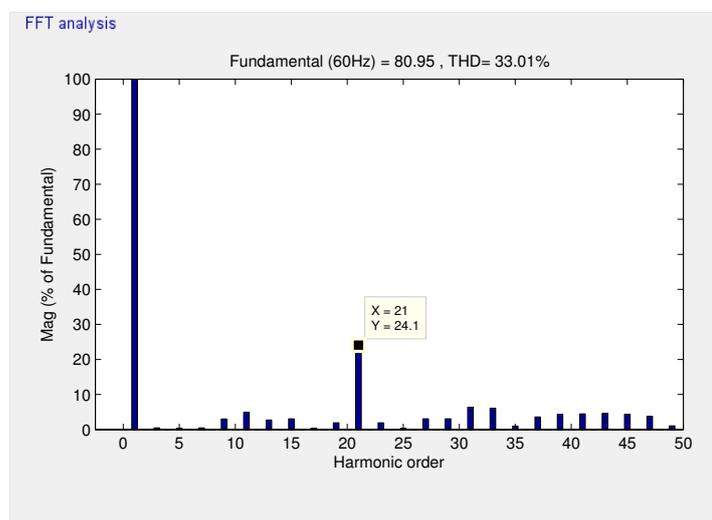


(c)

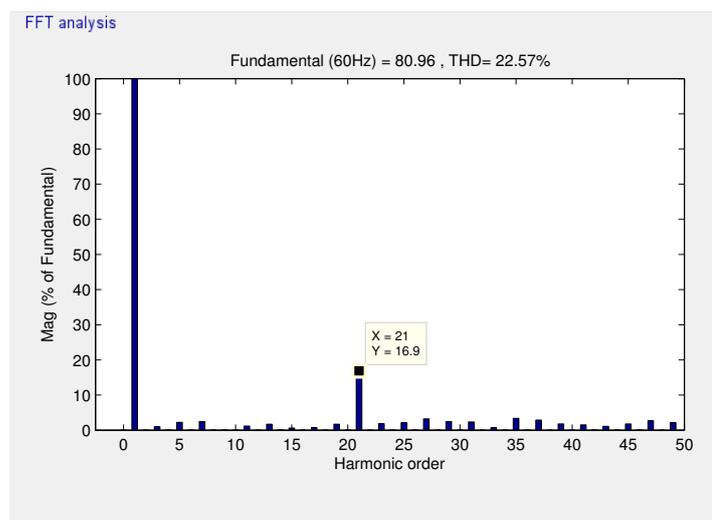
Figura 3.10: FFT variando o número de níveis com PS-PWM (a) 3 (b) 5 (c) 7



(a)



(b)



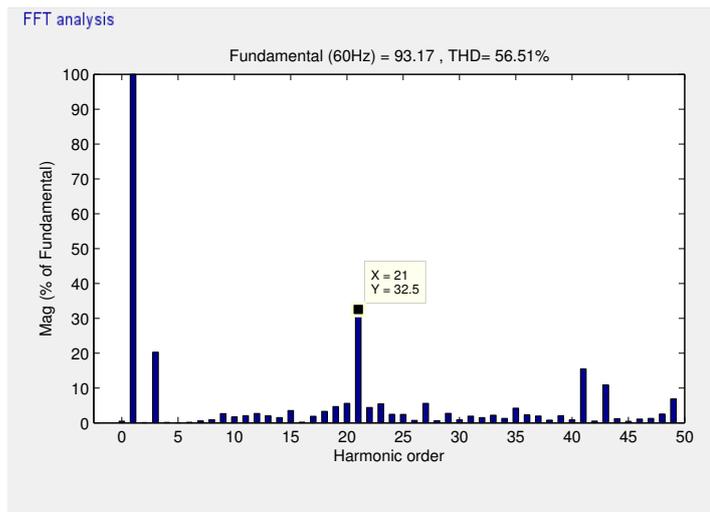
(c)

Figura 3.11: FFT variando o número de níveis com LS-PWM ou LSr-PWM (a) 3 (b) 5 (c) 7

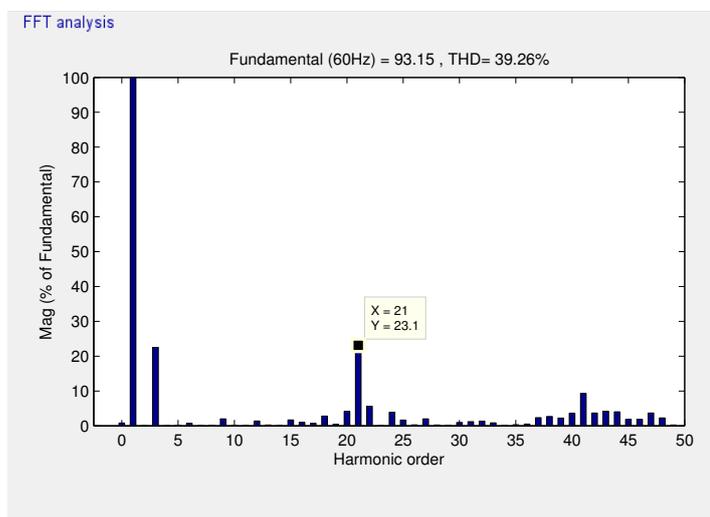
3.5.3 SV-PWM

O SV-PWM utilizado visa o menor THD possível para a tensão de linha, portanto, a característica harmônica da tensão de polo deve ser incomum, entretanto espera-se que as harmônicas estejam centralizadas em torno de m_f .

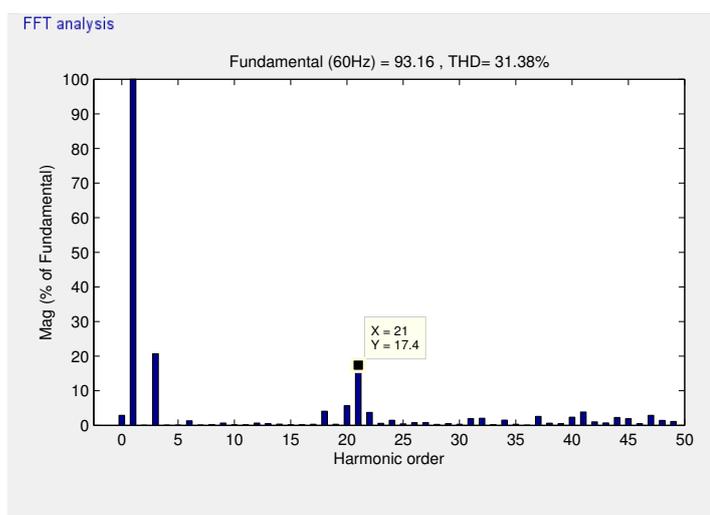
Na Figura 3.12 o PWM contém uma injeção de terceiro harmônico relevante face as demais. O efeito do aumento do número de níveis é o mesmo, o que implica na diminuição da relevância da harmônica principal em relação a fundamental.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.12: FFT variando o número de níveis com SV-PWM (a) 3 (b) 5 (c) 7

3.6 Resultados de Simulação

Após apresentar a teoria referente ao conversor multinível em cascata, será realizada uma análise de desempenho de algumas das estratégias, com a finalidade de mostrar o comportamento das mesmas, face a variação do número de níveis e da frequência de chaveamento, além das perdas nas chaves semicondutoras.

Os resultados foram obtidos com a ajuda do software Matlab/*Simulink*. Neste foi simulado um inversor em cascata trifásico de 11 níveis conectado a uma carga RL, onde $R = 50\Omega$ e $L = 7mH$, com as estratégias PS, LS, LSr e SV.

3.6.1 Análise de Desempenho

Inicialmente serão apresentados os resultados referentes a variação do número de níveis, o qual terá variação de 3 a 7, as tensões de linha e as correntes das estratégias anteriormente citadas.

Ao se analisar a Figura 3.13 percebe-se que o aumento no número de níveis conduz a uma aumento nos níveis da tensão de linha e na qualidade da corrente, fato este que foi verificado na análise harmônica das estratégias e aplicado as demais. Outra análise interessante é avaliar o comportamento das estratégias diante da variação na frequência de chaveamento.

Observa-se na Figura 3.14 que o aumento da frequência de chaveamento influencia na melhora da qualidade da corrente, porém de forma menos significativa se comparada ao aumento do número de níveis. Com o objetivo de comparar as estratégias será calculado o WTHD da tensão de linha para todas elas.

Níveis	WTHD(%)								
	3			5			7		
$f_{chav}(Hz)$	720	1260	2160	720	1260	2160	720	1260	2160
PS	2.3755	1.3695	0.7914	2.3795	1.101	0.6090	1.82	0.6631	0.3507
LS	2.6867	1.1926	0.6839	3.0330	0.6295	0.3909	1.6541	0.5922	0.3708
LSr	2.6867	1.1926	0.6839	3.0330	0.6295	0.3909	1.6541	0.5922	0.3708
SV	1.2675	0.9212	0.5063	1.1522	0.5153	0.2480	1.0781	0.4309	0.1434

Tabela 3.2: WTHD da tensão de linha variando-se níveis e frequência de chaveamento

Na Tabela 3.2 tem-se que em geral as estratégias com o aumento do número de níveis e da frequência de chaveamento leva a um WTHD melhor. Deve-se lembrar que na estratégia PS a frequência de chaveamento considerada foi a frequência virtual e não a frequência de chaveamento do hardware, que por sua vez, é menor do que a virtual. Desta forma, a estratégia SV levou vantagem em todas as situações, o que era esperado, tendo

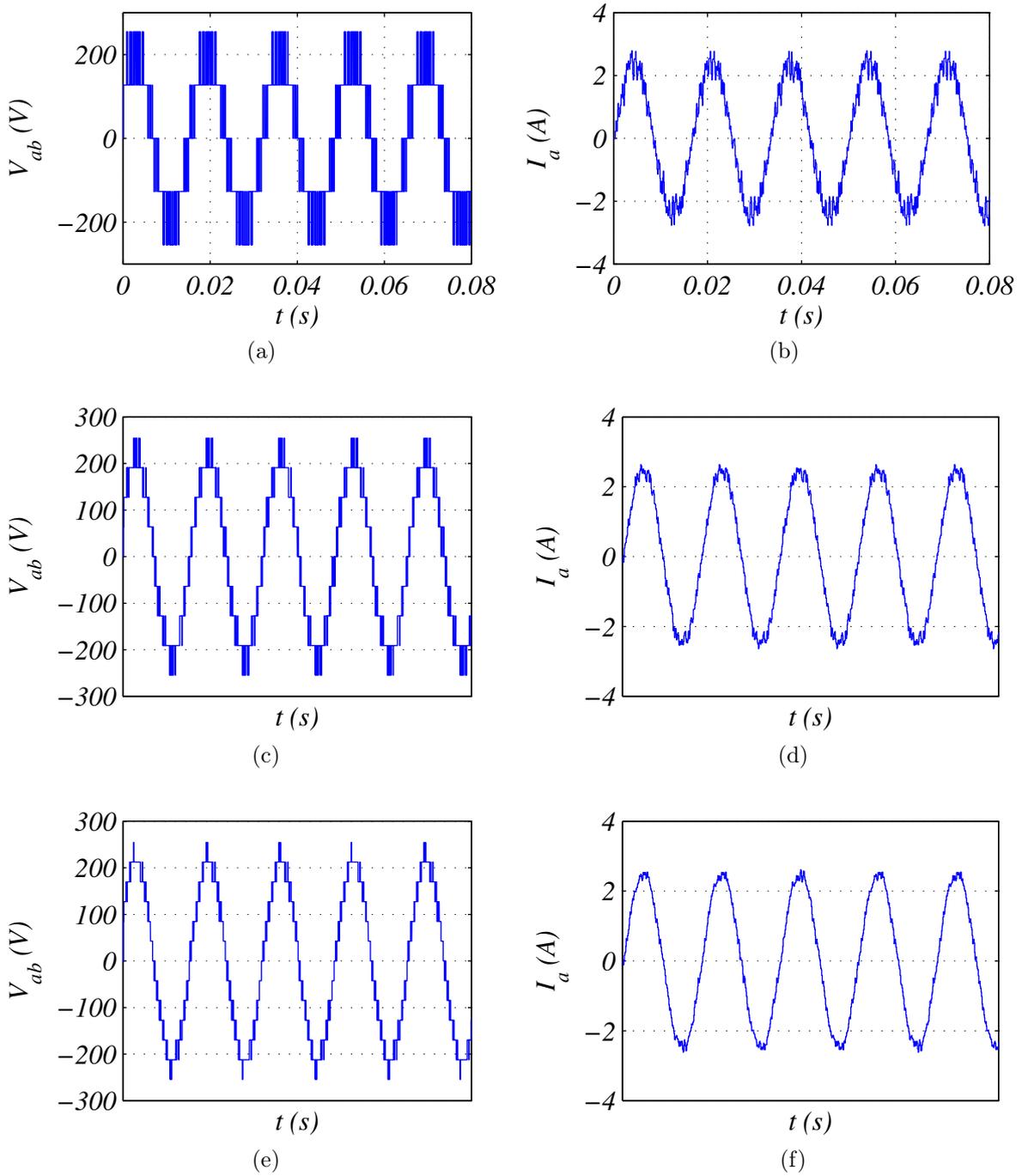


Figura 3.13: Tensão de Linha e Corrente para vários níveis com o método LS com frequência de chaveamento de $1260Hz$ (a) , (b) 3 níveis (c) , (d) 5 níveis (e), (f) 7 níveis

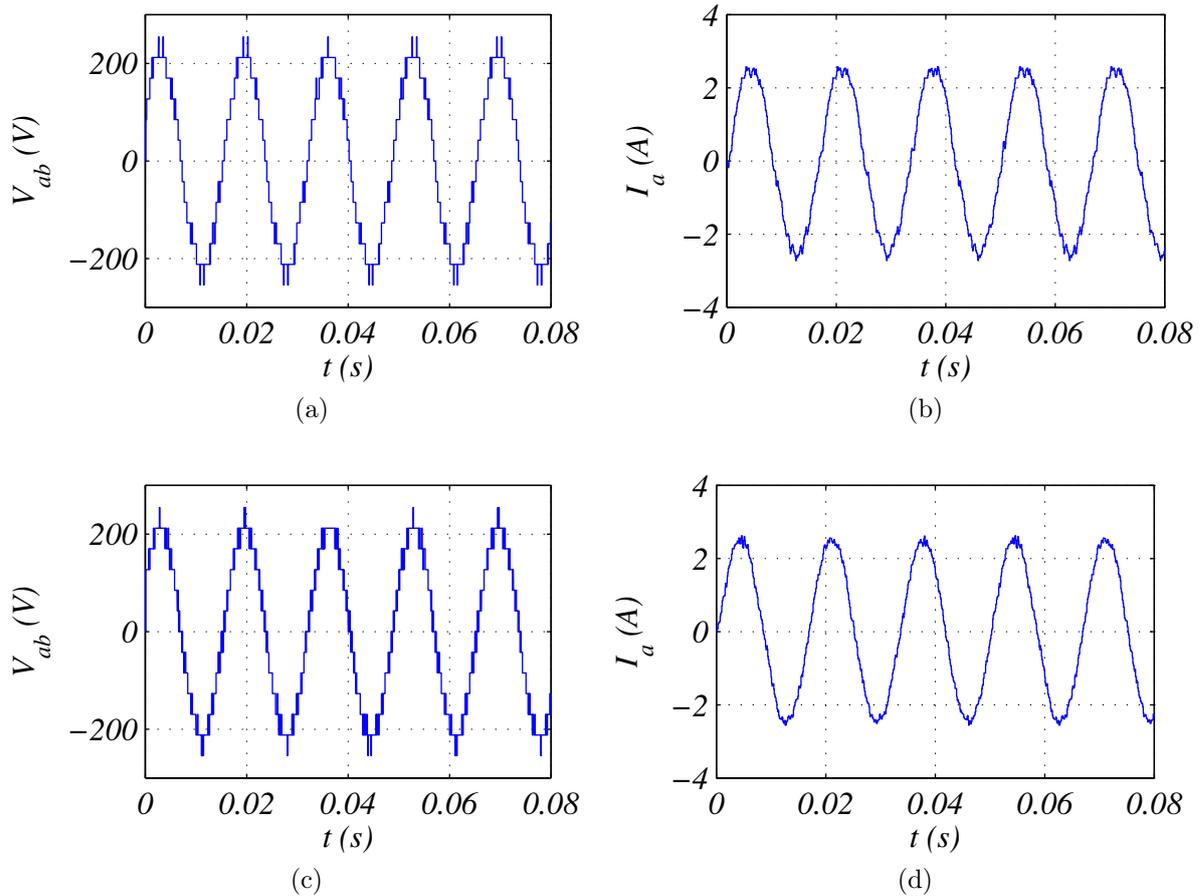


Figura 3.14: Tensão de Linha e Corrente variando-se a frequência de chaveamento (a) e (b) $720Hz$ (c) e (d) $2160Hz$

em vista que neste tipo de modulação escolhe-se quais vetores serão aplicados de acordo com uma finalidade previamente definida, no caso ter o menor conteúdo harmônico.

Os resultados apresentados na Tabela 3.2 foram realizados considerando um $m_a = 1$. Logo, de modo a realizar uma comparação das estratégias de forma justa e completa será considerada uma faixa de variação do m_a e a frequência média constante. A faixa de variação consiste de 0.2 a 1, melhor descrito no capítulo 4.

Com relação a estratégia PS foi utilizada como padrão a frequência virtual, de modo a garantir a igualdade da frequência de chaveamento média, cujo cálculo foi realizado de modo a manter a frequência média em $1080Hz$ para um conversor de 7 níveis. O resultado é apresentado na Tabela 3.3.

$f_{media} = 1080Hz$	PS	LS	LSr	SV
$f_{chav}(Hz)$	$360Hz$	$2160Hz$	$1500Hz$	$1920Hz$

Tabela 3.3: Frequências de Chaveamento para manter a frequência média constante

De posse destes dados foi possível determinar qual das estratégias teve melhor desempenho e este cálculo foi realizado considerando um conversor de 7 níveis.

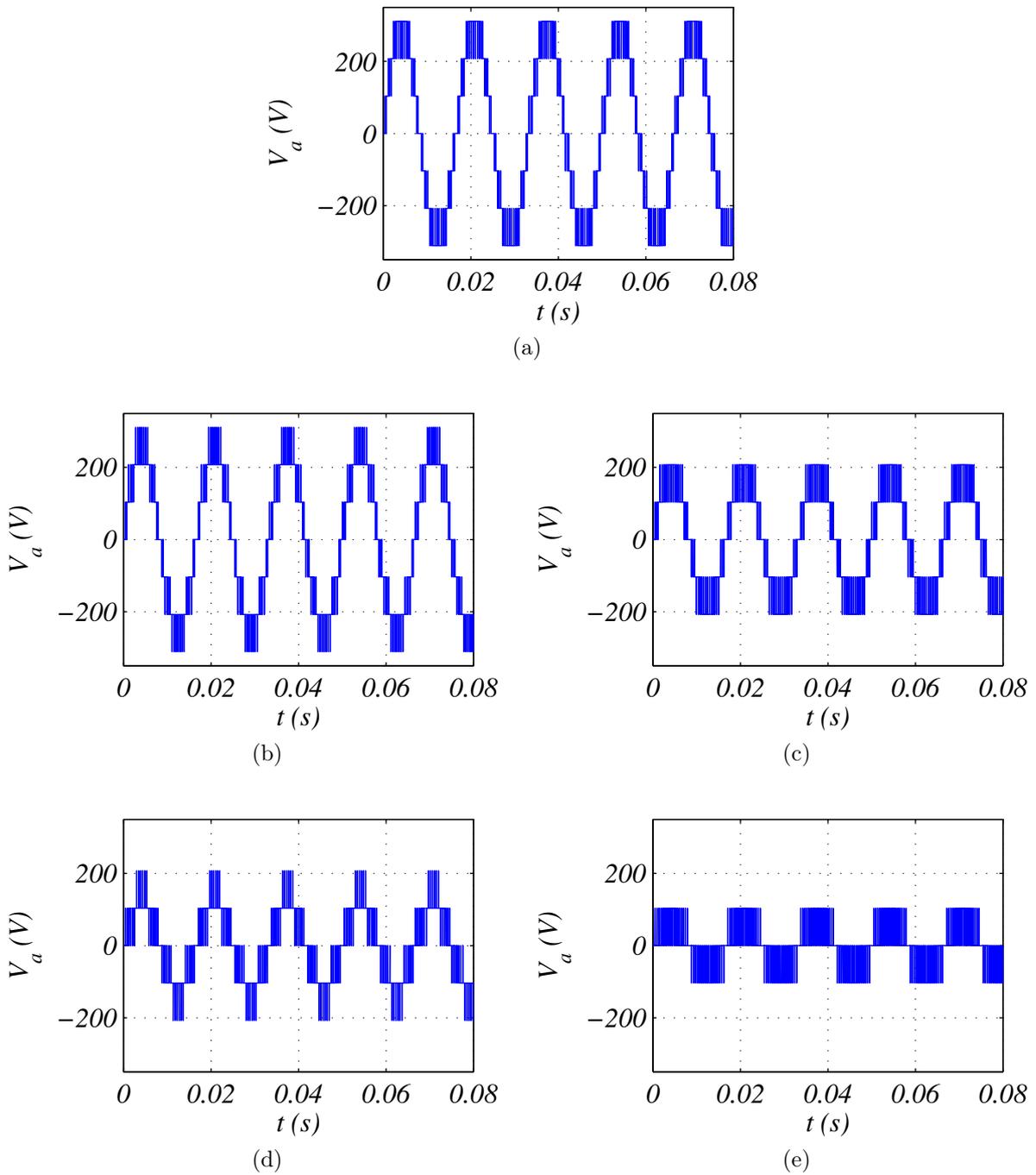


Figura 3.15: Tensão de Fase variando o m_a (a) $m_a = 1$ (b) $m_a = 0.8$ (c) $m_a = 0.6$ (d) $m_a = 0.4$ (e) $m_a = 0.2$

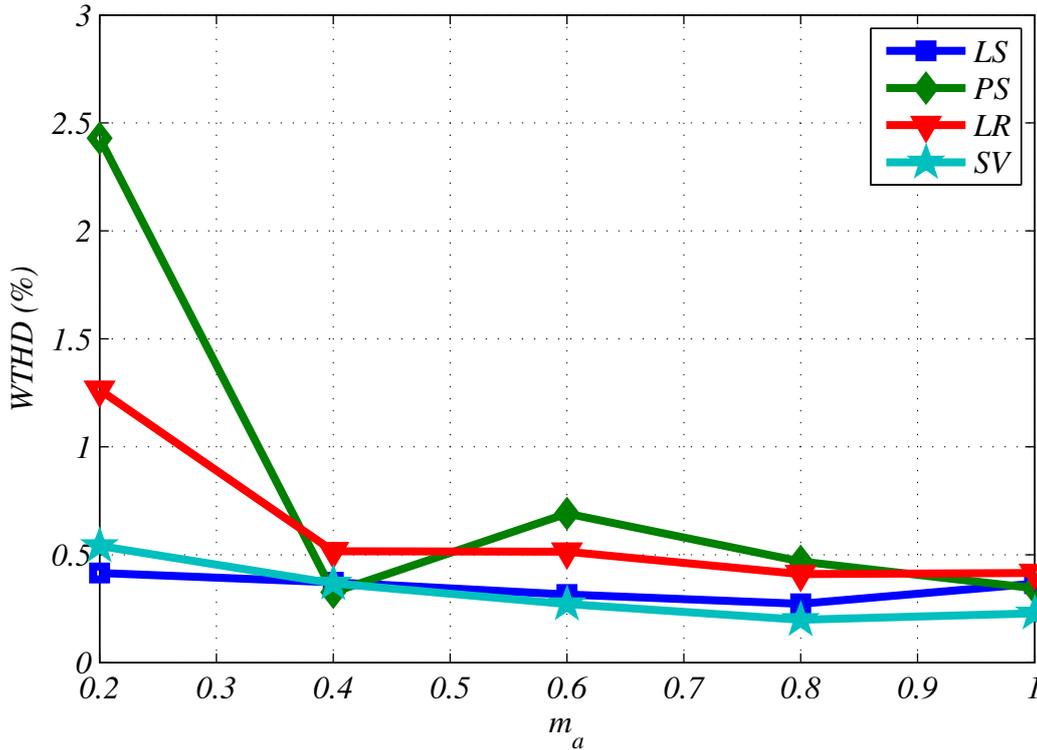


Figura 3.16: WTHD da Tensão de linha para as estratégias

Na Figura 3.15 percebe-se que a medida que o índice de modulação e amplitude é variado o número de níveis do conversor diminui naturalmente, ou seja, de uma forma indireta este determina o número de níveis utilizado pelo conversor.

De forma a sumarizar os resultados foi calculado o WTHD da tensão de linha para a faixa de variação descrita do m_a .

Na Figura 3.16 tem-se o comportamento das estratégias com a variação do índice de modulação, no qual observa-se que com o método SV obtém os melhores resultados, tendo em vista que a escolha dos estados de chaveamento foi tal que o menor conteúdo harmônico foi obtido. Entretanto, esta estratégia é a de maior complexidade de implementação em relação as demais. É interessante notar que a $f_{chav} = 360\text{hz}$ do método PS corresponde a uma $f_{virtual} = 6 \cdot 360\text{hz} = 2160\text{hz}$ e esta, por sua vez, corresponde a verdadeira frequência do conversor.

Ao avaliar as perdas no conversor com a variação do índice de modulação verificou-se que a estratégia SV apresentou os piores resultados quando comparada as demais, conforme podemos observar na Figura 3.17. Mesmo tendo sido a estratégia que apresentou os melhores resultados no WTHD, esta qualidade é contrabalanceada pela perdas.

Considerando os dois critérios: o WTHD da tensão de linha e as perdas no conversor, o método que obteve os resultados mais balanceados foi PS.

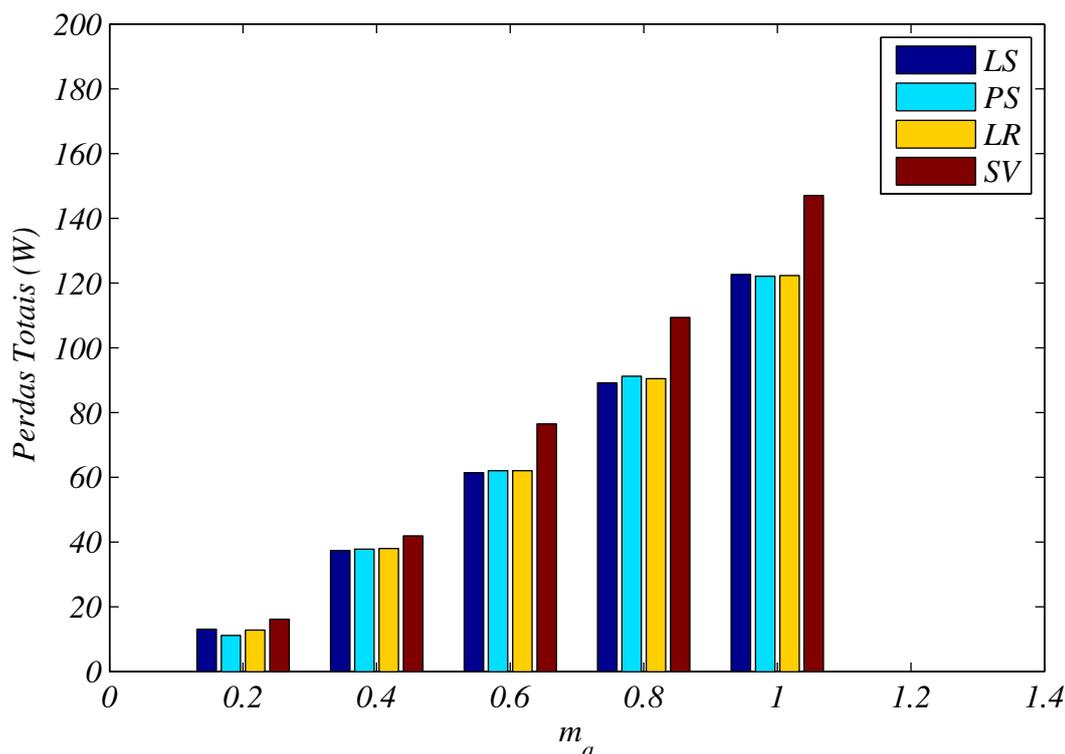


Figura 3.17: Perdas Totais no conversor

3.7 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos através do conversor multinível de no máximo 11 níveis montado no Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas - LEIAM. O mesmo foi acionado através de um simulador em tempo real o dSPACE. Os resultados foram retirados variando os níveis do conversor entre 7, 5 e 3, a tensão do barramento total (considerando a soma dos barramentos individuais) utilizada foi de no máximo $127V$ e a carga utilizada foi a mesma utilizada nas simulações, carga RL com $R = 50\Omega$ e $L = 7mH$.

3.7.1 Metodologia de Testes e Limitações

Dado o elevado número de chaves semicondutoras na topologia cascata surgiu a dificuldade da escolha do dispositivo que tivesse características adequadas para realizar o PWM do conversor multinível. Dentre opções como DSP, FPGA e simuladores em tempo real, foi escolhido o simulador em tempo real, pois o DSP disponível não apresentava o número suficiente de saídas PWM, e a implementação no FPGA se mostrou bastante complicada devido ao mesmo ter o processamento realizado em ponto fixo.

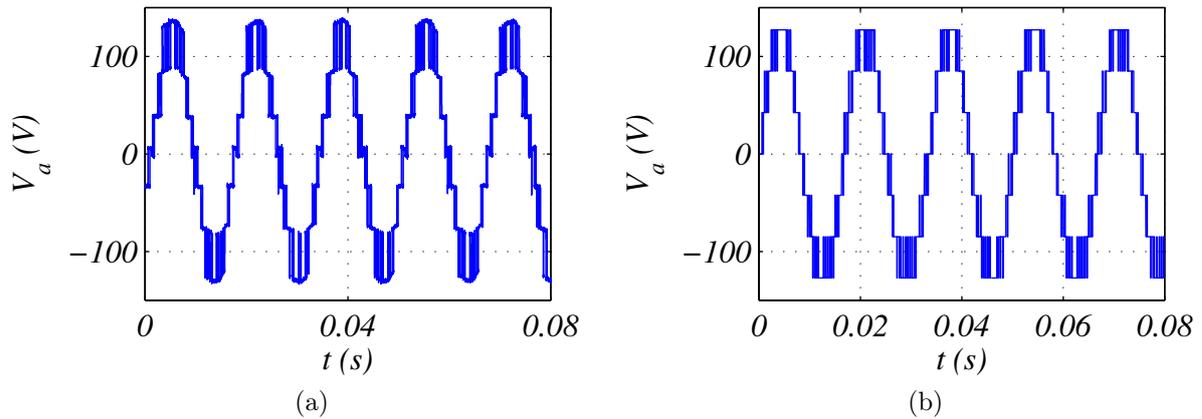


Figura 3.18: Comparação entre forma de onda da tensão de fase

O simulador em tempo real apresentou vantagens como a facilidade de passar do ambiente de simulação para realidade, pois o mesmo executava suas rotinas em *simulink*, software utilizado no trabalho ora desenvolvido, além de sua fácil utilização. Entretanto as saídas utilizadas não eram próprias de PWM, pois a medida que a frequência de chaveamento aumenta o PWM perde resolução.

Assim sendo os resultados aqui apresentados tem um problema de resolução, porém o mesmo só é notado efetivamente para frequências de chaveamento elevadas $> 2160\text{hz}$. Tendo em vista que, em geral, os conversores multiníveis utilizam frequência de chaveamento baixa este problema não será tão relevante. A seguir é apresentado a comparação dos resultados experimentais com a simulação realizada para as mesmas condições, onde a taxa de amostragem é de $100\mu\text{s}$. Não foi utilizada a taxa de amostragem máxima de $50\mu\text{s}$, pelo fato de uma das estratégias não ter funcionado adequadamente.

Percebe-se que nos PWM da Figura 3.18 há algumas descontinuidades, o que caracteriza a baixa resolução do PWM, devido a frequência de chaveamento elevada quando comparado a frequência de amostragem. Tendo em vista o limite previamente estabelecido a frequência de chaveamento máxima utilizada nos resultados experimentais será de 2160hz .

3.7.2 Análise de Desempenho

Inicialmente foi realizada a mesma avaliação feita para os resultados de simulações de modo a validá-los. Na Figura abaixo serão apresentadas as curvas com os mesmos parâmetros.

Ao analisá-la 3.19 observa-se que a mesma teve o resultado previsto em simulação, apenas com uma pequena oscilação dos barramentos individuais. Na sequência foi feita uma análise do aumento da frequência de chaveamento e como já citado anteriormente

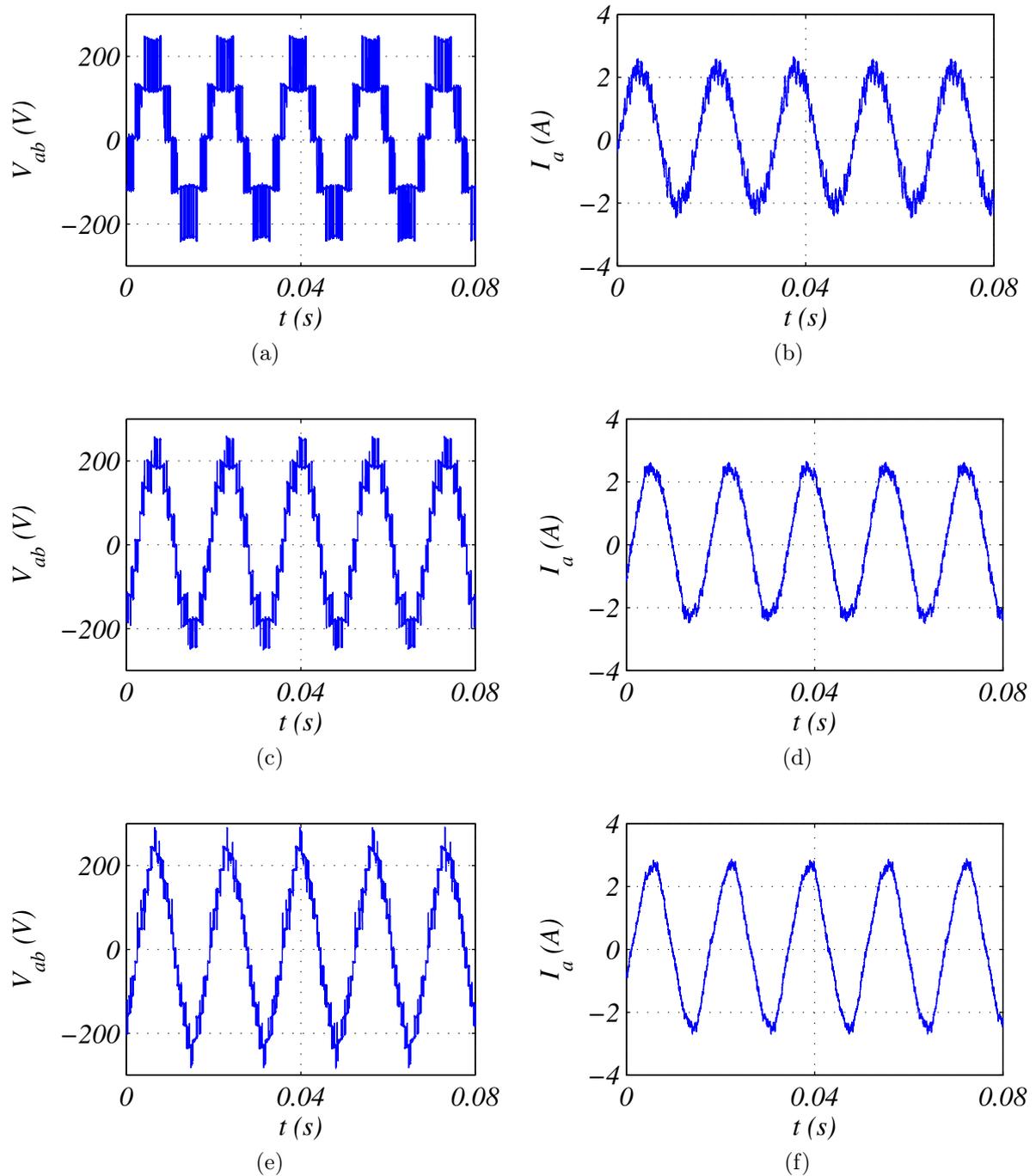


Figura 3.19: Tensão de Linha e Corrente para vários níveis com o método LS com frequência de chaveamento de $1260Hz$ (a) , (b) 3 níveis (c) , (d) 5 níveis (e), (f) 7 níveis

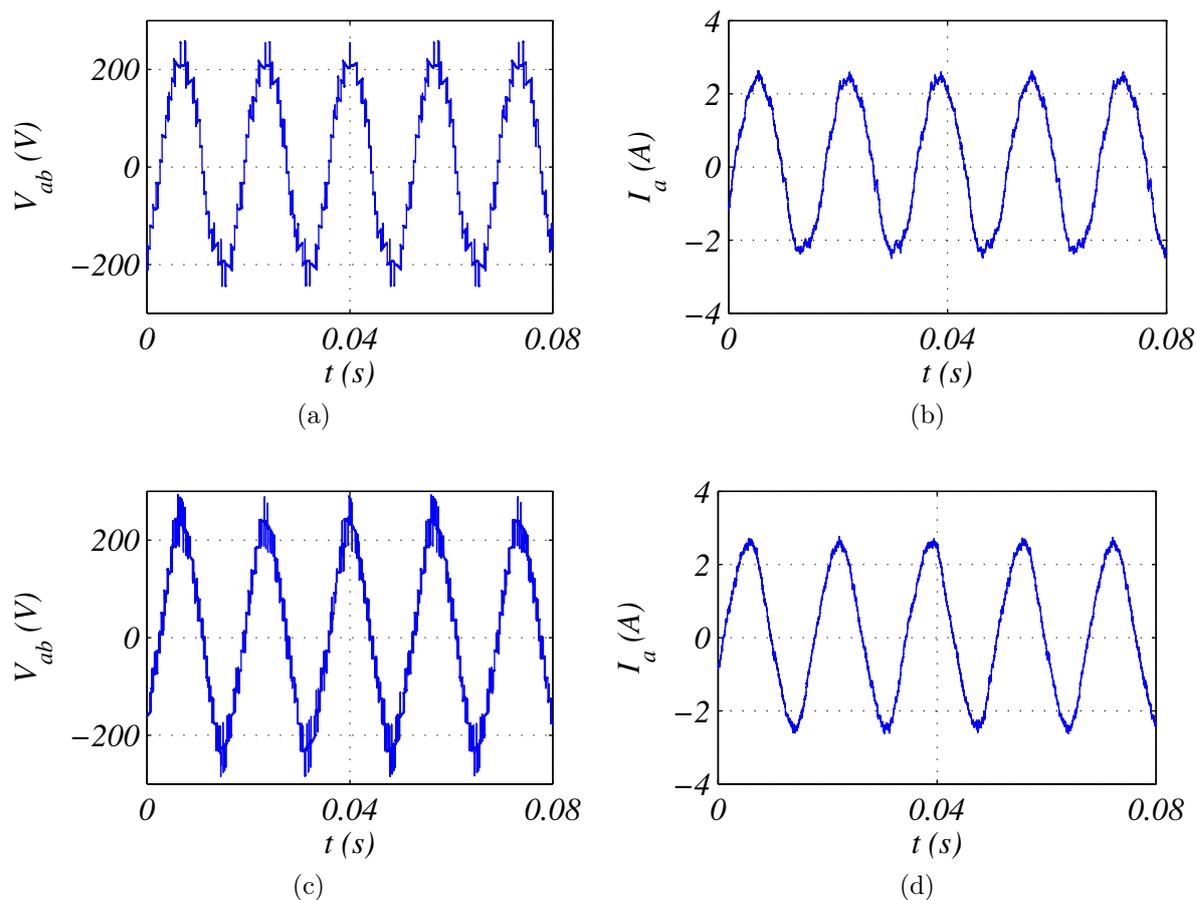


Figura 3.20: Tensão de Linha e Corrente variando-se a frequência de chaveamento (a) e (b) $720Hz$ (c) e (d) $2160Hz$

esta frequência não deve ser maior que $2160Hz$ para evitar um PWM com baixa resolução.

A Figura 3.20 mostra a variação da frequência de chaveamento, onde mais uma vez percebe-se que os resultados experimentais foram os previstos em simulação, porém sempre com a ressalva da oscilação do barramento, que de certa forma distorce a forma de onda.

De modo a sumarizar os resultados experimentais na tabela similar a Tabela 3.2, o cálculo do WTHD nos resultados de simulação foi realizado com uma taxa de amostragem de $1\mu s$, para se ter uma melhor resolução e saber qual resultado. Todavia, ao ser utilizada uma taxa de amostragem maior o efeito deve ser o mesmo.

Níveis	WTHD(%)								
	3			5			7		
$f_{chav}(Hz)$	720	1260	2160	720	1260	2160	720	1260	2160
PS	3.1420	2.5658	2.2792	2.2876	1.7641	1.7322	2.2925	1.6392	1.7179
LS	2.6504	1.51	1.6840	2.9154	1.3091	1.3289	2.3136	1.7960	1.8896
LSr	2.6504	1.51	1.6840	3.0929	1.4659	1.3279	1.8808	1.7752	1.8981
SV	2.4069	1.6781	1.5683	1.8689	1.7482	1.4930	2.0928	2.4620	2.6088

Tabela 3.4: WTHD da tensão de linha variando-se níveis e frequência de chaveamento

Os dados da Tabela 3.4 mostram que em alguns resultados o WTHD foi pior com o aumento do número de níveis, este que não era um resultado esperado. A explicação deste fato esta atrelada a própria estrutura montada, uma vez que, a mesma utiliza capacitores de barramento de $600\mu F$ e retificadores monofásicos não controlados que naturalmente tem uma oscilação no barramento. Esta oscilação para tensões elevadas ($> 200V$) será desprezível, entretanto os resultados foram retirados utilizando barramentos individuais com tensões de ate $42.5V$. Sendo assim, as oscilações para tensões mais baixas influenciam na forma de onda e prejudicam o WTHD.

Para provar o que foi discutido foram comparados os resultados de WTHD para dois barramentos distintos considerando a utilização de 7 níveis. O primeiro barramento foi de $V_{dc1} = 42.5V$ e o segundo $V_{dc2} = 105V$ e em ambos a tensão dos barramentos individuais.

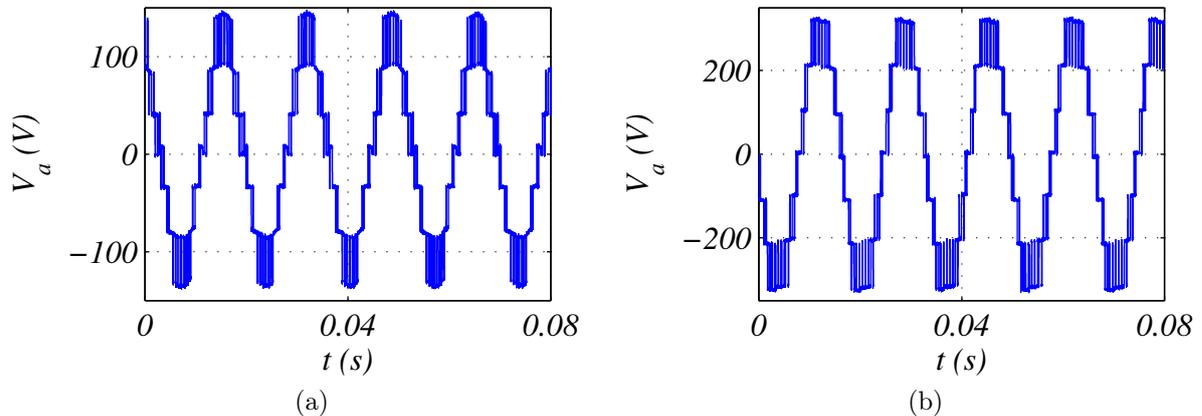


Figura 3.21: Comparação variando a tensão dos barramentos individuais (a) $WTHD_{V_a} = 2.7692\%$ (b) $WTHD_{V_a} = 1.1812\%$

A Figura 3.21 mostra que a oscilação do barramento de fato perturba a forma de onda da tensão, pois apenas com o aumento da tensão dos barramentos houve uma melhora significativa do WTHD da tensão de fase.

3.8 Conclusão

Ao trazer a abordagem sobre o inversor multinível em cascata, verificou-se que várias são as estratégias de modulação aplicadas e, em sua grande maioria, todas elas buscam a diminuição do número de comutações tendo em vista o número elevado de chaves. Boa parte dos estudos existentes na literatura atual são dedicados ao desenvolvimento dos métodos SHE, pois estes comutam de acordo com a frequência da fundamental. Entretanto sua implementação é complexa e não aplicada a sistema em malha fechada.

Outro fator relevante e que garante a possibilidade de diminuição de frequência de chaveamento é o aumento do número de níveis, pois este confere uma melhora bastante significativa no que diz respeito a qualidade harmônica da tensão gerada.

Com relação aos resultados experimentais percebeu-se que a oscilação da tensão dos barramentos individuais foi danosa para a qualidade harmônica da tensão gerada e que a medida que se aumentava o número de níveis este problema foi se acentuando, já que todos eles vão ter uma oscilação associada. Para resolução deste problema foi necessário aumentar a tensão dos barramentos individuais tornando a oscilação desprezível. A baixa resolução do PWM para frequência elevada foi outro problema que se verificou nas formas de onda. Contudo, este só pode ser resolvido utilizando-se um dispositivo com uma taxa de amostragem maior.

Capítulo 4

Eliminação Seletiva de Níveis

4.1 Introdução

O processo de variação de velocidade em motores elétricos é realizado pelos conversores de frequência, estes por sua vez ajustam a frequência e a tensão de saída para atender a determinada velocidade. Em geral os controles de velocidade, tanto em malha aberta, como em malha fechada, seguem a premissa de manter o fluxo de magnetização constante. Assim, a medida em que a velocidade diminui (frequência diminui) a tensão necessária para o motor também diminui.

Partindo deste pressuposto, neste capítulo, será proposta uma técnica de Eliminação Seletiva de Níveis (ESN) para o conversor multinível em cascata, a qual visa aumentar a eficiência do conversor para velocidades diferentes da nominal. Como consequência será avaliada a técnica proposta para diferentes estratégias de modulação.

4.2 Conversores Multiníveis Comerciais

O conversor multinível em cascata tem vantagens significativas no ponto de vista da qualidade harmônica da tensão de saída, porém no que diz respeito a perdas, leva desvantagem quando comparado a outras topologias de multiníveis, dado o maior número de chaves semicondutoras. As versões comerciais deste conversor (*Perfect Harmony* - ROBICON) tem em suas configurações um chave extra. Em caso de alguma célula falhar será realizado um *bypass* na mesma. A presença desta chave garante uma alta tolerância à falha ao conversor.

Em sistemas que é necessária a variação de velocidade de motores e partindo do conceito do controle de velocidade, o qual visa manter o fluxo de magnetização constante (razão entre tensão e frequência de operação), para velocidades abaixo da nominal a

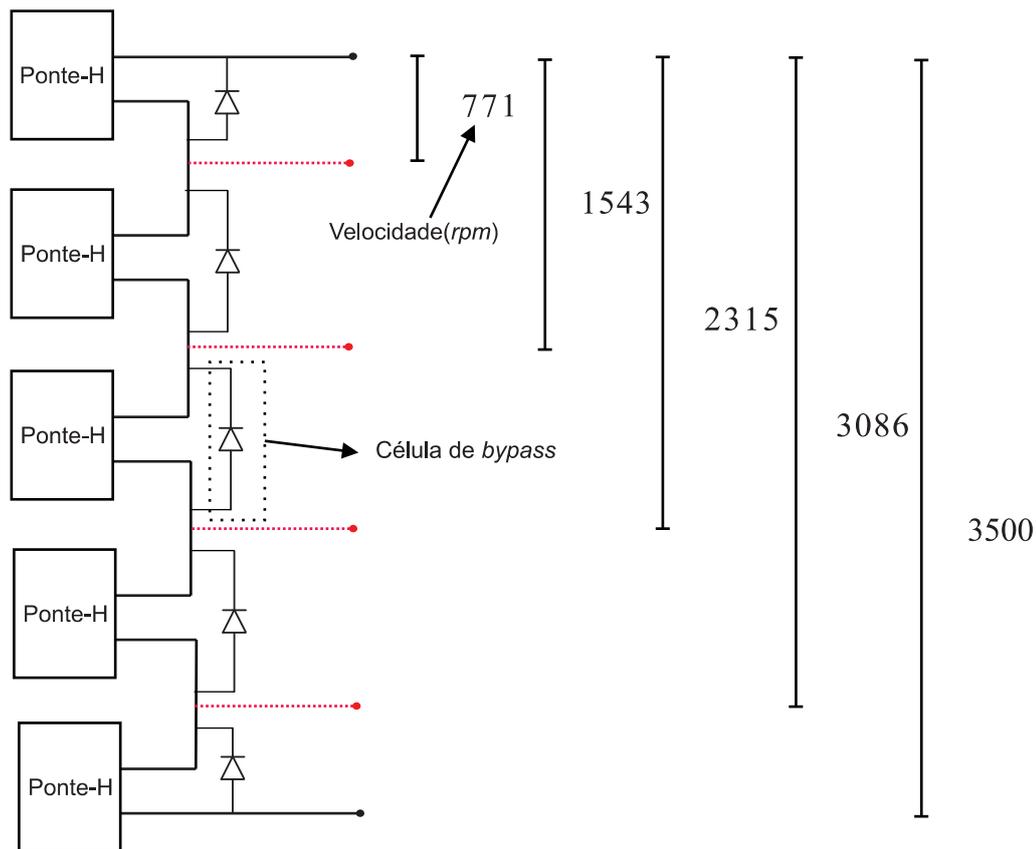


Figura 4.1: Esquema de eliminação de níveis de acordo com a velocidade do motor

tensão requerida pelo motor seria menor, o que implicaria em uma diminuição no índice de modulação (Como mostrado na Figura 3.15) do conversor e consequente grampeamento de algumas células. É fato que nem todas as células seriam utilizadas, já que algumas apenas contribuiriam com perdas de condução.

Assim sendo, a técnica de eliminação seletiva de níveis visa a utilização das chaves de *bypass*, em situações com velocidades abaixo da nominal. A diminuição da velocidade faz com que nem todas as células sejam utilizadas, mas com a técnica proposta seria dado um *bypass* nestas células, o que reduziria as perdas, além do aumento da vida útil do sistema. (Figura 4.1).

4.3 Técnica Proposta

A técnica de Eliminação Seletiva de Níveis (ESN) é executada em três passos:

1. Definir a velocidade(frequência elétrica) aplicada ao motor;
2. Calcular o número de níveis compatível com a velocidade, de modo que o conversor possa operar com índice de modulação mais próximo de 1;

3. Calcular os pulsos PWM de acordo com o número de níveis calculado no passo anterior.

A velocidade do motor pode ser definida com qualquer estratégia de controle, pois todas elas tem o mesmo princípio de manter o fluxo de magnetização (ϕ_{mag}) constante. Mesmo um simples Volt/Hertz ilustra a relação entre frequência elétrica nominal (f) e tensão nominal de fase do motor (V).

$$\phi_{mag} = \frac{V}{f} = const \quad (4.1)$$

Calculando o ϕ_{mag} para as condições nominais do motor é possível determinar uma tensão (V_x) para uma frequência elétrica desejada para o motor (f_x).

$$V_n = \phi_{mag} \cdot f_x \quad (4.2)$$

Tendo calculado a tensão para uma determinada velocidade é possível então gerar o número de células necessárias para obter a velocidade desejada.

$$n_c \cong \frac{V_n}{V_{DC}} \therefore n_c = \{1, 2 \dots n_{max}\} \quad (4.3)$$

onde n_c é o número de células necessário, V_{DC} é a tensão de cada barramento e n_{max} é o número máximo de células do conversor.

Após a definição do número de células a ser utilizado é possível determinar também o número de níveis.

$$n_h = 2 \cdot n_c + 1 \quad (4.4)$$

Por fim, deve-se definir qual estratégia de modulação será utilizada e adaptá-la de acordo com a técnica proposta. É interessante notar que, as estratégias devem se adaptar as variações no número de níveis do conversor. Na Figura 4.1 é mostrado um esquema da comparação da aplicação da técnica com o controle de velocidade executado atualmente.

Utilizando a técnica proposta serão avaliadas as estratégias: LS, LSr, PS e SV. Destas, a LS é a mais simples de adaptar, tendo em vista sua formação. Nela não há necessidade de se realizar novamente os cálculos do PWM quando ocorre a mudança de níveis, enquanto que nas demais é necessário recalculá-los de acordo com o número de níveis.

4.4 Critério para Índice de Modulação em Frequência

Ao considerar o número elevado de chaves semicondutoras é interessante avaliar o índice de modulação em frequência (m_f) utilizado, pois a medida que a frequência da

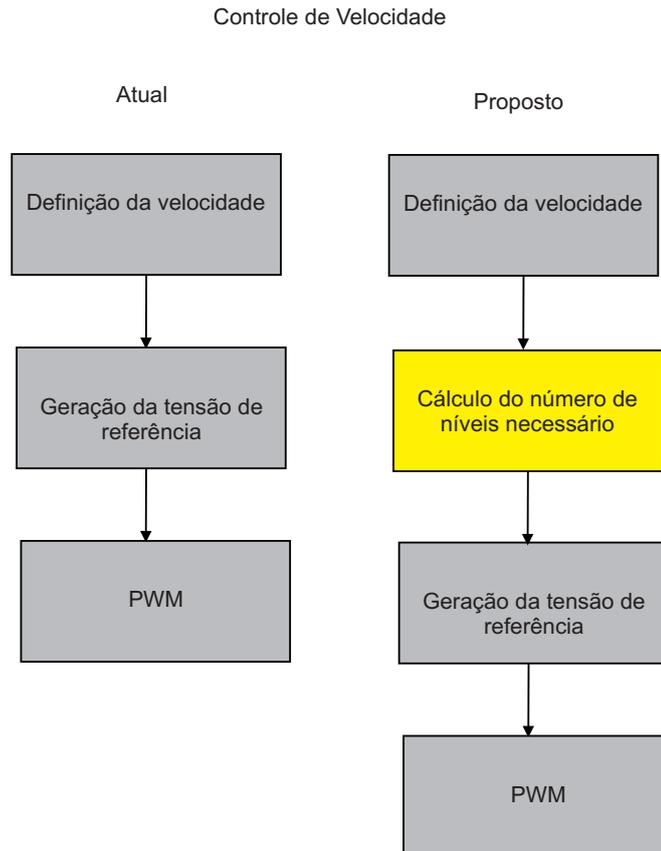


Figura 4.2: Comparação entre controle de velocidade atual e a técnica proposta

fundamental diminuir, se a frequência de chaveamento for mantida constante, o índice de modulação em frequência vai aumentar, o que implica em uma melhora harmônica. Sendo assim é importante estabelecer algum critério de modo a limitar o índice de modulação em frequência e conseqüentemente diminuir a frequência de chaveamento e, por sua vez, as perdas do conversor.

O critério utilizado para determinar o índice de modulação em frequência do conversor foi o THD da corrente, pois segundo o padrão IEEE 519 [1] o THD de corrente deve ser menor que 5%, 8%, 12%, 15% e 20% de acordo com o nível de potência do sistema, ou seja, quanto maior a potência maior este limite. Para isso, visando atender a todos os sistemas de potência foi escolhido como critério para o m_f um THD de corrente inferior ou igual a 5%.

4.5 Resultados de Simulação

Os resultados obtidos através da simulação de um motor de média tensão com as especificações apresentadas na Tabela 4.1 foram retirados com o conversor de 11 níveis e a frequência de operação do motor foi variada de 20hz - 60hz . Por simplicidade foi

Especificação do Motor	
Potência Nominal(<i>HP</i>)	100
Tensão Nominal(<i>V</i>)	4160
$\cos\phi$	0.9
ω_m (<i>rpm</i>)	3500
η (%)	85

Tabela 4.1: Especificação Técnica do Motor Utilizado

<i>THD</i> (%)								
f_o	Técnica Convencional				Técnica Proposta			
	PS	LS	LSr	SV	PS	LS	LSr	SV
20 <i>hz</i>	1.0419	1.6328	0.9511	0.3520	7.7235	1.6328	3.0222	1.1506
30 <i>hz</i>	0.6974	0.3192	0.5851	0.2796	2.4204	0.7193	1.5036	0.6238
40 <i>hz</i>	0.4484	0.4773	0.6270	0.2676	0.8663	0.4773	1.036	0.4205
50 <i>hz</i>	0.4703	0.2512	0.5646	0.2723	0.5714	0.3075	0.8913	0.3277
60 <i>hz</i>	0.3548	0.2545	0.3548	0.2489	0.3548	0.2545	0.9435	0.2489

Tabela 4.2: THD da corrente de saída do motor

utilizado como estratégia de controle de velocidade um *Volts/Hertz* de modo a demonstrar a aplicação da técnica proposta.

Inicialmente será apresentado os gráficos que contém a tensão de fase e a corrente de fase para algumas velocidades, com e sem aplicação da técnica ESN.

A Figura 4.3 mostra que mesmo na estratégia tradicional, a diminuição do índice de modulação leva a uma diminuição natural do número de níveis. A técnica ESN além de utilizar esta característica para aumentar a eficiência do conversor, dando um bypass em células que não estão sendo utilizadas, reconfigura o PWM para o número de níveis solicitado. É realizado também um ajuste da frequência de chaveamento para situações diferentes das condições nominais, reduzindo assim as perdas do conversor. Para generalizar os resultados a seguir será exibida a comparação entre os THD das correntes de saída para as estratégias estudadas.

Os resultados da Tabela 4.2 mostram que a aplicação da técnica não melhora a qualidade harmônica da corrente de saída, devido a diminuição do número de níveis. Entretanto o valores obtidos não são valores inaceitáveis e em sua maioria estão dentro do que a norma regulamenta. Portanto, a aplicação da técnica de manter o índice de modulação é válida sempre que forem respeitados os limites estabelecidos pela norma IEC519.

No trabalho desenvolvido não foi escolhido como critério manter a qualidade harmônica com a diminuição do número de níveis para técnica proposta, estretanto de forma a ilustrar, caso esta seja uma preocupação. Na Figura 4.4 é apresentada uma análise que mostra que é possível obter a mesma qualidade harmônica diminuindo o número de níveis e aumentando o índice de modulação.

Outra parte da técnica que deve ser avaliada é a eficiência do conversor em situações

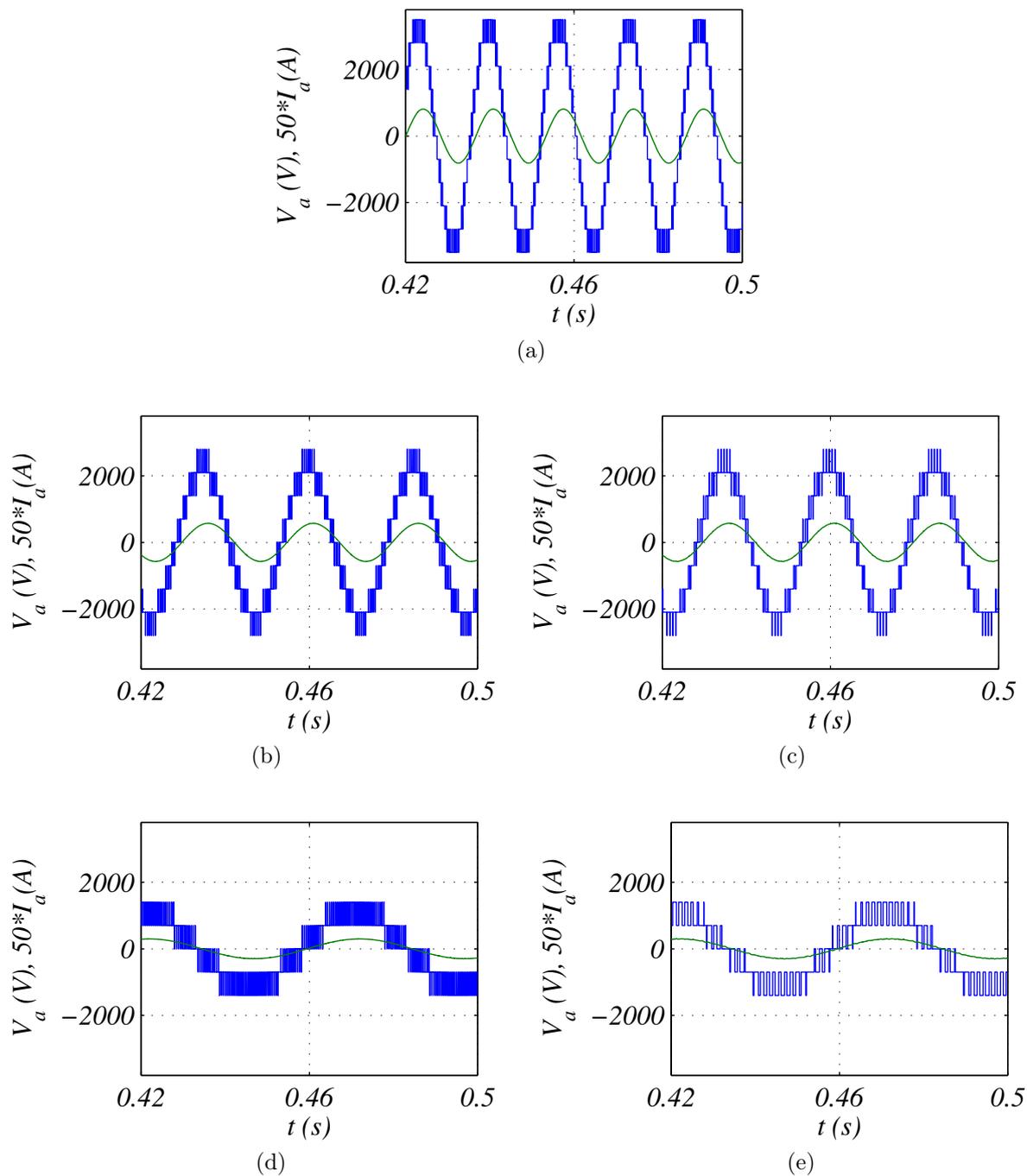


Figura 4.3: Comparação entre tensão e corrente de fase com e sem a técnica (a) $f_o = 60\text{Hz}$ (b) $f_o = 40\text{Hz}$ técnica tradicional (c) $f_o = 40\text{Hz}$ técnica ESN (d) $f_o = 20\text{Hz}$ técnica tradicional (e) $f_o = 40\text{Hz}$ técnica ESN

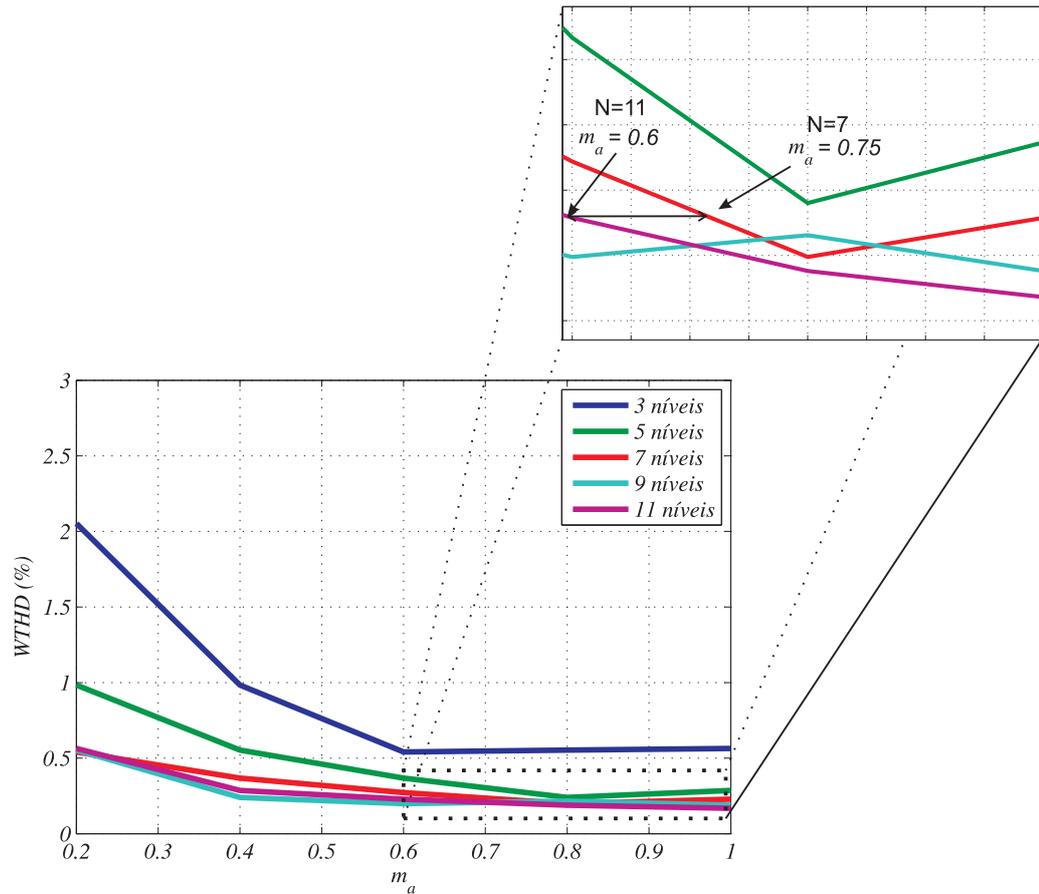


Figura 4.4: Análise da qualidade harmônica variando o número de níveis e o índice de modulação

diferentes das condições nominais. Estes resultados são apresentados na Tabela 4.3.

A eficiência foi calculada baseada apenas nas perdas do conversor, mais nenhum tipo de perda foi considerado. A medida que a velocidade diminui a técnica ESN mantém a eficiência do conversor elevada, pois os níveis vão sendo eliminados com a diminuição da velocidade. Outro fator importante é que as perdas de condução diminuem devido ao *bypass* dado na célula, além do que a condução será realizada apenas por uma chave e não mais por duas como é realizado usualmente.

4.6 Resultados Experimentais

Os resultados experimentais da técnica proposta consideram um motor de baixa potência, já que a plataforma experimental não suportaria um motor de alta potência, onde a técnica deverá ter melhores resultados conforme foi mostrado nos resultados de simulação. Mesmo assim, foi realizado o estudo de modo a validar a técnica.

Eficiência(%)								
f_o	Técnica Convencional				Técnica Proposta			
	PS	LS	LSr	SV	PS	LS	LSr	SV
20hz	98.4638	98.4568	98.4444	98.6998	99.4964	99.3991	99.4186	99.4888
30hz	98.9057	98.9013	98.8900	99.0505	99.4145	99.3595	99.3728	99.4388
40hz	99.1200	99.1173	99.0989	99.2245	99.3384	99.3109	99.3145	99.3874
50hz	99.2550	99.2514	99.2479	99.3274	99.2772	99.2760	99.2649	99.3428
60hz	99.3308	99.3291	99.3319	99.4031	99.3308	99.3291	99.3319	99.4031

Tabela 4.3: Comparação da eficiência do sistema com as duas técnicas

Especificação do Motor	
Potência Nominal(kW)	0.75
Tensão Nominal(V)	220/380
$\cos\phi$	0.82
$\omega_m(rpm)$	1720
$\eta(\%)$	79.5

Tabela 4.4: Especificação Técnica do Motor Utilizado

Nesta perspectiva, foi efetivada a comparação da variação da velocidade utilizando a técnica tradicional de variar apenas o índice de modulação e a frequência da fundamental com a técnica de eliminação seletiva de níveis. No experimento foi medida a potência de entrada (após o *varivolt*) e a potência de saída (terminais do motor) para avaliar a eficiência do sistema. A velocidade variou de 20hz - 60hz.

O motor foi mantido em vazio e colocou-se a tensão nominal nos terminais do mesmo, ou seja, o objetivo era sempre ter tensão nominal nos terminais do motor, independente do número de níveis. O primeiro teste foi colocar a frequência nominal e avaliar todas as estratégias. A frequência de chaveamento das estratégias foi escolhida para que todas tivessem a mesma frequência média por célula, conforme é exposto na Tabela 4.5

$f_{mediaCelula} = 300hz$	PS	LS	LSr	SV
$f_{chav}(hz)$	300hz	1680hz	1260hz	1680hz

Tabela 4.5: Frequências de Chaveamento para manter a frequência média por célula constante

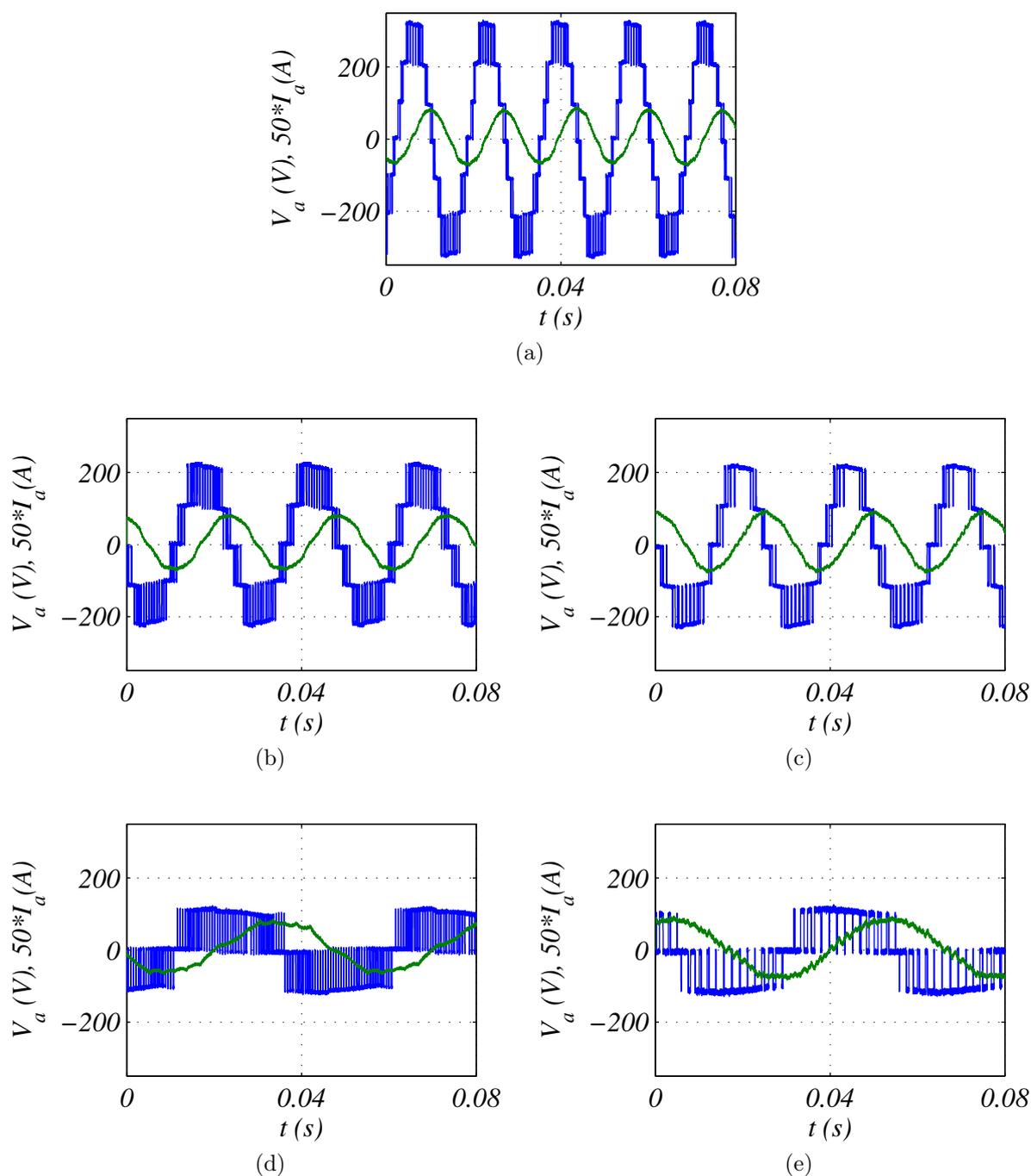


Figura 4.5: Comparação entre tensão e corrente de fase com e sem a técnica (a) $f_o = 60hz$ (b) $f_o = 40hz$ técnica tradicional (c) $f_o = 40hz$ técnica ESN (d) $f_o = 20hz$ técnica tradicional (e) $f_o = 40hz$ técnica ESN

A técnica ESN aplicada tem duas diferenças com relação a variação de velocidade convencional. A primeira é que ela realiza uma eliminação dos níveis que não estão sendo utilizados e a segunda é um ajuste do índice de modulação em frequência para mantê-la constante, ou seja, a medida que a velocidade diminui a frequência de chaveamento também. Na Figura 4.5 é possível perceber as modificações mencionadas .

Outro ponto interessante é verificar o THD da corrente de saída com as duas técnicas.

A Tabela 4.6 traz este resultado.

THD(%)								
f_o	Técnica Convencional				Técnica Proposta			
	PS	LS	LSr	SV	PS	LS	LSr	SV
20hz	8.9561	9.7742	7.6384	8.3936	7.9256	8.9822	10.15	8.3215
40hz	7.4325	6.3418	7.565	7.5995	6.3459	5.8166	6.1415	6.4088
60hz	5.8963	5.9706	6.9924	6.3407	5.8963	5.9706	6.9924	6.3407

Tabela 4.6: THD da corrente de saída do motor

A utilização da técnica ESN traz uma melhora do ponto de vista da qualidade harmônica da corrente. Neste caso, o critério do THD da corrente abaixo de 5% não foi alcançado, tendo em vista a limitação do sistema para frequências de chaveamento maiores. Em geral atribui-se essa melhora ao fato do índice de modulação em frequência ser mantido constante e múltiplo da fundamental, pois a utilização da técnica tradicional não leva em consideração esta característica. Levando a um índice de modulação de valor racional, como já foi dito anteriormente, pode causar problemas de subharmônicos na fundamental e harmônicos pares.

Para avaliar a característica de melhora na eficiência do sistema com a técnica proposta foi calculada a eficiência para as mesmas situações descritas acima e os resultados são sumarizados na Tabela 4.7.

Eficiência(%)								
f_o	Técnica Convencional				Técnica Proposta			
	PS	LS	LSr	SV	PS	LS	LSr	SV
20hz	52.443	51.498	49.032	45.226	72.294	67.48	57.622	65.362
40hz	49.445	54.679	54.533	61.492	56.388	62.688	46.851	55.706
60hz	61.735	63.573	51.852	50	61.735	63.573	51.852	50

Tabela 4.7: Comparação da eficiência do sistema com as duas técnicas

O cálculo da eficiência do sistema mostra que com a aplicação da técnica ESN é possível aumentar a eficiência do sistema em velocidades diferentes da nominal, uma vez que as células são seletivamente eliminadas de acordo com a velocidade do motor e conferem uma diminuição significativa nas perdas por condução, pois quem vai realizar a condução é a chave de *bypass*. As estratégias PS e LS foram as que apresentaram os melhores resultados. O aumento do número de níveis do conversor provoca diminuição na faixa de variação, o que representa economia de energia para velocidades diferentes da nominal.

Outra vantagem da técnica é o aumento da vida útil do sistema, visto que as células serão utilizadas por demanda.

4.7 Conclusão

A técnica de Eliminação Seletiva de Níveis é uma técnica de controle de operação do conversor que visa a maior eficiência e melhor uso das células disponíveis no sistema. Seu principal objetivo é aumentar a eficiência energética do sistema em situações diferentes das condições nominais.

Os resultados apresentados mostram que de fato o objetivo da técnica foi alcançado, pois mesmo os resultados experimentais não utilizando um motor de alta potência, foi possível verificar o seu efeito. É importante frisar que essa técnica é mais aplicada a motores de alta potência, que tem maior coeficiente de inércia e assim permite serem controlados com frequências de chaveamento mais baixas.

Manter o índice de modulação em frequência constante não garantiu uma melhora na qualidade harmônica do sinal, entretanto não pode-se dizer que o mesmo causou danos, ele simplesmente não foi melhor que na situação comparada, mas ainda esta dentro de limites estabelecidos pela norma IEC519.

Capítulo 5

Conclusões Gerais

Ao longo deste trabalho foi apresentada uma análise dos conversores multiníveis em cascata visando sua aplicação no bombeio centrífugo submerso. Nesta perspectiva, foi abordada a problemática dos conversores de frequência com cabos longos e proposta uma técnica que visa o aumento da eficiência do sistema em situação diferente das nominais, levando em consideração que o sistema BCS, eventualmente necessita modificar sua velocidade de operação para ter o melhor aproveitamento energético possível.

Do ponto de vista do conversor foram avaliadas algumas estratégias em termos de WTHD da tensão de linha, das quais a SV (*Space Vector*) mostrou-se com melhores resultados. Entretanto, de todas as que foram avaliadas, ela destacou-se dada a complexidade e apresentou maiores perdas considerando a frequência média de chaveamento igual para todas as estratégias. Os resultados experimentais foram diferentes dos esperados e todos eles foram explicados de modo a validar o experimento.

O fenômeno dos cabos longos é uma limitação bastante grande em caso de utilizar-se conversores convencionais de dois níveis, mas com os conversores multiníveis o efeito vai sendo diluído com o aumento do número de níveis, pois a reflexão se dá baseado nas tensões dos barramentos individuais, ou seja, uma reflexão total de um barramento individual (dobrar o valor sinal transmitido), a depender do número de níveis pode não ser relevante, ou mesmo, está dentro de padrões aceitáveis. Porém uma grande dificuldade com relação a este estudo diz respeito ao modelo de cabo utilizado pela indústria do petróleo, pois não existe nada conclusivo relacionado a estes modelos.

A técnica proposta, ESN visa principalmente aumentar a eficiência do sistema em velocidades abaixo da nominal, realizando uma eliminação seletiva de níveis de acordo com a velocidade demandada. Os seus resultados mostram que de fato, tem-se um ganho considerável utilizando a referida técnica e a perda de qualidade harmônica se mantém dentro da norma. A sua utilização e a diminuição da frequência de chaveamento no inversor multinível em cascata são considerados devido a aplicação escolhida, motores de alta potência, pois estes tem uma inércia maior e conseqüentemente um maior tempo de

resposta, permitindo a utilização de frequências menores, em situações que demandarem controle de velocidade.

Por fim, o estudo desenvolvido buscou mostrar a realidade dos conversores multi-níveis aplicados na indústria do petróleo, além de contribuir para o desenvolvimento de uma técnica de controle de operação que visa aumentar a eficiência energética do sistema e mostrar que é possível diminuir a frequência de chaveamento e manter a tensão.

Referências Bibliográficas

- [1] IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems. *IEEE Std 519 1992*, pages 0–1, 1993.
- [2] M. Angulo, P. Lezana, S. Kouro, J. Rodriguez, and Bin Wu. Level-shifted pwm for cascaded multilevel inverters with even power distribution. In *Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE*, pages 2373 –2378, june 2007.
- [3] R. H. Baker and L. H. Bannister. *Electric Power Converter*. 1975.
- [4] L.V. Bewley. *Traveling Waves on Transmission Systems*, volume 2. 1951.
- [5] Pradeep M. Bhagwat and V. R. Stefanovic. Generalized structure of a multilevel pwm inverter. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IA-19(6):1057 –1069, nov. 1983.
- [6] G. Carrara, S. Gardella, M. Marchesoni, R. Salutati, and G. Sciutto. A new multilevel pwm method: a theoretical analysis. In *Power Electronics Specialists Conference, 1990. PESC '90 Record., 21st Annual IEEE*, pages 363 –371, jun 1990.
- [7] L.G. Castro, M.B. Correža, C.B. Jacobina, and D. Boroyevich. A fast space-vector algorithm for multilevel converters without coordinates transformation. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, pages 2543 –2547, sept. 2010.
- [8] M.C. Cavalcanti, E.R. da Silva, D. Boroyevich, W. Dong, and C.B. Jacobina. A feasible loss model for igt in soft-switching inverters. *Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual*, 4:1845 – 1850, Jun. 2003.
- [9] N. Celanovic and D. Boroyevich. A fast space vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters. In *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*, volume 2, pages 1173 –1177 vol.2, 1999.
- [10] J.N. Chiasson, L.M. Tolbert, K.J. McKenzie, and Zhong Du. Control of a multilevel converter using resultant theory. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, 11(3):345 – 354, may 2003.

- [11] Mouzhi Dong, Bin Wu, N. Zargari, and J. Rodriguez. A novel digital modulation scheme for multilevel cascaded h-bridge inverters. In *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, pages 1675 –1680, june 2008.
- [12] F. Endrejat and P. Pillay. Resonance overvoltages in medium-voltage multilevel drive systems. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 45(4):1199 –1209, july-aug. 2009.
- [13] L.G. Franquelo, J. Rodriguez, J.I. Leon, S. Kouro, R. Portillo, and M.A.M. Prats. The age of multilevel converters arrives. *Industrial Electronics Magazine, IEEE*, 2(2):28 –39, june 2008.
- [14] A. Hussein and G. Joos. Modeling and simulation of traveling waves in induction motor drives. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997. APEC '97 Conference Proceedings 1997., Twelfth Annual*, volume 1, pages 128 –134 vol.1, feb 1997.
- [15] S. Kouro, R. Bernal, H. Miranda, C.A. Silva, and J. Rodriguez. High-performance torque and flux control for multilevel inverter fed induction motors. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 22(6):2116 –2123, nov. 2007.
- [16] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L.G. Franquelo, Bin Wu, J. Rodriguez, M.A. Peř andrež, and J.I. Leon. Recent advances and industrial applications of multilevel converters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 57(8):2553 –2580, aug. 2010.
- [17] M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Rodriguez, and M.A. Peř andrež. A survey on cascaded multilevel inverters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 57(7):2197 –2206, july 2010.
- [18] Lourenço Matias. *Acionamento de motor de indução a longa distância usando inversores: modelagem do sistema e estudo de técnicas de modulação*. Tese de doutorado, UNICAMP, Campinas, 2004.
- [19] B.P. McGrath and D.G. Holmes. Multicarrier pwm strategies for multilevel inverters. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 49(4):858 – 867, aug 2002.
- [20] M. Melfi, J. Sung, S. Bell, and G. Skibinski. Effect of surge voltage risetime on the insulation of low voltage machines fed by pwm converters. In *Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97., Conference Record of the 1997 IEEE*, volume 1, pages 239 –246 vol.1, oct 1997.

- [21] T.A. Meynard and H. Foch. Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters. In *Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE*, pages 397 –403 vol.1, jun-3 jul 1992.
- [22] T. M Robbins W. P. Mohan, N. Undeland. *Power Eletronics Converters, Applications, and Design*. 1989.
- [23] A.F. Moreira, T.A. Lipo, G. Venkataramanan, and S. Bernet. High frequency modeling for cable and induction motor overvoltage studies in long cable drives. In *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*, volume 3, pages 1787 –1794 vol.3, sep-4 oct 2001.
- [24] J. R. Moreira, J. B. Farias, M. P. Ribeiro, and Destro W. A construção do poço 7-JUB-6HB-ESS com BCS de alta potência. *Boletim Técnico da Produção de Petroleo*, 1(2):233 – 254, 2009.
- [25] Akira Nabae, Isao Takahashi, and Hirofumi Akagi. A new neutral-point-clamped pwm inverter. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, IA-17(5):518 –523, sept. 1981.
- [26] Jin-Seok Oh, Sun-Ho Jin, and Jong-Ho Lee. Fast space vector modulation without ntv identification for multilevel inverters. In *Industrial Electronics and Applications, 2007. ICIEA 2007. 2nd IEEE Conference on*, pages 2415 –2420, may 2007.
- [27] H. Paula. *Uma Nova Metodologia para determinação dos fenômenos de alta frequência em sistema de acionamento de motores de indução através de inversores PWM*. Tese de doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Uberlândia-MG, 2005.
- [28] F.Z. Peng, J.W. McKeever, and D.J. Adams. Cascade multilevel inverters for utility applications. In *Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1997. IECON 97. 23rd International Conference on*, volume 2, pages 437 –442 vol.2, nov 1997.
- [29] M. P. Ribeiro, P. S. Oliveira, J. S. Matos, and J. E. M. Silva. Field applications of subsea electrical submersible pumps in brazil. *Technology Conferency Offshore*, pages 1 – 7, 2005.
- [30] J. Rodriguez, P. Correa, and L. Moran. A vector control technique for medium voltage multilevel inverters. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE*, volume 1, pages 173 –178 vol.1, 2001.
- [31] M. Saedifard, H. Saligheh Rad, A. Bakhshai, and R. Iravani. A fast and universal neuro-based svm algorithm for multi-level converters. In *Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE*, pages 1508 –1514, 25 2007-march 1 2007.

- [32] J. E. M. D. Silva, C. H. S. Mattos, and J. H. Rittershausen. Primeira instalação de um bomba centrífuga submersa em águas profundas: RJS-477A bacia de campos Brasil. *Boletim Técnico da Produção de Petróleo*, 43(1):69 – 83, 2000.
- [33] G. Skibinski and S. Breit. Line and load friendly drive solutions for long length cable applications in electrical submersible pump applications. In *Petroleum and Chemical Industry Technical Conference, 2004. Fifty-First Annual Conference 2004*, pages 269 – 278, sept. 2004.
- [34] G. Takacs. *Electrical Submersible Pumps Manual - Design Operations and Maintenance*. 2009.
- [35] L.M. Tolbert, Fang Zheng Peng, and T.G. Habetler. Multilevel converters for large electric drives. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 35(1):36 –44, jan/feb 1999.
- [36] Edson Adriano Vendrusculo. *Estudo e implementação de estratégia para minimização de sobretensões produzidas por inversores PWM em sistemas de acionamento de motores elétricos com cabos longos*. Tese de doutorado, UNICAMP, Campinas, 2001.
- [37] Yao Xiao, Zhong Chen, and Jinwei Chu. Harmonic impedance measurement on submarine cable. In *Harmonics and Quality of Power (ICHQP), 2012 IEEE 15th International Conference on*, pages 564 –568, june 2012.

Apêndice A

Plataforma Experimental

Durante o desenvolvimento do trabalho foi realizada a montagem de uma plataforma experimental de um conversor multinível em cascata. Na sequência será apresentado uma descrição desta plataforma, bem como seu sistema de proteção e de acionamento das chaves.

A.1 Descrição da Plataforma

A plataforma montada consiste de um conversor multinível em cascata com 15 células ponte-H, as quais tem suas saídas conectadas em bornes, permitindo a determinação do número de níveis de forma externa. Na Figura A.1a é apresentada como estas ponte-H estão distribuídas. Com a plataforma é possível obter um conversor de no máximo 11 níveis na configuração trifásica e 31 níveis na configuração monofásica.

Cada células tem um barramento que suporta 400V e um limite de corrente de 12A em suas chaves. Na Figura A.1b é mostrada uma célula com os terminais de saída abertos.

As células são constituídas por uma ponte-H conectada com um retificador monofásico na entrada. Na Figura A.2 é apresentado o esquemático dessas células.

Com a finalidade de isolar o sistema da rede elétrica foi alocado um transformador 1:1 para cada célula. A Figura A.3 mostra este transformador.

A.2 Descrição do Sistema de Proteção

O Sistema de proteção é formado por proteções manuais, compostas por chaves de emergência e chaves de acionamento de célula. Na Figura A.4 é mostrada os botões responsáveis por ligar, desligar e energizar a bancada.



(a) Vista frontal da plataforma experimental (b) Vista frontal de uma célula experimental

Figura A.1: Plataforma Experimental

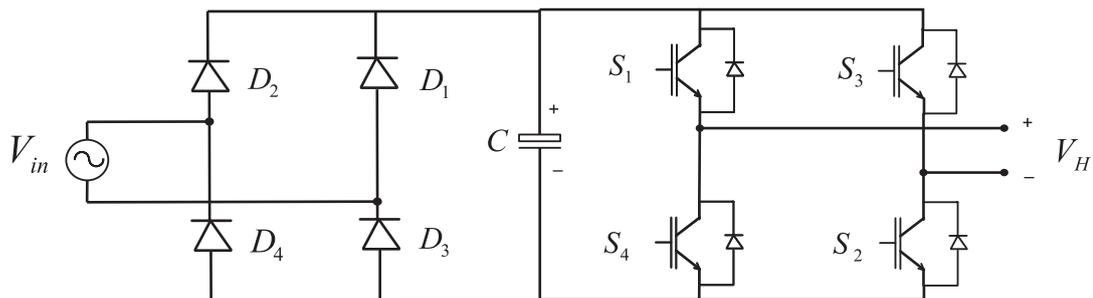


Figura A.2: Esquemático de uma célula da plataforma experimental

Além destas chaves, existe também uma chave para cada célula, com o objetivo de energizar apenas as células que estiverem em uso. A Figura A.5 mostra onde estas chaves estão localizadas na plataforma.

Por fim, a Figura A.6 apresenta um diagrama multifilar simplificado desde o sistema de proteção até a entrada da célula.

A.3 Descrição do Acionamento dos IGBT

Para acionar as chaves semicondutoras foi utilizado um simulador em tempo real dSPACE 1104. Este simulador gera os pulso de saída de 0V a 5V, entretanto do driver da chave utilizada (SKHI 20 opA - Semikron) necessitava de uma tensão de 15V para fechar a chave e 0V para abrir, desta forma foram montadas duas PCI, uma para realizar a distribuição do sinal e alimentar as células e outra para realizar o condicionamento do

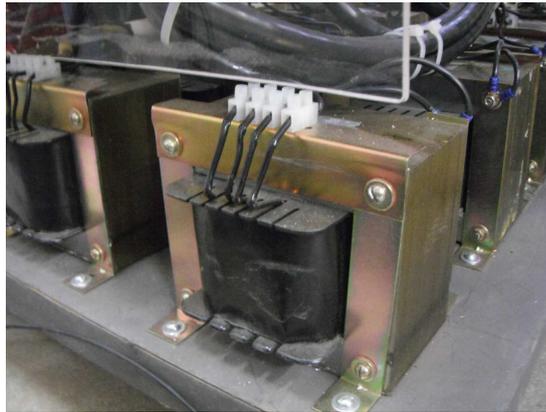


Figura A.3: Transformador de isolação



Figura A.4: Chaves de acionamento da plataforma, de cima para baixo: Liga, Desliga, Desliga(Emergência) e Liga o trifásico



Figura A.5: Chaves para controlar o acionamento das células individualmente, localizada na parte de tras da plataforma

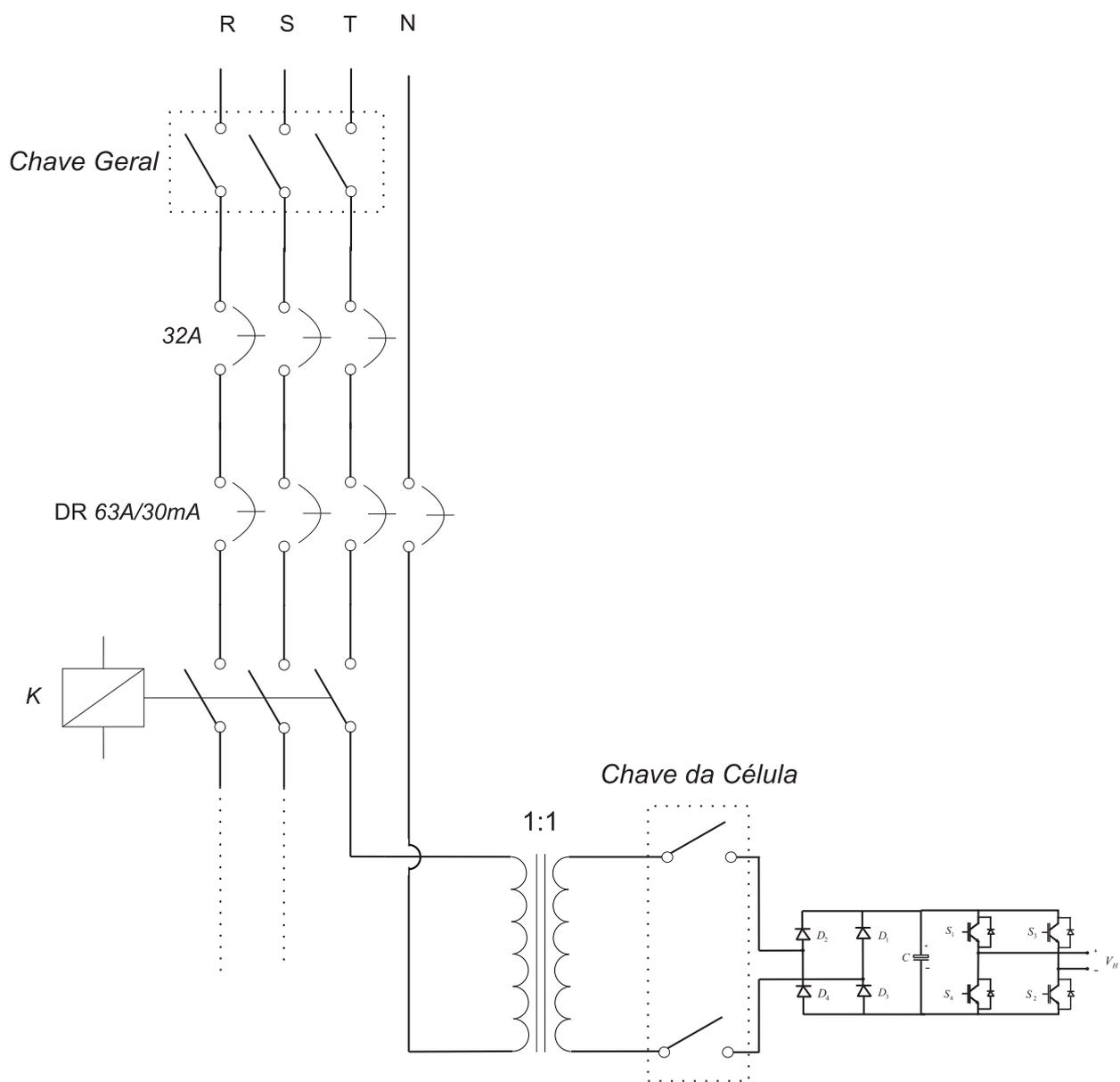


Figura A.6: Diagrama multifilar simplificado da Plataforma experimental



Figura A.7: Simulador em tempo real dSPACE

sinal. Na Figura A.7 é mostrado o simulador em tempo real.

Na sequência, as Figuras A.8 e A.9 apresentam o esquemático das duas placas que foram desenvolvida para realizar o condicionamento de distribuição do sinal gerado pelo dSPACE. E a Figura A.10 apresenta as placas na plataforma experimental.

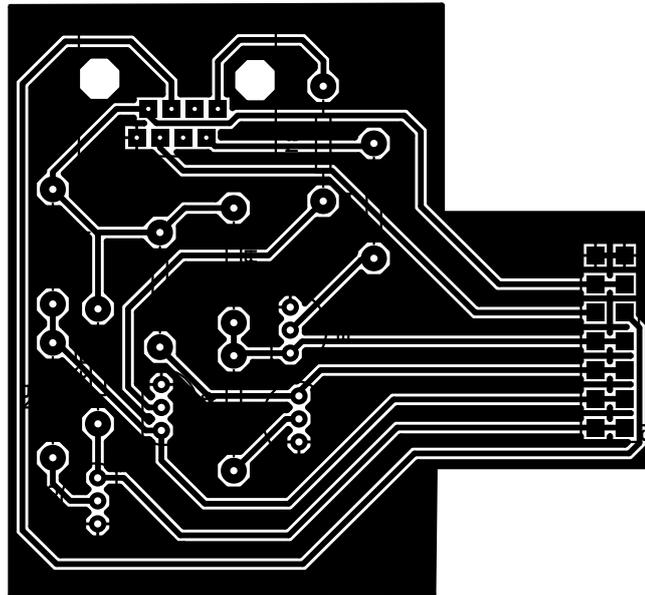


Figura A.8: Esquemático da PCI de condicionamento do sinal

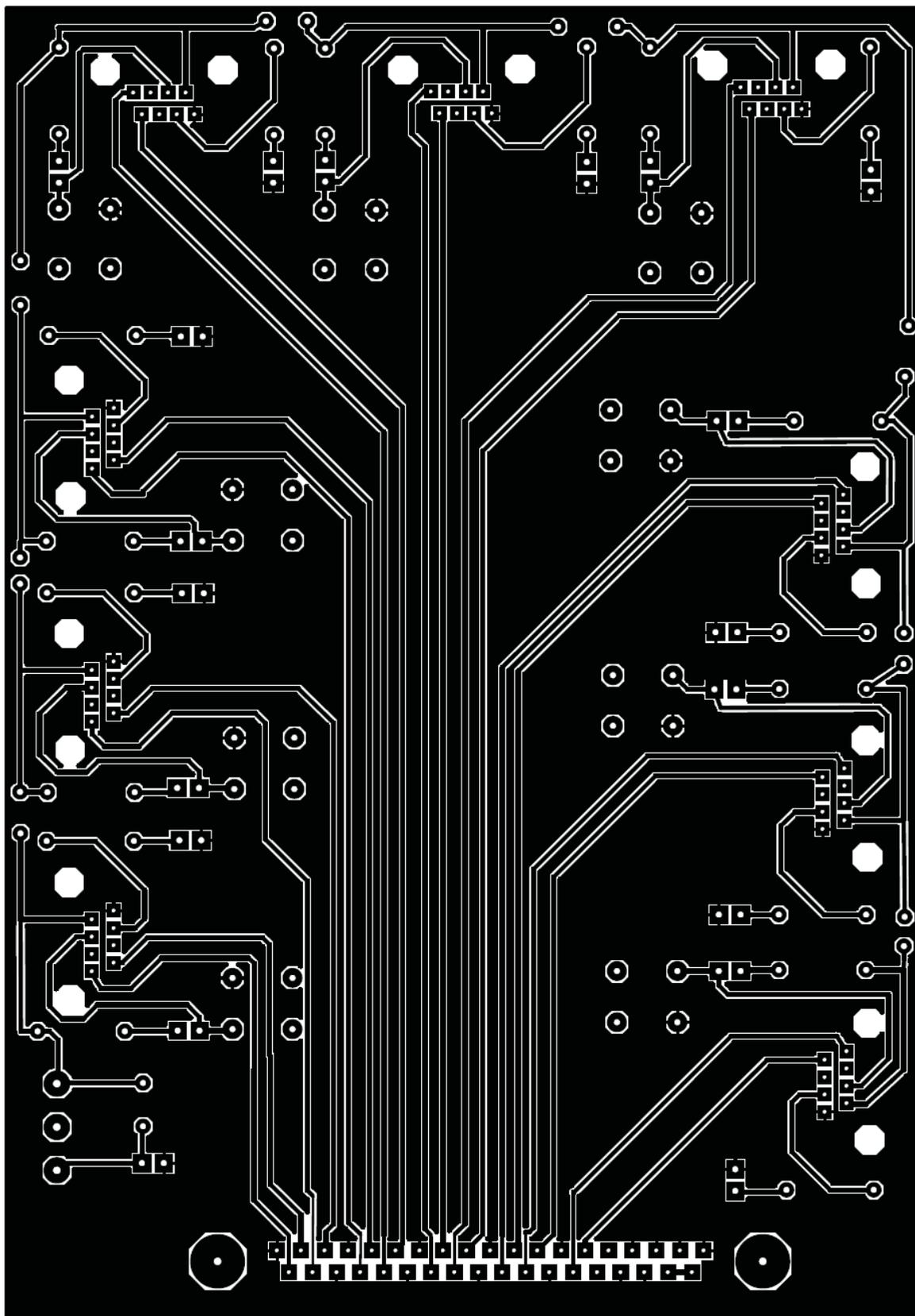
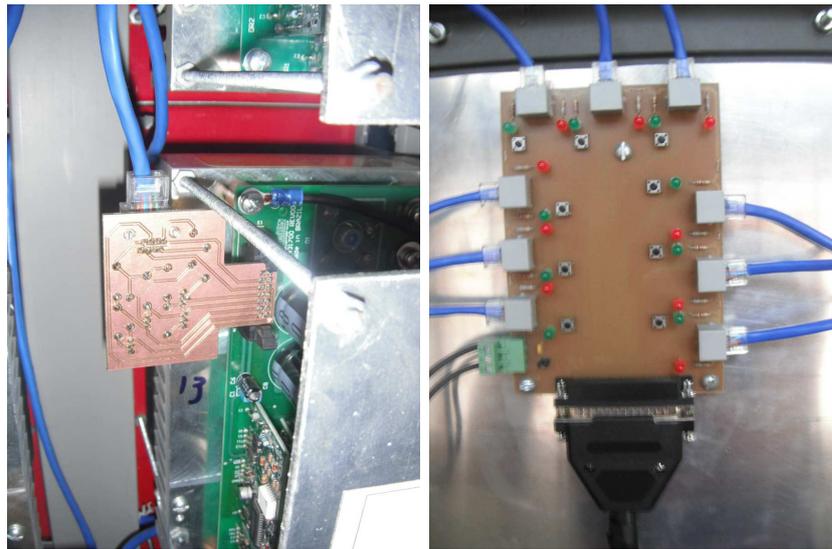


Figura A.9: Esquemático da PCI de distribuição dos sinal gerados pelo dSPACE



(a) Placa de condicionamento do sinal
nal

(b) Placa de distribuição dos sinais
PWM

Figura A.10: PCI na plataforma experimental