

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS

Escola de Engenharia

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Técnicas Vetoriais de Modulação por Largura de Pulso para Conversores Trifásicos de Quatro-Braços

Wanderson Ferreira de Souza

Dissertação submetida à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como parte dos requisitos necessários para à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Marcos Antônio Severo Mendes, Dr.

Belo Horizonte, 30 de Setembro de 2005

Dedico este trabalho a minha família, em especial a minha vó Maria que é uma pessoa de muita luz e força.

Agradecimentos

Gostaria de registrar os meus agradecimentos:

Ao professor Marcos A. Severo Mendes, meu orientador, pelo interesse, atenção, orientações e amizade.

Aos professores da banca Pedro Donoso, Seleme Isaac pelas sinceras contribuições e em especial ao professor Paulo Fernando Seixas pelas sugestões e interesse pelo trabalho.

Ao professor Porfírio Cortizo pela ajuda, orientações e auxílio, para que os resultados experimentais fossem obtidos.

Aos colegas do CPDEE pelos questionamentos, companherismos e ajuda durante os trabalhos e convivência, em especial aos amigos Caio Wheden, Bernardo Cougo, Lenin Moraes, Bruno Gomes e Fabiano Rocha.

Ao PPGEE, ao CNPQ e a Texas Instruments pelo suporte a este trabalho.

Aos meus familiares, em especial aos meus pais Vanderlúcio Lopes de Souza e Isabel Ferreira de Souza, minha irmã Eliziane e minha esposa Wanda pelo apoio, compreensão e amor.

Resumo

Este trabalho aborda estratégias de implementação de moduladores por largura de pulso do tipo *Space Vector* para conversores trifásicos de quatro-braços, buscando estabelecer uma análise comparativa entre elas e evidenciar as vantagens desse tipo de conversor.

Representando esse conversor por um conjunto de equações algébricas, chega-se a um sistema de equações com grau de liberdade quatro. Observa-se, basicamente, duas linhas de abordagens para a solução desse sistema, uma considerando a interpretação geométrica tridimensional deste e outra que parte da escolha prévia de um padrão de chaveamento otimizado.

Uma interpretação própria é desenvolvida tendo como referência as duas linhas de abordagens existentes, procurando conciliar vantagens de uma e de outra.

Algumas aplicações típicas para inversores trifásicos de quatro-braços são levantadas, apresentando as principais vantagens do seu emprego e características de funcionamento.

Os módulos básicos de implementação dos métodos de modulação em largura de pulsos desse inversor em um processador digital de sinais são discutidos. Os resultados experimentais obtidos com a implementação do modulador em um DSP (*Digital Signal Processor* TMS320F2812 e uma montagem do inversor trifásico de quatro-braços controlado são apresentados.

Abstract

This work study the strategies for three-phase four-leg voltage source converter. Carrier-based pulse width modulator (PWM) method and space vector PWM method are discusses for the three-phase and four-leg voltage source converters. The interest is to establish the comparative analysis between thus and show the advantages of the use this kind of converters.

Can be observed two mainly method to solve the implementation of the four-leg converter. The first method uses arrangement of the voltage vectors command in the geometric interpretation in a three-dimensional space. The other method is based on the prior choose of the optimized switching standard.

A novel interpretation is proposed based in the two considered method, the intension is to conciliate the advantages of both.

Some typical applications for three-phase four-leg voltage inverters are analyzed and the main characteristic and advantages for their use are stuck out.

The basic modules to implement the four-leg inverter in the digital signal processor (DSP) are showed. The experimental results are showed after the implementation in the DSP TMS320F2812 and design the three-phase four-leg voltage inverter.

Conteúdo

Resumo	i
Abstract	ii
Conteúdo	iii
Lista de Tabelas	vi
Lista de Figuras	vii
Nomenclatura	xiii
1 Introdução	1
1.1 Estado da Arte	1
1.2 Objetivos	3
1.3 Motivação	4
1.4 Organização do trabalho	5
2 Técnicas de implementação de um inversor de quatro-braços	7
2.1 Introdução	7
2.2 O Inversor trifásico de quatro-braços	9
2.3 Inversor de quatro-braços do tipo SVPWM-3D	10
2.3.1 Interpretação geométrica para o tipo SVPWM-3D	12
2.3.2 Implementando o SVPWM-3D	13
2.3.3 Avaliando o SVPWM-3D	21

2.4	<i>Inversor de quatro-braços do tipo SVPWM baseado em portadora</i>	22
2.4.1	<i>Conhecendo a tensão de offset</i>	23
2.4.2	<i>A tensão de offset na implementação de um inversor de quatro-braços</i>	26
2.5	<i>Método proposto para inversor de quatro-braços</i>	32
2.5.1	<i>Análise do padrão de chaveamento para o SVPWM-3D</i>	33
2.6	<i>Comparação entre o SVPWM-3D e o SVPWM Proposto</i>	39
2.7	<i>Método de modulação descontínuo pelo padrão de chaveamento</i>	43
2.7.1	<i>Implementando o DPWM1 utilizando o padrão de chaveamento</i>	44
2.8	<i>Conclusão</i>	51
3	<i>Inversor de quatro-braços ou com divisor capacitivo</i>	53
3.1	<i>Comparando o inversor de quatro-braços com o de divisor capacitivo</i>	53
3.2	<i>Resultados de simulação</i>	55
3.2.1	<i>Carga desbalanceada</i>	58
3.2.2	<i>Carga balanceada em sobremodulação</i>	61
3.3	<i>Conclusão</i>	66
4	<i>Verificando o funcionamento do conversor de quatro-braços</i>	67
4.1	<i>Filtro ativo paralelo ou shunt</i>	67
4.2	<i>O porque do filtro ativo</i>	68
4.3	<i>Os tipos de filtros ativos</i>	68
4.4	<i>As características do filtro ativo shunt</i>	69
4.5	<i>Implementando o filtro ativo shunt</i>	70
4.6	<i>Resultados de simulação</i>	74
4.6.1	<i>Carga balanceada não-linear</i>	74
4.7	<i>Conclusão</i>	79
5	<i>Aplicação do inversor de quatro-braços em uma fonte de energia ininterrupta</i>	80
5.1	<i>Estudando o conversor de sete-braços</i>	81
5.2	<i>Usando o padrão de chaveamento do SVPWM-3D</i>	84
5.3	<i>Usando interpretação gráfica</i>	85

5.4	<i>O sistema de controle utilizado</i>	90
5.5	<i>Resultados da simulação</i>	92
5.5.1	Carga Balanceada	93
5.5.2	Carga balanceada na partida com carga não-linear sendo acionada	96
5.5.3	Carga desbalanceada	98
5.5.4	Carga não-linear	101
5.5.5	Alimentando um carga monofásica	102
5.5.6	Sintetizando apenas a fase <i>a</i>	104
5.6	<i>Conclusão</i>	106
6	<i>Resultados Experimentais</i>	107
6.1	Módulos do software do inversor trifásico de quatro-braços	107
6.1.1	O gerador de referências	108
6.1.2	O modulador SVPWM	110
6.1.3	Driver do modulador SVPWM	111
6.2	Resultados obtidos	115
6.3	<i>Conclusão</i>	120
7	<i>Conclusão geral</i>	121
7.1	<i>Contribuições realizadas</i>	122
7.2	<i>Propostas de continuidade</i>	123
Apêndice A	<i>Demonstração matemática da equivalência entre os métodos</i>	125
A.1	<i>Baseado em portadora é equivalente ao SVPWM-3D</i>	125
A.1.1	Aplicando o método algébrico para o portadora	126
A.1.2	Aplicando o método algébrico para o 3D	127
Referências Bibliográficas		131

Lista de Tabelas

2.1	Vetores de comando para os braços do inversor	10
2.2	Identificação dos vetores de V0 a V7	12
2.3	Identificação dos vetores de V8 a V15	12
2.4	Identificação dos tetraedros para o PWM-3D	19
2.5	Condições para o conversor de dois-braços	24
2.6	Condições para o conversor de quatro-braços	28
2.7	Determinação dos τ_f para o $P1$	38
2.8	Determinação dos τ_f generalizados	38
2.9	Determinação das regiões para o DPWM1	46
2.10	Agrupamentos das regiões para o DPWM1	46
2.11	Determinação dos τ_f e V_{fn} para o DPWM1	49
3.1	Distorção harmônica total para carga balanceada	56
3.2	Distorção harmônica total para carga desbalanceada	58
5.1	Comando das chaves do retificador	82
5.2	Comando das chaves do inversor	82
5.3	Determinação dos τ_f Generalizados	85
5.4	Possíveis regiões de operação dos conversores	85

Lista de Figuras

2.1	Circuito típico de um inversor trifásico com quatro-braços	9
2.2	Circuito típico de um inversor trifásico com divisor capacitivo	9
2.3	Distribuição dos vetores no espaço $\alpha\beta 0$	11
2.4	Vista do poliedro destacando o detalhe da parte frontal	12
2.5	Vista do poliedro destacando o detalhe da parte traseira	12
2.6	Sólido formado pela união dos 14 vetores ativos nos eixos $\alpha\beta 0$	13
2.7	As três vistas do sólido de 12 faces formado pela união dos vetores	14
2.8	Fluxograma de identificação dos prismas	15
2.9	Prisma 1 com a divisão dos 4 tetraedros	15
2.10	Vista explodida dos tetraedros para o prisma 1	16
2.11	Distribuição dos tempos de condução para o prisma 1 e tetraedro 1	17
2.12	Distribuição dos prismas e tetraedros em 1 período da rede para carga equilibrada	20
2.13	Planos de separação para os tetraedros $T14$ e $T2$ e para $T1$ e $T13$	21
2.14	Sinais de comando para os braços $abcf$	22
2.15	Implementação do SVPWM trifásico de três-braços baseado em portadora	23
2.16	Conversor monofásico em ponte completa ou de dois-braços	23
2.17	Gráfico de V_{xn} em função do comando S_x	24
2.18	Distribuição dos tempos de condução para o conversor monofásico	26
2.19	Circuito típico de um inversor trifásico de quatro-braços	26
2.20	Regiões possíveis da <i>tensão de offset</i> para região 1	29
2.21	Regiões possíveis da <i>tensão de offset</i> para a região 2	30
2.22	Regiões possíveis da <i>tensão de offset</i> para a região 3	31

2.23	Distribuição dos tempos de condução para o $T1$ do $P1$	33
2.24	Distribuição dos tempos de condução para o $T2$ do $P1$	35
2.25	Distribuição dos tempos de condução para o $T13$ do $P1$	36
2.26	Distribuição dos tempos de condução para o $T14$ do $P1$	37
2.27	Tensão de fase para o PWM-MP	40
2.28	Tensão de fase para o PWM-3D	40
2.29	Tensão de fase-fase para o PWM-MP	40
2.30	Tensão de fase-fase para o PWM-3D	40
2.31	Tensão fase filtrada para o PWM-MP	41
2.32	Tensão fase filtrada para o PWM-3D	41
2.33	Corrente de carga para o PWM-MP	41
2.34	Corrente de carga para o PWM-3D	41
2.35	Componentes de frequência da tensão de fase	42
2.36	Componentes harmônicas da tensão de fase	42
2.37	Amplitude da fundamental de tensão de fase para o PWM-MP	42
2.38	Amplitude da fundamental de tensão de fase para o PWM-3D	42
2.39	SIG da tensão de fase	43
2.40	Distorção harmônica total da tensão de fase	43
2.41	Valor RMS dos harmônicos da tensão de fase	43
2.42	Identificação das regiões do DPWM1 através da vista superior do dodecaedro	45
2.43	Distribuição dos tempos de condução para a região I	47
2.44	Distribuição dos tempos de condução para a região IV	48
2.45	Tensões de pólo e de sequência zero	49
2.46	Sinal de comando para a fase a	49
2.47	Tensão de fase	50
2.48	Distorção harmônica total da tensão de fase	50
2.49	SIG da tensão de fase	50
3.1	Inversor trifásico com o quarto braço	54
3.2	Inversor trifásico com braço capacitivo	54

3.3	THD da tensão de carga	56
3.4	Amplitude da fundamental da tensão de carga	56
3.5	Valor RMS dos harmônicos	57
3.6	Espectro de frequência para a tensão de carga com $M_i=0,575$	57
3.7	Espectro de frequência para a tensão de carga com $M_i=0,35$	58
3.8	Tensões na carga após o filtro no inversor de quatro-braços	59
3.9	Correntes pela carga no inversor de quatro-braços	59
3.10	Tensões de carga após o filtro no divisor capacitivo	59
3.11	Correntes pela carga no divisor capacitivo	59
3.12	Corrente por uma das chaves do quarto braço	60
3.13	Corrente de neutro no inversor de quatro-braços	60
3.14	Tensão sobre um dos capacitores do divisor	61
3.15	Corrente por um dos capacitores no inversor com divisor capacitivo	61
3.16	Tensão sobre um dos capacitores do divisor	62
3.17	Correntes por uma das chaves do quarto braço	62
3.18	Correntes por um dos capacitores do divisor	62
3.19	Corrente de neutro no inversor com quatro-braços	63
3.20	Corrente de neutro no inversor com divisor capacitivo	63
3.21	Tensão de carga na fase <i>a</i> no de quatro braços	64
3.22	Tensão de carga na fase <i>a</i> no divisor capacitivo	64
3.23	Tensões de carga após o filtro no de quatro braços	64
3.24	Correntes pela carga no de quatro braços	64
3.25	Tensões de carga após o filtro no divisor capacitivo	65
3.26	Correntes pela carga no divisor capacitivo	65
4.1	Princípio de compensação do filtro ativo shunt	69
4.2	Diagrama completo do filtro ativo shunt	71
4.3	Diagrama de controle do filtro ativo shunt	72
4.4	Diagrama da carga não-linear utilizada	75
4.5	Tensões de fase-neutro na rede	75

4.6	Corrente pela rede	75
4.7	Corrente de saída do conversor PWM	76
4.8	Tensão/corrente de rede na fase <i>A</i>	76
4.9	Corrente pela carga	76
4.10	Corrente pelo filtro	76
4.11	Harmônicos da corrente na saída do PWM	77
4.12	Harmônicos da corrente de carga na fase <i>a</i>	77
4.13	Harmônicos da corrente de rede na fase	77
4.14	Harmônicos da corrente de rede na fase	77
4.15	Tensão e corrente de saída na carga	78
5.1	Conversor de sete-braços para aplicação UPS	81
5.2	Sinais de comando para o retificador	83
5.3	Distribuição dos sinais de comando para o inversor	84
5.4	Distribuição dos sinais de comando para a região 1	86
5.5	Distribuição dos sinais de comando para a região 2	88
5.6	Distribuição dos sinais de comando para a região 3	89
5.7	Diagrama do sistema de controle para UPS	92
5.8	Tensão e corrente na rede para fase <i>a</i>	93
5.9	Tensão sobre a carga	93
5.10	Corrente pelo quarto braço	94
5.11	Detalhe da corrente pelo quarto braço	94
5.12	Valor eficaz dos harmônicos da tensão de carga	94
5.13	Valor eficaz dos harmônicos da corrente na carga	94
5.14	THD da tensão na carga	95
5.15	THD da corrente de carga	95
5.16	Componentes de frequência da tensão na carga	95
5.17	Componentes de frequência da corrente na carga	95
5.18	Componente fundamental da tensão na carga	96
5.19	Diagrama da carga não-linear	96

5.20	Tensões na rede	97
5.21	Tensão sobre o capacitor	97
5.22	Corrente pela carga na entrada de carga	97
5.23	Corrente pela carga na saída de carga	97
5.24	Corrente na rede na entrada de carga	98
5.25	Corrente na rede na saída de carga	98
5.26	Tensão e corrente pela rede na entrada de carga	98
5.27	Tensão e corrente pela rede na saída de carga	98
5.28	Conversor de sete-braços para aplicação UPS com filtro	99
5.29	Tensões na carga	99
5.30	Correntes de carga	99
5.31	Correntes de rede	100
5.32	Corrente pelo neutro	100
5.33	Harmônicos da tensão de carga	100
5.34	Harmônicos da corrente de carga	100
5.35	Tensão de carga	101
5.36	Correntes na carga	101
5.37	Corrente pelo quarto braço	102
5.38	Tensão e corrente na rede	102
5.39	Tensão e corrente sobre o circuito RC	102
5.40	Tensão na carga	103
5.41	Correntes na carga	103
5.42	Corrente pelo quarto braço	103
5.43	Tensão e corrente na rede	104
5.44	Tensão e corrente sobre o circuito RC	104
5.45	Tensão e corrente na rede	105
5.46	Tensão na carga	105
5.47	Corrente pela carga	105
6.1	Diagrama completo dos módulos de <i>software</i> implementados	108

6.2	Diagrama em bloco do módulo gerador de referências senoidais	108
6.3	Diagrama em bloco do módulo gerador de PWM	110
6.4	Diagrama do driver do modulador SVPWM	112
6.5	Diagrama do módulo de inicialização do DSP	112
6.6	Diagrama do módulo de atualização do DSP	113
6.7	Módulos para implementação do sistema UPS	114
6.8	Conversor de sete-braços para aplicação UPS com filtro	115
6.9	Tempos de condução das chaves superiores para a fase a e f	115
6.10	Ação do quarto braço na tensão de saída	116
6.11	Tensão e corrente na carga	117
6.12	Componentes harmônicas da tensão na fase A	117
6.13	Tensão de fase-fase (V_{bc}) para índice de modulação $M_i=0,25$	118
6.14	Tensão de fase-fase (V_{bc}) para índice de modulação $M_i=0,72$	118
6.15	Componentes harmônicas da tensão na fase-fase V_{bc}	118
6.16	Tensão na fase-neutro V_{af} para $M_i=0,5$	119
6.17	Componente fundamental da tensão na carga	119
A.1	Vetor de Tensão em $\alpha/\beta 0$	126
A.2	Padrão de chaveamento simetricamente alinhado	129

Nomeclatura

$V_{normalizado}$ - Vetor normalizado para tensão de pólo e para o ponto de referência g .

V_{xf} - Tensão de pólo para as fases a, b e c .

V_{xg} - Tensão para o ponto de referência para as fases a, b, c e f .

S_x - Posição da chave superior para os braços a, b, c e f .

V_α - Tensão de *Clarke* para o eixo α .

V_β - Tensão de *Clarke* para o eixo β .

V_0 - Tensão de *Clarke* para o eixo θ .

V_z - Tensão indicativa da perda de um grau de liberdade.

VN - Vetor de comando para conversor com quatro braços do tipo SVPWM ($N=0, \dots, 15$).

Pn - Prisma de indicação da localização do vetor de comando ($n=1, \dots, 6$).

Tk - Tetraedro de indicação da localização do vetor de comando ($k=1, \dots, 24$).

$\bar{v}_{cmd}$ - valor médio do vetor de comando.

T_{pwm} - período do sinal de PWM.

Δt_1 - É o tempo de aplicação do vetor V8.

Δt_2 - É o tempo de aplicação do vetor V9.

Δt_3 - É o tempo de aplicação do vetor V13.

Δt_4 - É o tempo de aplicação dos vetores nulos.

f - frequência do sinal de rede.

f_{pwm} - frequência de PWM.

$\overline{V}_{xn}$ - Tensão de pólo para o conversor monofásico para os braços a e f .

E - Tensão do barramento $C.C$.

a - É o coeficiente de inclinação para o sistema monofásico.

b - É o índice de deslocamento para o sistema monofásico.

τ_x - É o tempo de condução da chave S_x ($x=a, b, c$ e f).

V_{min} - Representa o valor mínimo entre as três tensões de linha.

V_{max} - Representa o valor máximo entre as três tensões de linha.

T_{V_0} - Tempo de aplicação para o vetor V_0 .

$T_{V_{15}}$ - Tempo de aplicação para o vetor V_{15} .

R_x - Resistência de fase para inversor de quatro-braços ou capacitivo ($x=a, b$ ou c).

L_x - Indutância de fase para inversor de quatro-braços ou capacitivo ($x=a, b$ ou c).

S_{xr} - Posição da chave superior para os braços a, b e c do retificador.

S_{xi} - Posição da chave superior para os braços a, b e c do inversor.

V_{xr} - Tempo de pólo para o retificador ($x=a, b$ ou c).

V_{xi} - Tempo de pólo para o inversor ($x=a, b$ ou c).

V_{xrf} - Tensão de fase do referido braço para o braço f do retificador ($x=a, b$ ou c).

V_{xif} - Tensão de fase do referido braço para o braço f do inversor ($x=a, b$ ou c).

v_{xr} - Tensão fase para o retificador ($x=a, b$ ou c).

v_{xi} - Tensão fase para o inversor ($x=a, b$ ou c).

$\overline{v}_{xr}(k)$ - Tensão de fase média amostrada para o retificador($x=a, b$ ou c).

$\overline{v}_{xi}(k)$ - Tensão de fase média amostrada para o inversor($x=a, b$ ou c).

$\overline{S}_{xr}(k)$ - Tempo médio de acionamento da chave para o retificador no período amostrado ($x=a, b$ ou c).

$\overline{S}_{xi}(k)$ - Tempo médio de acionamento da chave para o inversor no período amostrado ($x=a, b$ ou c).

$\overline{S}_f(k)$ - Tempo médio de acionamento da chave do braço f no período amostrado.

$\tau_{xr}(k)$ - Tempo de condução da chave S_{xr} ($x=a, b, c$ e f) do retificador no período amostrado.

$\tau_{xi}(k)$ - Tempo de condução da chave S_{xi} ($x=a, b, c$ e f) do inversor no período amostrado.

$\tau_f(k)$ - Tempo de condução da chave S_f no período amostrado.

τ_{fmax} - Tempo máximo de condução da chave superior para o braço f .

τ_{fmin} - Tempo mínimo de condução da chave superior para o braço f .

Q.15 - Formato de 16 bits utilizado para identificação de uma variável no compilador do DSP.

I_{hl} - Corrente harmônica da carga.

I_{hs} - Corrente harmônica da fonte.

I_F - Corrente fundamental da carga.

f_{hmax} - Frequência harmônica máxima.

i_{cx} - Corrente de carga.

i_x - Corrente de rede.

i_{fx^*} - Corrente instantânea de referência.

Z_x - Termo que pode representar corrente ou tensão ($x=a, b$ ou c).

Z_k - Termo que pode representar corrente ou tensão ($k=d, q$ ou θ).

Z_1 - Termo fundamental de corrente ou tensão.

I_k - Corrente no sistema $dq\theta$ ($k=d, q$ ou θ).

P_{loss} - Potência ativa consumida pelo filtro.

L - Indutância do filtro.

C - Capacitância do filtro.

M_i - Índice de modulação.

R_k - Resistência na carga não-linear ($k=1$ e 2).

Capítulo 1

Introdução

O avanço da tecnologia dos dispositivos semicondutores de potência, permitindo, por exemplo, maiores frequências de chaveamento, tem aumentado o interesse pelos inversores de tensão com comando por modulação em largura de pulsos (PWM-*Pulse Width Modulation*). Em particular, os inversores de tensão PWM trifásicos de quatro-braços têm sido usados para prover o controle do ponto de neutro para cargas desbalanceadas e não-lineares, bem como em filtros ativos [1, 2].

Em sistemas trifásicos a quatro fios, as componentes de sequência zero de tensão e corrente estão presentes devido ao desbalanceamento ou não-linearidade da carga, ou devido ao desbalanceamento das condições da fonte. O nome conversor de quatro-braços tem sido dado aos conversores trifásicos com um braço adicional para controle da corrente de neutro. Devido a essa característica estes conversores de quatro-braços têm sido usados para fornecimento de energia, com baixa distorção harmônica e alto fator de potência, para fontes de energia ininterrupta (UPS-*Uninterruptible Power Supplies*), bem como para filtros ativos, onde cargas desbalanceadas e não-lineares estão presentes [1].

1.1 *Estado da Arte*

Várias estratégias de modulação têm sido analisadas para inversores de tensão com três ou quatro braços. Em geral, as análises são feitas em função da máxima tensão de saída sintetizada, das perdas de chaveamento, da distorção harmônica, do *ripple* na corrente de linha e da facilidade

de implementação.

Observa-se que os conversores de três ou quatro braços apresentam resultados bastante semelhantes, sobre toda a faixa de índice de modulação e condições de carga, para vários métodos do tipo space vector (SVM-*Space Vector Modulation*). Também verifica-se que os métodos de modulação com baixa distorção harmônica apresentam maiores perdas de chaveamento e vice-versa [3].

Pensando em estratégias de modulação, para frequência de chaveamento constante, dois métodos sobressaem: uma considerando uma interpretação geométrica tridimensional [3, 4] e outra que parte da escolha prévia de um padrão de chaveamento otimizado [5].

Para o primeiro, considerando que o sistema caracteriza-se por ser dual, chave aberta ou chave fechada, verifica-se a existência de 16 possíveis combinações de acionamento das chaves. A cada uma dessas combinações se associa um dado vetor de comando. A distribuição espacial desses vetores em um espaço $\alpha/\beta 0$, permite que os vértices desse vetores formem um sólido com 12 faces iguais, conhecido como dodecaedro. Esse dodecaedro é dividido em 24 tetraedros, onde cada região é formada por 3 vetores ativos mais os 2 vetores nulos que limitam a área. Para cada uma dessas regiões, tetraedros, existe uma matriz de conversão, que permite que se determine as larguras de pulsos de comando de cada um dos braços.

Existem diversos estudos propondo diferentes algoritmos para estabelecer os limites de implementação desse método, afim de manter o vetor de comando dentro da faixa de operação linear do inversor. Um desses [2] utiliza um elipsóide inscrito dentro de um sólido de doze lados (o dodecaedro), cujos vértices são compostos pelos vetores não nulos de chaveamentos de tensão dentro de um sistema de referência $\alpha/\beta 0$. Uma segunda forma seria utilizar os planos que limitam esse dodecaedro para definir o vetor de comando. Essas duas formas são bastante interessantes e semelhantes, e fazem necessária compreender a distribuição espacial dos vetores, que é ligeiramente complexa. Além disso, as implementações desses métodos exigem, realmente, melhores recursos computacionais e algoritmos para implementação mais elaborados.

No segundo método, como é feita a escolha de um padrão de chaveamento inicialmente, que caracteriza-se por escolher um dado tipo de tensão de sequência zero e o modo de implementação do modulador simétrico ou assimétrico, a sua implementação torna-se bastante mais simplificada.

Uma forma de implementação proposta em [5], incluindo inclusive um algoritmo de sobre-modulação [6], é o método baseado em uma onda portadora triangular, através do conceito de

tensão de offset, a qual é um tipo de tensão de sequência zero. Esse método é equivalente ao PWM space vector tridimensional (SVPWM-3D), o qual consegue a completa utilização da capacidade do conversor, mas a sua implementação é mais simples. O custo que se tem com essa simplificação é a perda do grau de liberdade no uso dos vetores de tensão. Nesse método, as larguras de pulsos de cada braço são calculadas tendo como referência a tensão de pólo de cada braço. A tensão de pólo representa a tensão do respectivo braço em relação ao braço tido como comum mais a tensão de sequência zero, que é nomeada de *tensão de offset*.

Uma outra tentativa é estender o conceito usado para o space vector de duas dimensões (SVPWM-2D) [4] para um conversor de quatro-braços descrito em [5, 6] e separar os 16 vetores em dois grupos de acordo com a polaridade da tensão de sequência zero. Para cada grupo, o SVPWM-2D é aplicado para sintetizar as tensões de linha para o neutro, procedimento semelhante que é usado em [3]. As expressões para a máxima amplitude da tensão de fase balanceada e para a máxima amplitude da tensão de sequência zero, as quais podem ser sintetizadas simultaneamente, são deduzidas em [5].

Conversores de quatro-braços, que são capazes de fornecer tensão de sequência zero para controlar correntes de neutro causadas pelo desbalanceamento da carga ou da fonte, são propostos [3] e [7]-[8]. Também vários métodos de implementação da modulação para conversores de quatro-braços têm sido sugeridos [2]-[9], porém nenhum deles explora opcionalmente o tempo de condução da chave do braço extra na determinação dos tempos de condução das chaves dos outros braços.

1.2 Objetivos

Este trabalho tem por finalidade:

- Analisar os vários métodos de PWM para os conversores de tensão trifásicos de quatro-braços.
- Estudar o desempenho desses métodos buscando a completa utilização da capacidade desse conversor, explorando a inserção da sequência zero, com o compromisso entre a máxima tensão e mínima distorção harmônica na saída.
- Comparar a inserção de mais um braço em um conversor trifásico com a topologia que utiliza o divisor capacitivo, ressaltando a vantagem da não necessidade de uma malha de controle sobre o braço de capacitores.

- Aperfeiçoar e desenvolver as técnicas de PWM para conversores de quatro-braços, que são poucas comparadas com as existentes para os sistemas trifásicos com três braços.
- Prover a descrição detalhada das técnicas de implementação computacional dos conversores estudados.
- Constatar a não necessidade do uso das técnicas computacionais convencionais para estabelecimento dos limites da modulação, facilitando assim a implementação do conversor.
- Mostrar através de simulações as características dos diferentes métodos estudados.
- Apresentar os resultados experimentais obtidos na implementação da técnica de PWM sugerida, em um processador digital de sinais (DSP-*Digital Signal Processor*), que neste caso é o TMS320F2812, para o inversor trifásico de quatro-braços.

1.3 Motivação

A presença de cargas desbalanceadas ou do próprio desbalanceamento do sistema de energia é comum em ambientes de trabalho industrial bem como em sistemas de transmissão de energia, aliado à condição de uma carga trifásica ser alimentada por um inversor trifásico sem controle do neutro, por exemplo, pode alterar as formas de onda das tensões e correntes impostas à carga. Nessa situação, a escolha por usar um conversor com um braço adicional possui uma vantagem grande no fornecimento de energia a esse tipo de carga.

Usando um conversor de quatro-braços é possível ter um melhor controle sobre as formas de onda da tensão e corrente aplicada à carga, permitido por esse braço adicional controlado.

Estudar o ganho na substituição do divisor capacitivo por mais um braço controlado em inversores trifásicos, visando inclusive a aplicação em UPS. Essa última aplicação será de grande relevância, pois acrescentará novas informações ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica (PPGEE) da UFMG em especial ao Grupo de Eletrônica de Potência (GEP), do qual faço parte, que possui vários de seus trabalhos desenvolvidos para dispositivos UPS [10, 11]. De imediato, verifica-se um ganho interessante, ao não se precisar mais de uma malha de controle para manter o divisor capacitivo equilibrado e da possível redução das baterias do barramento CC .

1.4 Organização do trabalho

Este trabalho será desenvolvido em seis capítulos. Esses capítulos estão organizados de forma a apresentar uma proposição de trabalho, levantar referências da área pesquisada e catalogá-las e desenvolver estudo criterioso das técnicas empregadas atualmente, procurando acrescentar uma interpretação particular que facilite a compreensão do sistema e também possibilite a implementação de algoritmos mais simplificados. Mais além, pretende-se fazer uma análise do emprego dos inversores trifásicos de quatro-braços em sistemas de energia ininterrupta, procurando ressaltar as vantagens do seu emprego.

A nível de desenvolvimento de tecnologia de implementação, pretende-se contribuir ao implementar o algoritmo desenvolvido em um DSP do fabricante *Texas Instruments*. Para esta fase o DSP escolhido para implementação se deu em função da disponibilidade do dispositivo no laboratório e também de contribuir no conhecimento de utilização do mesmo.

No Capítulo 1 é apresentada uma breve discussão sobre o assunto, levantamento da atual condição das pesquisas, objetivos pretendidos com o trabalho e as razões pelas quais esse assunto foi escolhido.

O Capítulo 2 mostra as técnicas principais de implementação de um inversor trifásico de quatro-braços, ressaltando as vantagens e desvantagens de cada uma delas. Após ter feito este levantamento, uma visão particular é proposta procurando conciliar as vantagens dos métodos estudados e ressaltar uma forma de visualização mais simplificada.

No terceiro capítulo é feita uma análise comparativa entre o inversor trifásico com quatro-braços apresentado e o inversor trifásico clássico, com um braço constituído por dois capacitores. O objetivo é ressaltar vantagens do primeiro em relação ao segundo com base em algumas características levantadas.

O Capítulo 4 discursa sobre o emprego do inversor de quatro-braços em filtros ativos do tipo paralelo. É feito um breve estudo das características desse filtro, tipos e formas de controle. Algumas situações de carga são empregadas na simulação e constatação de funcionamento do filtro.

O quinto capítulo aborda o emprego desse inversor em sistemas de energia ininterrupta (UPS). O sistema neste caso deixa de ser uma sistema com seis braços para ser um sistema com sete braços chaveados. Aqui uma forma de implementação do sistema é desenvolvida. A verificação de

funcionamento é mostrada através da simulação do sistema sobre diversas situações de carga.

O Capítulo 6 descreve o software implementado em um DSP de forma modular, para o inversor trifásico de quatro-braços montado, ressaltando a estrutura usada em cada um dos blocos. Também é apresentada a integração de todos os módulos, constituindo o sistema. Nesse capítulo são mostrados os resultados experimentais obtidos.

O sétimo e último capítulo apresenta a conclusão final do trabalho, descrevendo as propostas de continuidade e as contribuições alcançadas.

No apêndice A é demonstrada analiticamente a equivalência entre o método baseado em portadora e o SVPWM-3D.

Capítulo 2

Técnicas de implementação de um inversor de quatro-braços

Na implementação de um conversor trifásico de quatro-braços duas abordagens podem ser empregadas: as senoidais e os do tipo SVM.

Nos trabalhos publicados observa-se uma certa preferência ao método SVM [2, 3, 12]. Uma das possíveis razões para sua escolha está o maior grau de liberdade para estabelecer a seqüência de chaveamento que define qual tipo de seqüência zero será aplicada. Essa liberdade permite definir diferentes tipos de modulação. Isso é facilmente percebido em trabalhos desenvolvidos para os conversores trifásicos clássicos de três-braços, onde dependendo do tipo de sinal de seqüência zero escolhido obtém-se um grupo de modulações contínuas ou descontínuas [13].

2.1 Introdução

Não contrário a essa tendência, este trabalho também estará avaliando as técnicas de modulação do tipo SVM [14, 15]. Duas abordagens distintas foram consideradas no estudo do conversor PWM com quatro braços.

A primeira, objeto de estudos de vários trabalhos [2, 3, 12], aborda a análise do conversor através de uma interpretação gráfica da distribuição dos vetores de tensão em um espaço $\alpha\beta 0$. Para esse caso, como o número de vetores possíveis é 16 e eles são distribuídos em um espaço com três eixos,

a distribuição espacial desses vetores forma uma figura tridimensional. Isso gerará um maior grau de dificuldade na análise desse tipo de implementação, principalmente quando algoritmos de limite do vetor de comando são abordados. Outro ponto é a dificuldade na interpretação de um sistema tridimensional, por exemplo no formato do sólido, formado pela união das pontas dos vetores não nulos, que neste caso são 14.

Alguns trabalhos [2, 3] têm apresentado figuras, formadas pela distribuição espacial dos vetores de tensão, sólidos simétricos, onde a tensão de sequência zero é mostrada de forma estratificada, com alguns graus de liberdade para a polaridade positiva e outros mesmos para a polaridade negativa [3]. Os trabalhos [4, 16] propõem um sólido de doze faces de forma regular, um dodecaedro, e abordam formas de estabelecimento do vetor de comando.

Em ambas estratégias, os sólidos são divididos em 24 tetraedros (sólido com quatro faces), que são formados pela combinação de três vetores não nulos ativos mais a presença dos vetores nulos. Esses apresentam um grau de complexidade relativamente elevado. Uma terceira abordagem é vista em alguns trabalhos [5, 6] e apresentam uma forma analítica de determinar os limites de operação de um conversor trifásico com um braço adicional.

Nesse capítulo, a abordagem geométrica a partir do poliedro regular de 12 faces será discutida, procurando apresentar uma análise espacial mais simplificada e a outra visão que opta por trabalhar de forma mais analítica usando o conceito de *tensão de offset*.

A terceira estratégia apresenta uma implementação do conversor de quatro-braços mais simplificada, principalmente no quesito implementação do algoritmo. Nessa, as tensões de pólo são determinadas através da escolha apropriada de uma *tensão de offset*. Além disso, não há a necessidade de saber em qual tetraedro estão os vetores de comando. Mais ainda, a determinação dos tempos de condução de cada chave é mais simplificada. A essa maior simplicidade se dá perda de liberdade na escolha dos vetores de aplicação, uma vez que as condições para a tensão de sequência zero são estabelecidas previamente e com isso o padrão de chaveamento.

No apêndice A, será comprovado analiticamente que ambas implementações são equivalentes, se uma adequada *tensão de offset* é escolhida.

2.2 O Inversor trifásico de quatro-braços

O circuito típico de um inversor de tensão trifásico, com quatro braços e com carga RL , é mostrado na Figura 2.1.

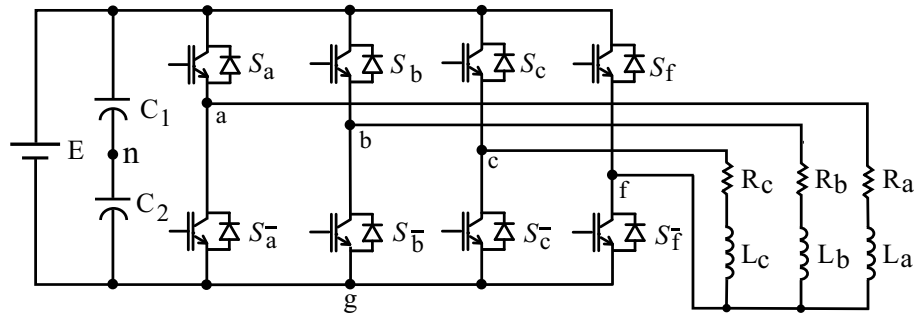


Figura 2.1: Circuito típico de um inversor trifásico com quatro-braços

Nesse conversor algumas diferenças fundamentais existem em relação ao conversor com o braço capacitivo mostrado na Figura 2.2. O braço adicional substitui o divisor capacitivo, sendo que o ponto de neutro para a carga é o ponto estabelecido pelo braço f . Uma mudança importante aparece aqui, a tensão do ponto de neutro, neste caso, pode ser controlada.

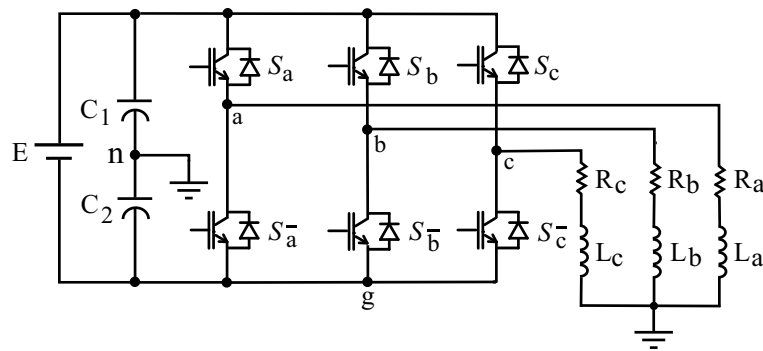


Figura 2.2: Circuito típico de um inversor trifásico com divisor capacitivo

Na configuração trifásica clássica com três braços, o que se busca é tentar manter a tensão do ponto de neutro controlada na metade do valor da tensão do barramento. Para isso, é preciso que seja implementada uma malha de controle para manter a divisão de tensão sobre os capacitores equilibrada. Além disso, existe a preocupação com relação as correntes que estão passando pelos capacitores.

2.3 Inversor de quatro-braços do tipo SVPWM-3D

A análise das condições de acionamento das chaves pode ser observada na Tabela 2.1. Nessa tabela, foram apresentadas as tensões de saída de forma normalizada. ($V_{normalizado} = \frac{V_{xf}}{E} = \frac{V_{zg}}{E}$, onde $x = a, b, c$ e $z = a, b, c, f$). Um fato importante a se destacar é que o sinal de comando é idêntico a tensão normalizada da fase para o ponto g .

Tabela 2.1: Vetores de comando para os braços do inversor

Vetor	S_a	S_b	S_c	S_f	V_{af}	V_{bf}	V_{cf}	V_{ag}	V_{bg}	V_{cg}	V_{fg}	
$V0$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	NNNN
$V1$	0	0	0	1	-1	-1	-1	0	0	0	1	NNNP
$V2$	0	0	1	0	0	0	1	0	0	1	0	NNPN
$V3$	0	0	1	1	-1	-1	0	0	0	1	1	NNPP
$V4$	0	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	NPNN
$V5$	0	1	0	1	-1	0	-1	0	1	0	1	NPNP
$V6$	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	0	NPPN
$V7$	0	1	1	1	-1	0	0	0	1	1	1	NPPP
$V8$	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	PNNN
$V9$	1	0	0	1	0	-1	-1	1	0	0	1	PNNP
$V10$	1	0	1	0	1	0	1	1	0	1	0	PNPN
$V11$	1	0	1	1	0	-1	0	1	0	1	1	PNPP
$V12$	1	1	0	0	1	0	1	1	1	0	0	PPNN
$V13$	1	1	0	1	0	0	-1	1	1	0	1	PPNP
$V14$	1	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	PPPN
$V15$	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1	PPPP

Com o acréscimo do quarto braço, observa-se que o número de combinações possíveis das chaves, considerando que os transistores de cada braço são acionados de maneira complementar, passa a ser igual a 16 (2^4).

Observa-se também, que em um inversor trifásico de quatro-braços existe a presença de quatro variáveis controladas $abcf$, o que equivale a um sistema com quatro graus de liberdade. Nesse caso, o sistema poderia ser representado por quatro eixos ortogonais, que seria uma solução complexa.

Uma estratégia bem conhecida que é empregada nos inversores trifásicos com três-braços possibilita diminuir um grau de liberdade do sistema. Essa estratégia pode ser expandida para ser aplicada nos inversores de quatro-braços. O seu uso possibilitará a redução de 1 grau de liberdade do inversor trifásico de quatro-braços, de 4 para 3, deixando de ser um sistema complexo.

Através de uma única matriz de transformação é possível projetar o espaço de tensão dos braços do inversor com quatro graus de liberdade, em um outro de tensão com três graus de liberdade. Esse novo espaço será ortogonal ao vetor de tensão $[1 \ 1 \ 1 \ 1]^t$ do espaço origem.

A matriz de transformação $abcf-\alpha\beta 0$, que equivale a matriz de *Clarke*, é dada pela equação 2.1 abaixo.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \\ V_z \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ \frac{1}{2\sqrt{2}} & \frac{1}{2\sqrt{2}} & \frac{1}{2\sqrt{2}} & -\frac{3}{2\sqrt{2}} \\ \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{af} \\ V_{bf} \\ V_{cf} \\ V_{fg} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

As colunas da matriz, excetuando a quarta linha, constituem os vetores primários $[V_8 \ V_4 \ V_2 \ V_1]$ em coordenadas $\alpha\beta 0$, que podem ser vistos na Figura 2.3 e nas Tabelas 2.2 e 2.3, por exemplo, o vetor $[V_8] = 1V_\alpha + 0V_\beta + \frac{1}{2\sqrt{2}}V_0$. Os vetores primários formam os vértices de um tetraedro simétrico e o somatório deles é o vetor nulo. Outro ponto a ser destacado é que todos os demais vetores são obtidos através da combinação linear desses vetores [4].

A última linha dessa matriz é introduzida apenas para que a matriz torne-se quadrada e ortogonal. O termo V_z é o indicativo da perda de um grau de liberdade, será desconsiderado. O novo espaço é representado pelas componentes $\alpha\beta 0$.

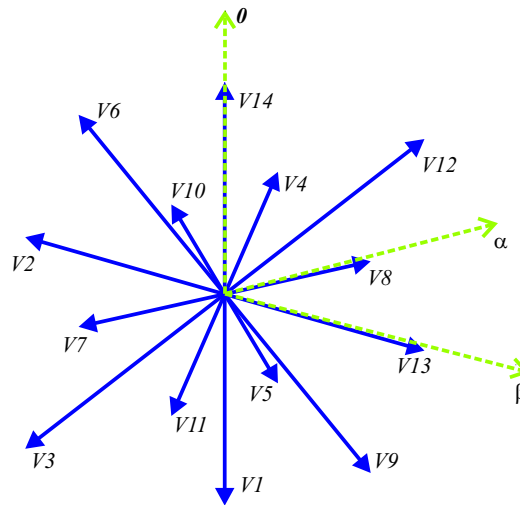


Figura 2.3: Distribuição dos vetores no espaço $\alpha\beta 0$

2.3.1 Interpretação geométrica para o tipo SVPWM-3D

Os 16 vetores distribuídos no espaço $\alpha\beta 0$ formam um sólido conforme Figuras 2.4 e 2.5, que mostram parte do sólido ressaltando o detalhe frontal e traseiro. Essas figuras sofreram uma pequena rotação em torno dos eixos α e β para melhor clareza e facilidade nas análises. As Tabelas 2.2 e 2.3 apresentam as coordenadas dos vetores em $\alpha\beta 0$. O termo $\frac{2}{3}$ não aparece nessas tabelas em virtude de apenas constituir um fator de escala na matriz de transformação.

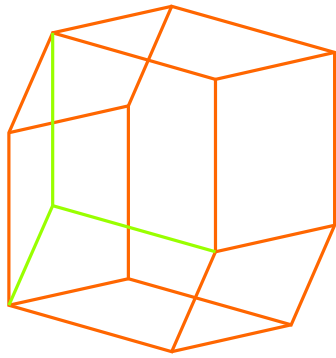


Figura 2.4: Vista do poliedro destacando o detalhe da parte frontal

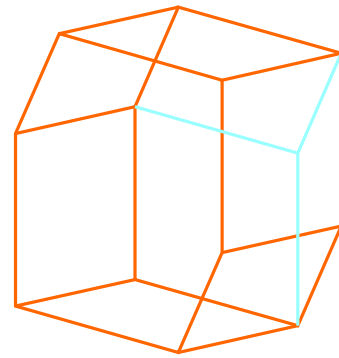


Figura 2.5: Vista do poliedro destacando o detalhe da parte traseira

Tabela 2.2: Identificação dos vetores de V0 a V7

	Vetor	V0	V1	V2	V3	V4	V5	V6	V7
Tensão	V_α	0	0	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	-1	-1
	V_β	0	0	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	0	0
	V_0	0	$-\frac{3}{2\sqrt{2}}$	$\frac{1}{2\sqrt{2}}$	$-\frac{2}{2\sqrt{2}}$	$\frac{1}{2\sqrt{2}}$	$-\frac{2}{2\sqrt{2}}$	$\frac{2}{2\sqrt{2}}$	$-\frac{1}{2\sqrt{2}}$

Tabela 2.3: Identificação dos vetores de V8 a V15

	Vetor	V8	V9	V10	V11	V12	V13	V14	V15
Tensão	V_α	1	1	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	0
	V_β	0	0	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}$	0	0
	V_0	$\frac{1}{2\sqrt{2}}$	$-\frac{2}{2\sqrt{2}}$	$\frac{2}{2\sqrt{2}}$	$-\frac{1}{2\sqrt{2}}$	$\frac{2}{2\sqrt{2}}$	$-\frac{1}{2\sqrt{2}}$	$\frac{3}{2\sqrt{2}}$	0

As tensões de fase na saída do inversor são sintetizadas através de uma determinada sequência de aplicação de vetores de comando durante um período de PWM. Independente de onde se encontra este vetor de tensão de referência, existem três vetores ativos adjacentes, além de mais dois vetores nulos, que podem ser usados para representar o valor da tensão desejada.

No espaço $\alpha\beta 0$; constituído pelos 16 vetores, sendo destes dois nulos; o agrupamento de vetores adjacentes de três em três permitirá a identificação de 24 possíveis grupos, os tetraedros. Esta comprovação pode ser obtida através de uma inferência na Figura 2.6 dos poliedro apresentado.

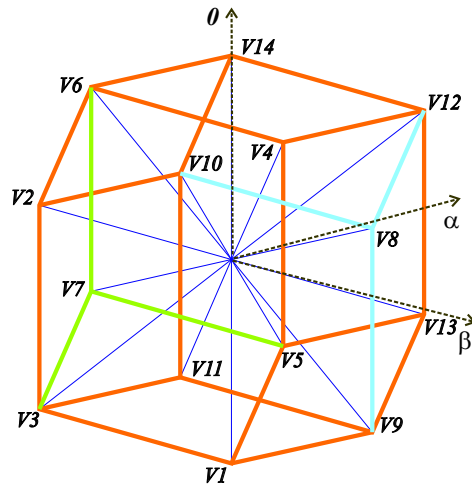


Figura 2.6: Sólido formado pela união dos 14 vetores ativos nos eixos $\alpha\beta 0$

2.3.2 Implementando o SVPWM-3D

A vista superior apresentada na Figura 2.7 mostra a projeção do dodecaedro, no plano $\alpha\beta$. Observando essa vista e fazendo uma simples consideração no sistema, a de tornar a componente de sequência zero nula, pode-se concluir que a vista superior mostrada equivale ao hexágono utilizado na identificação dos setores em um sistema trifásico clássico de três braços.

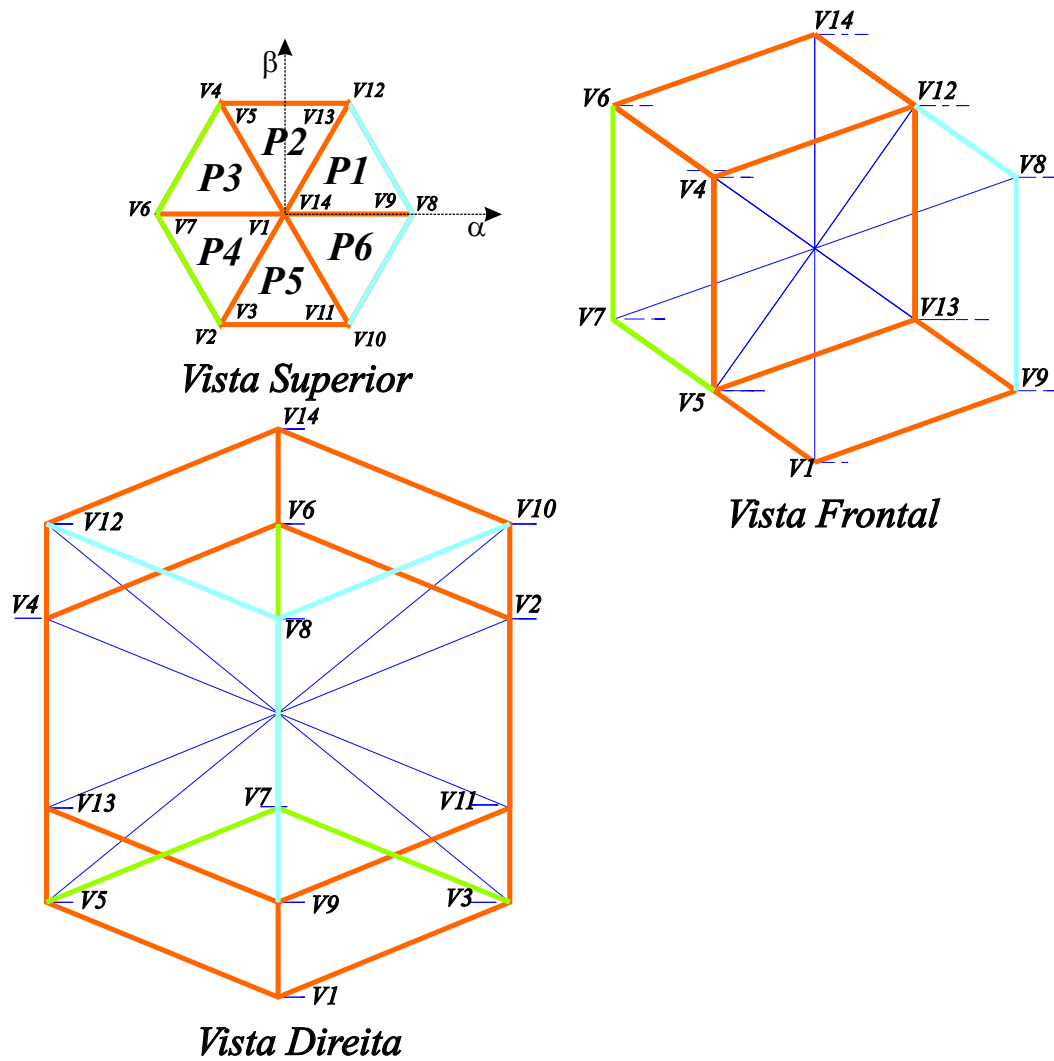


Figura 2.7: As três vistas do sólido de 12 faces formado pela união dos vetores

Por analogia, a forma de identificação dos setores para o conversor trifásico clássico pode ser empregada para identificar uma região do poliedro que representa um prisma. Assim, o poliedro apresentado é segmentado em 6 prismas, sendo que a face externa de cada prisma desse, projetada sobre o plano $\alpha\beta$, corresponde ao respectivo lado do hexágono. A Figura 2.8 apresenta um fluxograma de identificação dos prismas, análogo ao usado na trifásico clássico para identificação dos setores, para o inversor trifásico com quatro-braços.

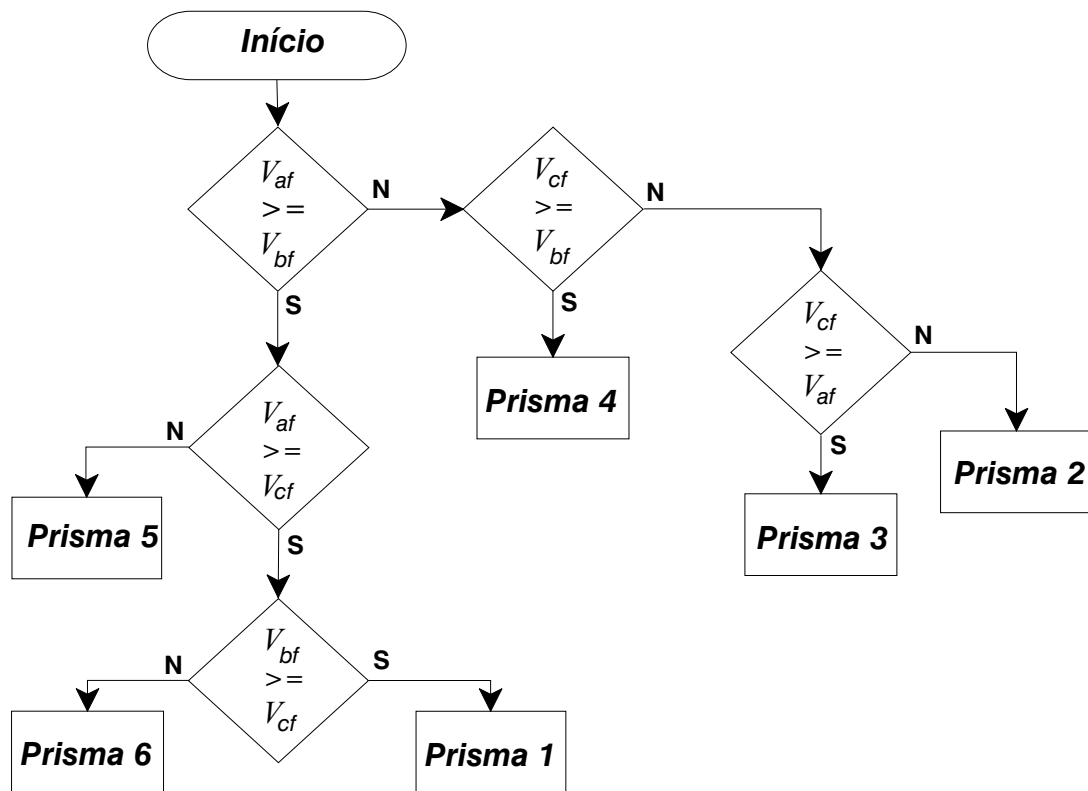


Figura 2.8: Fluxograma de identificação dos prismas

Olhando para dentro de um prisma é possível formar através do agrupamento de três vetores ativos adjacentes, tendo os vetores nulos como ponto de centralização, quatro novas regiões fundamentais, que representam 4 tetraedros. Assim, pode-se fazer a seguinte conclusão: o poliedro de 12 faces, dodecaedro, é dividido em 6 primas, e estes primas são subdivididos em 4 tetraedros, que podem ser vistos para o prisma 1, $P1$, através da Figura 2.9.

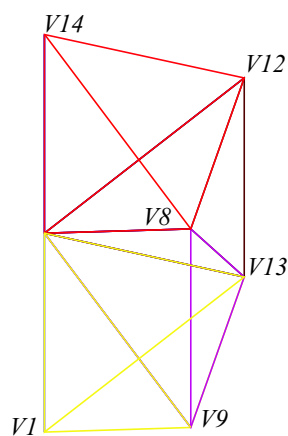


Figura 2.9: Prisma 1 com a divisão dos 4 tetraedros

No algoritmo do SVPWM-3D, a relação entre as componentes abc serve para identificar em qual prisma se encontra o vetor de comando a ser sintetizado, conforme apresentado no fluxograma da Figura 2.8. Já a polaridade em que se encontra cada uma das coordenadas abc servem para identificar em qual tetraedro o vetor se encontra, conforme na Tabela 2.4.

A referida Tabela 2.4 apresenta a distribuição dos vetores para cada tetraedro, observe que em cada prisma tem-se quatro tetraedros. Isto também pode ser visto na Figura 2.10.

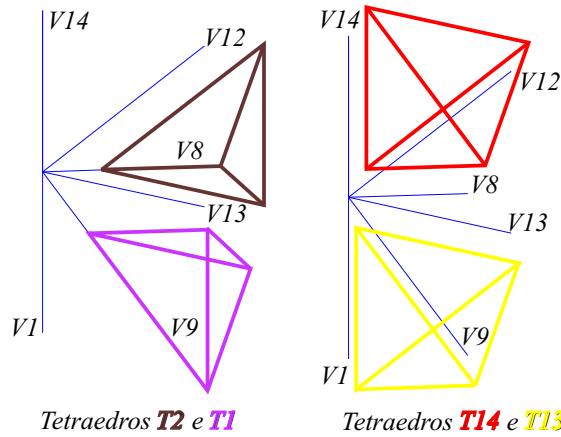


Figura 2.10: Vista explodida dos tetraedros para o prisma 1

Conforme visualizado na Figura 2.10 os tetraedros $T1$ e $T13$ correspondem aos tetraedros inferiores, região onde a tensão de sequência zero é negativa. $T2$ e $T14$ correspondem aos tetraedros superiores, região onde a tensão de sequência zero é positiva.

De forma equivalente para os outros prismas essa condição pode ser expandida. Assim, pode-se definir que todos os tetraedros ímpares estão na região onde a tensão de sequência zero é negativa. E os tetraedros pares a região onde a tensão de sequência zero é positiva.

Uma vez feitas essas identificações já é possível saber quais serão os vetores de tensão adjacentes, falta é estabelecer a sequência em que os vetores serão aplicados, realizar os cálculos dos tempos de aplicação de cada vetor durante um ciclo de PWM e por último determinar os tempos de condução das chaves.

Na escolha da sequência de aplicação dos vetores vários critérios podem ser considerados, como por exemplo, as perdas de chaveamento e a distorção harmônica total (THD-*Total harmonic Distortion*) da tensão de saída.

Por nenhuma razão em especial neste momento, serão discutidos aqui critérios que resultam em

menores distorções na tensão de saída, mas uma forma disso ser alcançado é escolher uma sequência de chaveamento simétrica.

Tomando com referência o prisma 1 e o tetraedro 1 para se desenvolver o método, tem-se as seguintes condições:

- O tetraedro $T1$ é limitado pelo vetores $V8$, $V9$, $V13$, $V0$ e $V15$.
- Será escolhida uma forma simétrica de aplicação dos vetores de tensão.
- Para se diminuir as perdas de comutação somente a posição de uma chave será alterada por comutação.

Sendo assim, a sequência de aplicação dos vetores é:

V0 V8 V9 V13 V15 V13 V9 V8 V0

A Figura 2.11 ilustra essa sequência.

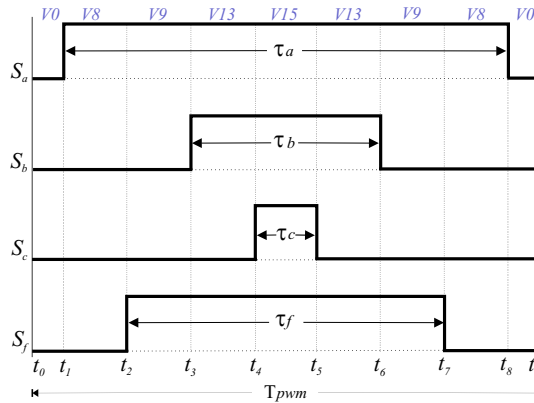


Figura 2.11: Distribuição dos tempos de condução para o prisma 1 e tetraedro 1

O valor médio da tensão de saída pode ser calculado pela equação 2.2.

$$\begin{aligned} \bar{v}_{cmd} = \frac{1}{T_{pwm}} & \left[\int_{t_1}^{t_2} V8dt + \int_{t_2}^{t_3} V9dt + \int_{t_3}^{t_4} V13dt \dots \right. \\ & \left. + \int_{t_5}^{t_6} V13dt + \int_{t_6}^{t_7} V9dt + \int_{t_7}^{t_8} V8dt \right] \end{aligned} \quad (2.2)$$

Onde

$\bar{v}_{cmd}$: valor médio do vetor de comando.

T_{pwm} : período do sinal de PWM.

Como as amplitudes dos vetores $V8$, $V9$, $V13$ são constantes é possível escrever a equação 2.2 pela matriz 2.3 abaixo:

$$\bar{v}_{cmd} = \frac{1}{T_{pwm}} \begin{bmatrix} V8 & V9 & V13 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta t_1 \\ \Delta t_2 \\ \Delta t_3 \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Onde

$$\begin{aligned} \Delta t_1 &= (t_2 - t_1) + (t_8 - t_7) \\ \Delta t_2 &= (t_3 - t_2) + (t_7 - t_6) \\ \Delta t_3 &= (t_4 - t_3) + (t_6 - t_5) \\ \Delta t_4 &= T_{pwm} - \Delta t_1 - \Delta t_2 - \Delta t_3 \end{aligned}$$

e

Δt_1 : é o tempo de aplicação do vetor $V8$.

Δt_2 : é o tempo de aplicação do vetor $V9$.

Δt_3 : é o tempo de aplicação do vetor $V13$.

Δt_4 : é o tempo de aplicação dos vetores nulos.

Assim,

$$\begin{bmatrix} \Delta t_1 \\ \Delta t_2 \\ \Delta t_3 \end{bmatrix} = T_{pwm} \begin{bmatrix} V8 & V9 & V13 \end{bmatrix}^{-1} \bar{v}_{cmd} \quad (2.4)$$

A matriz $M = [V8 \ V9 \ V13]^{-1}$ recebe o nome de matriz de decomposição. Ela é a matriz inversa da matriz formada pelos vetores ativos do referente tetraedro. Desta forma existem 24 matrizes M , uma para cada tetraedro, conforme Tabela 2.4.

A sequência em que os tetraedros serão executados segue a ordem crescente apresentada na Tabela 2.4, para carga equilibrada. Nesta condição, verifica-se que somente os tetraedros $T1$ - $T12$ acontecem, observe na Figura 2.12. Os tetraedros de $T13$ - $T24$ podem somente ocorrer em transitórios ou em situações de cargas extremamente desbalanceadas.

Novamente na Tabela 2.4 referida no parágrafo anterior, verifica-se que os tetraedros ímpares de $T13$ - $T24$ ocorrem quando todas as tensões de fase são negativas e o tetraedros pares, quando todas forem positivas, casos estes que são muito raros uma vez que o que se deseja na maioria dos casos é um sistema equilibrado.

Tabela 2.4: Identificação dos tetraedros para o PWM-3D

Prisma	Tetraedro	Vetor Ativo	Matriz	Tempos	Condição	Carga
1	1	V8, V9, V13	M1	cbfa	$V_{af} \geq 0, V_{bf} < 0 \text{ e } V_{cf} < 0$	B
	2	V8, V12, V13	M2	cfba	$V_{af} \geq 0, V_{bf} \geq 0 \text{ e } V_{cf} < 0$	
2	3	V4, V12, V13	M5	cfab	$V_{af} \geq 0, V_{bf} \geq 0 \text{ e } V_{cf} < 0$	A
	4	V4, V5, V13	M6	cafb	$V_{af} < 0, V_{bf} \geq 0 \text{ e } V_{cf} < 0$	L
3	5	V4, V5, V7	M9	acfb	$V_{af} < 0, V_{bf} \geq 0 \text{ e } V_{cf} < 0$	A
	6	V4, V6, V7	M10	afcb	$V_{af} < 0, V_{bf} \geq 0 \text{ e } V_{cf} \geq 0$	N
4	7	V2, V6, V7	M13	afbc	$V_{af} < 0, V_{bf} < 0 \text{ e } V_{cf} \geq 0$	C
	8	V2, V3, V7	M14	abfc	$V_{af} < 0, V_{bf} \geq 0 \text{ e } V_{cf} \geq 0$	E
5	9	V2, V3, V11	M17	bafc	$V_{af} < 0, V_{bf} < 0 \text{ e } V_{cf} \geq 0$	A
	10	V2, V10, V11	M18	bfac	$V_{af} \geq 0, V_{bf} < 0 \text{ e } V_{cf} \geq 0$	D
6	11	V8, V10, V11	M21	bfca	$V_{af} \geq 0, V_{bf} < 0 \text{ e } V_{cf} < 0$	A
	12	V8, V9, V11	M22	bcfa	$V_{af} \geq 0, V_{bf} < 0 \text{ e } V_{cf} \geq 0$	
1	13	V1, V9, V13	M3	cbaf	$V_{af} < 0, V_{bf} < 0 \text{ e } V_{cf} < 0$	$\tilde{N}$
	14	V8, V12, V14	M4	fcba	$V_{af} \geq 0, V_{bf} \geq 0 \text{ e } V_{cf} \geq 0$	.
2	15	V1, V5, V13	M7	cabf	$V_{af} < 0, V_{bf} < 0 \text{ e } V_{cf} < 0$	B
	16	V4, V12, V14	M8	fcab	$V_{af} \geq 0, V_{bf} \geq 0 \text{ e } V_{cf} \geq 0$	A
3	17	V1, V5, V7	M11	acbf	$V_{af} < 0, V_{bf} < 0 \text{ e } V_{cf} < 0$	L
	18	V4, V6, V14	M12	facb	$V_{af} \geq 0, V_{bf} \geq 0 \text{ e } V_{cf} \geq 0$	A
4	19	V1, V3, V7	M15	abcf	$V_{af} < 0, V_{bf} < 0 \text{ e } V_{cf} < 0$	N
	20	V2, V6, V14	M16	facb	$V_{af} \geq 0, V_{bf} \geq 0 \text{ e } V_{cf} \geq 0$	C
5	21	V1, V3, V11	M19	bacf	$V_{af} < 0, V_{bf} < 0 \text{ e } V_{cf} < 0$	E
	22	V2, V10, V14	M20	fbac	$V_{af} \geq 0, V_{bf} \geq 0 \text{ e } V_{cf} \geq 0$	A
6	23	V1, V9, V11	M23	bcaf	$V_{af} < 0, V_{bf} < 0 \text{ e } V_{cf} < 0$	D
	24	V8, V10, V14	M24	fbca	$V_{af} \geq 0, V_{bf} \geq 0 \text{ e } V_{cf} \geq 0$	A

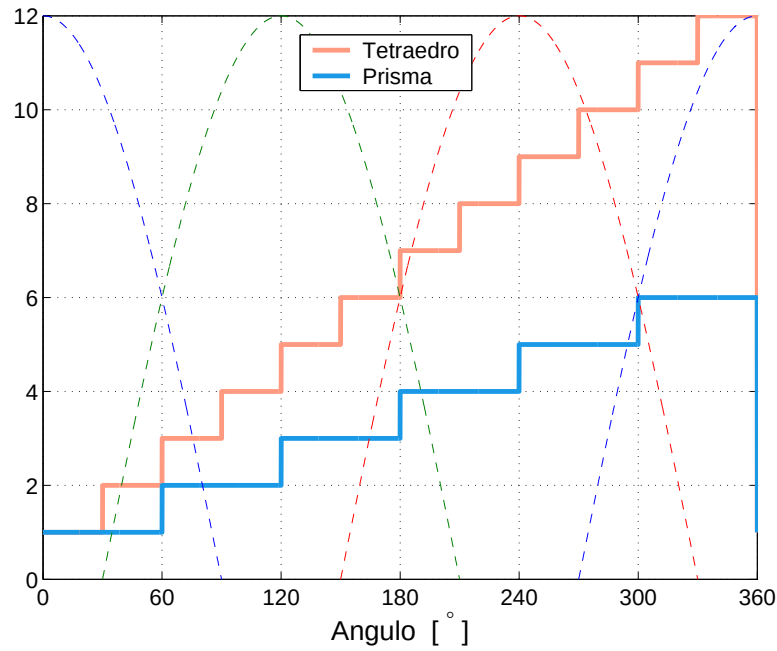


Figura 2.12: Distribuição dos prismas e tetraedros em 1 período da rede para carga equilibrada

As matrizes de decomposição foram colocadas de forma seqüencial, sendo que elas são constituídas a partir dos três vetores que representam o tetraedro.

A seqüência apresentada na coluna *Tempos* da Tabela 2.4 estabelece qual é a ordem crescente dos tempos de condução (os τ) de cada fase. Por exemplo, a seqüência *cbfa* indica que a maior largura de pulso será da fase *a*, seguida pela fase *f*, depois pela fase *b* e por fim, a menor largura de pulso a fase *c*. A Figura 2.11 mostra essa condição.

Ainda observando a Tabela 2.4, verifica-se que condição de carga não balanceada, onde o sistema está fortemente desbalanceado ou durante transitórios, é vista pelos tetraedros de *T13-T24*.

No prisma *P1*, por exemplo, para um vetor de comando estar no *T13*, todas as tensões de fase terão que ser negativas e para estar no *T14*, todas as tensões de fase serão positivas. Pode-se observar também, que para sintetizar o valor médio de tensão de um vetor de comando, que se encontra no *T13*, será usado somente os vetores ímpares, enquanto que para o tetraedro *T14* somente os pares. Isso é estendido para os outros prismas.

Uma outra forma possível de se identificar onde se encontra o vetor de comando é através dos planos de separação dos tetraedros. Para separar os 24 tetraedros são necessários 6 planos [16]. A Figura 2.13 mostra os dois planos de corte que separam os tetraedros *T14* de *T2* e *T1* de *T13*,

considerando o $P1$. Estes planos são alongados até os prisma opostos, separando outros tetraedros de maneira invertida.

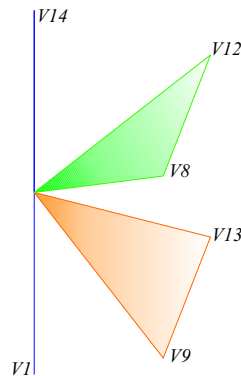


Figura 2.13: Planos de separação para os tetraedros $T14$ e $T2$ e para $T1$ e $T13$

Verificando a vista superior na Figura 2.7, que representa a projeção dos prismas no plano $\alpha - \beta$, percebe-se as seguintes condições: o prisma $P1$ é oposto ao prisma $P4$, o prisma $P2$ é oposto ao prisma $P5$ e o prisma $P3$ é oposto ao prisma $P6$. Assim, os planos de corte separarão os tetraedros do referido prisma e do seu oposto, para a Figura 2.7 o $P1$ e o $P4$

Um outro ponto bastante interessante de se observar é com relação a coluna *Condição* da Tabela 2.4. Verifique, na referida coluna que a condição para um vetor de comando se encontrar no tetraedro $T1$ ou $T2$ é estabelecida pela polaridade da tensão da fase b para neutro ($V_{bf} \geq 0$ ou $V_{bf} < 0$) é esta a mesma condição para o vetor que está no $T7$ ou $T8$. Isso ocorre porque o plano em que $V_{bf}=0$ corta os prisma $P1$ e $P4$ conforme colocado, separando os relatados tetraedros.

2.3.3 Avaliando o SVPWM-3D

A distribuição dos tempos entre os prismas, para tensões senoidais de saída e carga balanceada, é equivalente, sendo assim cada prisma ocupa $1/6$ do período, ou seja 60° , do sinal da rede.

Para a mesma condição apresentada acima, a distribuição entre os tetraedros também é equivalente, desta forma cada tetraedro ocupa $1/12$ do período do sinal da rede. As formas de onda da Figura 2.12 ilustram essas características.

O sinal de comando mostra que os tempos de condução de cada fase são distribuídos de forma a manter os pulsos de comando centralizados no meio do período de chaveamento. Na Figura 2.14, onde foi utilizada uma frequência de chaveamento 30 vezes a frequência do sinal de rede ($f_{pwm} =$

$30 * f$), pode-se observar a distribuição dos pulsos para cada fase. Perceba que o *duty-cycle* para o braço f é aproximadamente 0,5, nestas condições. Em um período da tensão da rede os doze tetraedros foram percorridos, conforme foi mostrado na Figura 2.12.

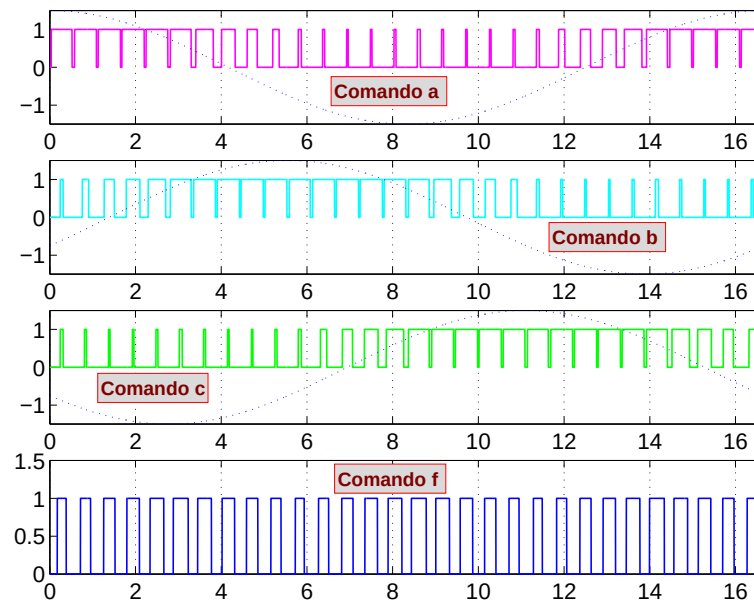


Figura 2.14: Sinais de comando para os braços $abcf$

2.4 Inversor de quatro-braços do tipo SVPWM baseado em portadora

Esse método pode ser implementado baseado em uma única portadora como referência, mas o que é usado na verdade é o conceito de *tensão de offset*.

Para o SVPWM clássico, trifásico com três-braços, esse conceito é aplicado há um longo tempo de maneira muito clara e simples. A partir de uma tensão de sequência zero, previamente escolhida e determinada, calcula-se a tensão de pólo, que é a soma aritmética de uma tensão de referência a uma tensão de sequência zero, então esta tensão de pólo será comparada com uma portadora de onda triangular. Dessa comparação são gerados os pulsos para as respectivas chaves de cada fase, conforme se vê na Figura 2.15.

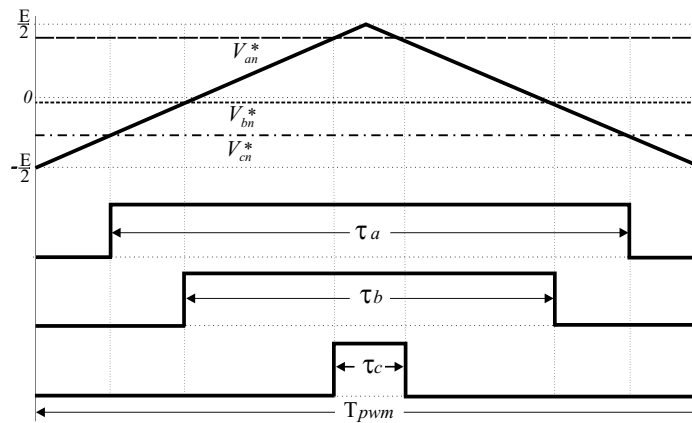


Figura 2.15: Implementação do SVPWM trifásico de três-braços baseado em portadora

Para o conversor trifásico de quatro-braços foi estendido esse conceito de *tensão de offset*. No apêndice será demonstrado que essa nova forma de implementação é equivalente ao SVPWM-3D.

A grande vantagem desse método na verdade está na simplicidade de implementação e de menores recursos computacionais necessários.

2.4.1 Conhecendo a *tensão de offset*

Para uma melhor compreensão do conceito da *tensão de offset* pode ser usado um circuito monofásico em ponte completa, que equivale a um conversor de dois-braços, mostrado na Figura 2.16.

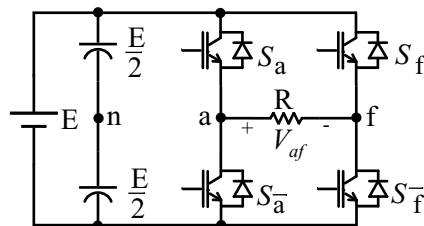


Figura 2.16: Conversor monofásico em ponte completa ou de dois-braços

O conversor de dois-braços irá sintetizar uma única tensão de fase (V_{af}). Esta tensão de saída pode ser expressa usando as tensões de pólo (V_{fn} , V_{an}).

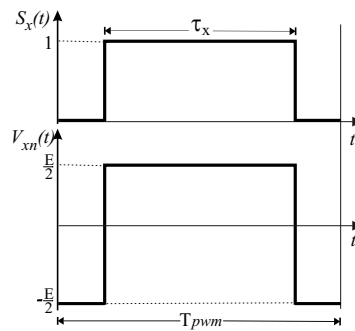
Analisando o circuito do conversor monofásico chega-se na Tabela 2.5, que descreve as tensões de pólo em função do sinal de comando. Onde, $x \in (a, f)$

Tabela 2.5: Condições para o conversor de dois-braços

S_x	V_{xf}
0	$-\frac{E}{2}$
1	$\frac{E}{2}$

$$V_{af} = V_{an} - V_{fn}. \quad (2.5)$$

Das relações apresentadas na Tabela 2.5 é possível traçar a Figura 2.17, que mostra a tensão de pólo em função do sinal de comando.

Figura 2.17: Gráfico de V_{xn} em função do comando S_x

Assim, a equação que determina a tensão de pólo em função do sinal de comando da chave é:

$$V_{xn} = aS_x + b \quad (2.6)$$

Essa equação representa a equação de uma reta onde a é o coeficiente de inclinação e b índice de deslocamento, que são facilmente determinados.

$$\begin{aligned} b &= -\frac{E}{2} \\ a &= E \end{aligned}$$

Desta forma, a equação 2.6 ficaria conforme abaixo:

$$V_{xn} = E\left(S_x - \frac{1}{2}\right) \quad (2.7)$$

Durante um período de PWM pode-se dizer que o tempo médio de condução de cada chave é

dado por:

$$\overline{S}_x = \frac{\tau_x}{T_{pwm}} \quad (2.8)$$

Onde

τ_x : é o tempo de condução da chave S_x e

T_{pwm} : é o período de PWM.

Por fim, substituindo 2.8 em 2.7 chega-se nas expressões 2.9, que determinam os tempos em que as chaves superiores do conversor de dois-braços da Figura 2.16 permanecem fechadas. A tensão V_{fn} é a tensão de pólo do braço f , a referida *tensão de offset*, que também será empregada para o conversor de quatro-braços.

$$\begin{aligned} \tau_a &= \frac{T_{pwm}}{2} + \frac{T_{pwm}}{E} \overline{V}_{an} \\ \tau_f &= \frac{T_{pwm}}{2} + \frac{T_{pwm}}{E} \overline{V}_{fn} \end{aligned} \quad (2.9)$$

Analisando a equação 2.9 chega-se nos limites para as tensões de pólo.

$$\begin{aligned} -\frac{E}{2} &\leq V_{an} \leq \frac{E}{2} \\ -\frac{E}{2} &\leq V_{fn} \leq \frac{E}{2} \end{aligned}$$

Observando a equação 2.9 e a Figura 2.18, percebe-se que é possível, dentro do período estabelecido pelo portadora, variar a posição em que a tensão do barramento aparecerá na saída atuando na tensão V_{fn} , mantendo a mesma tensão V_{af} . Isso é possível se a diferença das tensões de pólo for mantida.

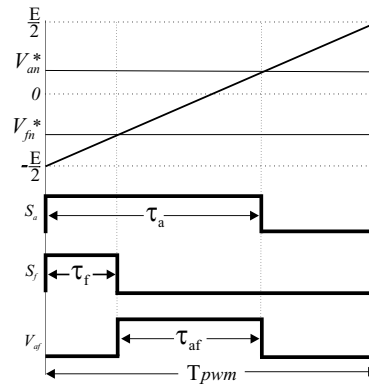


Figura 2.18: Distribuição dos tempos de condução para o conversor monofásico

2.4.2 A tensão de offset na implementação de um inversor de quatro-braços

A Figura 2.19, mostra o inversor trifásico de quatro-braços, onde as três tensões de linha (V_{af} , V_{bf} e V_{cf}) são independentes e limitadas pelas expressões da equação 2.10.

$$\begin{aligned}
 -E &\leq V_{af}, V_{bf}, V_{cf} \leq E \\
 V_{af} &= V_{an} - V_{fn} \\
 V_{bf} &= V_{bn} - V_{fn} \\
 V_{cf} &= V_{cn} - V_{fn}
 \end{aligned} \tag{2.10}$$

Observe que as tensões de linha podem ser obtidas subtraindo a tensão de pólo da referida fase comum ao inversor (f).

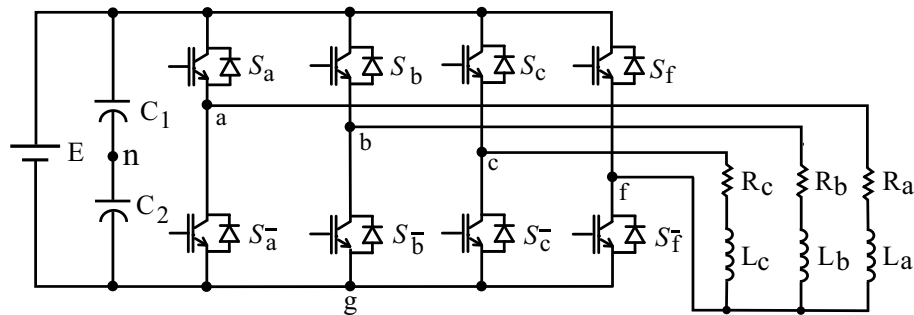


Figura 2.19: Circuito típico de um inversor trifásico de quatro-braços

Por analogia ao conversor monofásico da seção anterior, chega-se as equações 2.11, que determinam as larguras de pulso para o conversor trifásico com quatro-braços.

$$\begin{aligned}\tau_a &= \frac{T_{pwm}}{2} + \frac{T_{pwm}}{E} V_{an} \\ \tau_b &= \frac{T_{pwm}}{2} + \frac{T_{pwm}}{E} V_{bn} \\ \tau_c &= \frac{T_{pwm}}{2} + \frac{T_{pwm}}{E} V_{cn} \\ \tau_f &= \frac{T_{pwm}}{2} + \frac{T_{pwm}}{E} V_{fn}\end{aligned}\tag{2.11}$$

A solução completa do sistema apresentado em 2.11 depende da escolha das tensões de pólo e em especial da tensão V_{fn} , que é comum na determinação das outras tensões, como apresentado nas equações 2.10.

Uma solução seria fazer a tensão $V_{fn} = 0$, entretanto esta não é a melhor solução pois, para impor tensões senoidais de saída de amplitude V_m é necessário uma tensão mínima no barramento CC igual a $2V_m$.

Uma outra tentativa é combinar a *tensão de offset* (V_{fn}) e as três tensões de pólo nos respectivos pares ordenados (V_{an}, V_{fn}) , (V_{bn}, V_{fn}) e (V_{cn}, V_{fn}) . Os quais existem dentro de um quadrado de lado E centrado na origem, caso sejam representados em coordenadas retangulares. Isto respeitando as limitações 2.12 impostas pelo circuito 2.19, em função do barramento CC utilizado.

$$-\frac{E}{2} \leq V_{an}, V_{bn}, V_{cn}, V_{fn} \leq \frac{E}{2}\tag{2.12}$$

Através das limitações 2.12 apresentadas e considerando os possíveis valores e faixa de variação das tensões de pólo, pode-se estabelecer a região normal de modulação, onde a *tensão de offset* é possível, pela equação 2.13.

$$-\frac{E}{2} - V_{min} \leq V_{fn} \leq \frac{E}{2} - V_{max}\tag{2.13}$$

Onde,

$$V_{min} = \min(V_{af}, V_{bf}, V_{cf})$$

$$V_{max} = \max(V_{af}, V_{bf}, V_{cf})$$

e,

V_{min} : representa o valor mínimo entre as três tensões de linha.

V_{max} : representa o valor máximo entre as três tensões de linha.

Reescrevendo as equações 2.10, como abaixo, e fazendo uso do conceito de valor máximo e valor mínimo das tensões de linha, é possível separar a operação do conversor em três regiões, conforme pode ser visto na Tabela 2.6. Observe que as condições para as regiões 2 e 3 são muito particulares e não ocorrerão normalmente. Sendo possível talvez em situações de investigação em laboratórios, onde se pode forçar tais condições.

$$V_{an} = V_{fn} + V_{af}$$

$$V_{bn} = V_{fn} + V_{bf}$$

$$V_{cn} = V_{fn} + V_{cf}$$

Tabela 2.6: Condições para o conversor de quatro-braços

Região	Condição
1	$V_{min} < 0$ e $V_{max} \geq 0$
2	$V_{min} < 0$ e $V_{max} < 0$
3	$V_{min} \geq 0$ e $V_{max} \geq 0$

Uma das funções do quarto braço é procurar equilibrar o sistema, através da componente de sequência zero. Sendo assim, será escolhido o valor médio da tensão V_{fn} , para cada condição analisada.

A Figura 2.20 mostra a condição para a região 1. A área hachurada corresponde aos valores possíveis de V_{fn} , em função da tensão de pólo. Os limites desta região são:

$$-\frac{E}{2} - V_{min} \leq V_{fn} \leq \frac{E}{2} - V_{max} \quad (2.14)$$

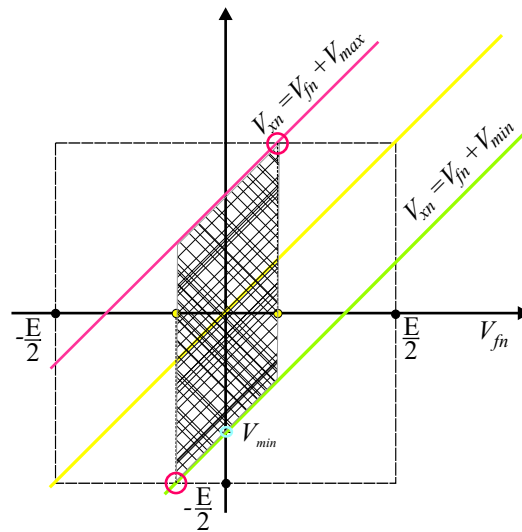
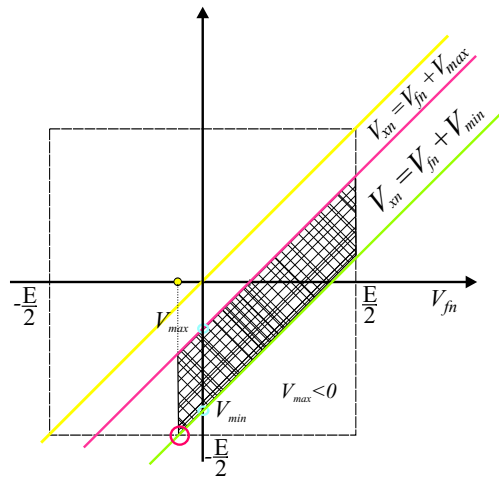


Figura 2.20: Regiões possíveis da *tensão de offset* para região 1

Nesta condição, definiu-se por um valor médio de V_{fn} entre os limites impostos pelas inequações 2.14, para otimizar a seqüência de chaveamento, impondo uma distribuição simétrica dos tempos de condução das chaves de cada braço. Então, para essa região, o valor da *tensão de offset* é dado pela equação 2.15

$$\begin{aligned} V_{fn} &= \frac{\frac{E}{2} - V_{max} - \frac{E}{2} - V_{min}}{2} \\ V_{fn} &= -\frac{V_{max} + V_{min}}{2} \end{aligned} \quad (2.15)$$

A região 2 caracteriza-se pelo fato de V_{max} ser menor que 0. Ela pode ser vista pela área hachurada da Figura 2.21.

Figura 2.21: Regiões possíveis da *tensão de offset* para a região 2

Para esta região tem-se:

$$-\frac{E}{2} - V_{min} \leq V_{fn} \leq \frac{E}{2} \quad (2.16)$$

Utilizando o critério estabelecido anteriormente a *tensão de offset* para esta região deverá ser:

$$\begin{aligned} V_{fn} &= \frac{-\frac{E}{2} - V_{min} + \frac{E}{2}}{2} \\ V_{fn} &= -\frac{V_{min}}{2} \end{aligned} \quad (2.17)$$

A área hachurada da Figura 2.22 corresponde aos possíveis valores de V_{fn} para a região 3.

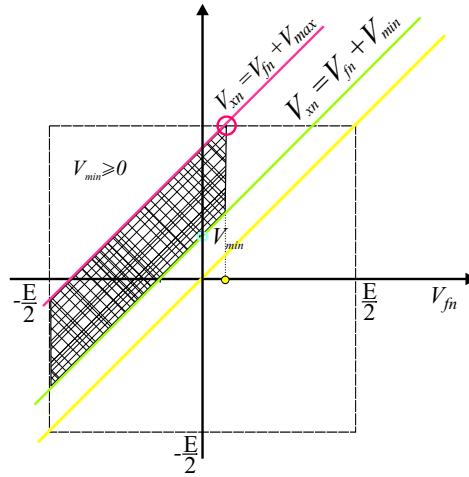


Figura 2.22: Regiões possíveis da *tensão de offset* para a região 3

$$-\frac{E}{2} \leq V_{fn} \leq \frac{E}{2} - V_{max}$$

Assim, para esta região tem-se:

$$\begin{aligned} V_{fn} &= \frac{-\frac{E}{2} + \frac{E}{2} - V_{max}}{2} \\ V_{fn} &= -\frac{V_{max}}{2} \end{aligned} \quad (2.18)$$

Os critérios adotados para a escolha de V_{fn} em cada região neste método foram para otimizar a sequência de chaveamento, o qual é equivalente ao SVPWM-3D. Desta forma, a *tensão de offset* é selecionada através das inequações 2.19 como mostrado abaixo:

$$V_{fn} = \begin{cases} -\frac{V_{max}}{2}, & \text{se } V_{min} \geq 0 \\ -\frac{V_{min}}{2}, & \text{se } V_{max} < 0 \\ \frac{-V_{max} - V_{min}}{2}, & \text{se } V_{min} < 0 \text{ e } V_{max} \geq 0 \end{cases} \quad (2.19)$$

Então o algoritmo completo fica:

1. Amostra $V_{af}(k)$, $V_{bf}(k)$ e $V_{cf}(k)$
2. Ordena-se as tensões para determinar V_{max} e V_{min}

3. Determina a região de operação do conversor para escolher V_{fn} .

Se $V_{min}(k) \geq 0$, então $V_{fn}(k) = -\frac{V_{max}(k)}{2}$

Senão Se $V_{max}(k) < 0$, então $V_{fn}(k) = -\frac{V_{min}(k)}{2}$

Senão $V_{fn}(k) = -\frac{V_{max}(k)+V_{min}(k)}{2}$

4. Determina-se $V_{an}(k)$, $V_{bn}(k)$ e $V_{cn}(k)$

$$V_{an}(k) = V_{af}(k) + V_{fn}(k)$$

$$V_{bn}(k) = V_{bf}(k) + V_{fn}(k)$$

$$V_{cn}(k) = V_{cf}(k) + V_{fn}(k)$$

5. Calcula-se as larguras de pulso

$$\begin{aligned}\tau_a(k) &= \frac{T_{pwm}}{2} + \frac{T_{pwm}}{E} V_{an}(k) \\ \tau_b(k) &= \frac{T_{pwm}}{2} + \frac{T_{pwm}}{E} V_{bn}(k) \\ \tau_c(k) &= \frac{T_{pwm}}{2} + \frac{T_{pwm}}{E} V_{cn}(k) \\ \tau_f(k) &= \frac{T_{pwm}}{2} + \frac{T_{pwm}}{E} V_{fn}(k)\end{aligned}\tag{2.20}$$

2.5 Método proposto para inversor de quatro-braços

Pode-se perceber através dos dois métodos de implementação do conversor de quatro-braços apresentados, que SVPWM-3D mostra uma vantagem interessante, quando se pretende fazer uma análise em relação a posição do vetor de comando. Além disso, é possível otimizar a sequência de chaveamento não sendo preciso se preocupar com a escolha de uma tensão de sequência zero [2].

Uma vantagem do método baseado em portadora é a não necessidade de identificar em qual região está o vetor de comando, que sintetizará as tensões de fase solicitadas.

Tomando como premissas as vantagens apresentadas em um e no outro método, está sendo proposta neste trabalho uma nova abordagem de implementação de PWM para um conversor de quatro-braços. Esse método procura conciliar a vantagem da visão espacial com a não necessidade

de escolher a sequência zero, características do SVPWM-3D com a facilidade de implementação proporcionada pela não identificação da região em que se encontra o vetor de comando, característica essa do método baseado em portadora.

2.5.1 Análise do padrão de chaveamento para o SVPWM-3D

Conforme estudo já discutido, o diagrama dos vetores no espaço $\alpha\beta 0$ para o conversor de quatro-braços pode ser representado por um dodecaedro, formado pela união dos vetores não nulos. Esse sólido é dividido em 6 prismas, que por sua vez são divididos em 4 tetraedros, conforme Figuras 2.6, 2.9 e 2.10 mostradas. Como os prismas são simétricos será feito um estudo dos sinais de chaveamento para o $P1$, que poderá ser estendido para os demais prismas.

O tetraedro $T1$ é formado pelos vetores ativos $V8$, $V9$, $V13$ e pelos vetores nulos $V0$ e $V15$, com o objetivo apresentar uma menor distorção harmônica escolheu-se um padrão de chaveamento simétrico, conforme pode ser observado na sequência abaixo e na Figura 2.23.

NNNN/PNNN/PNNP/PPNP/PPPP/PPNP/PNNP/PNNN/NNNN

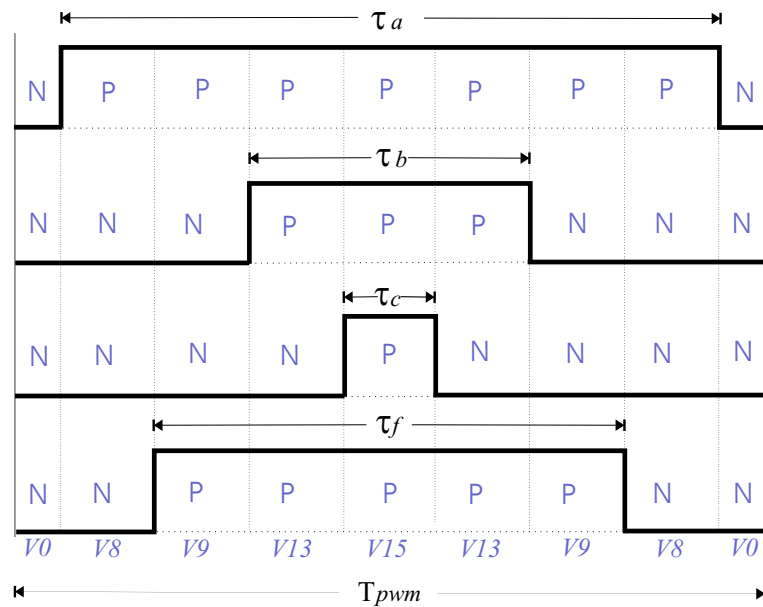


Figura 2.23: Distribuição dos tempos de condução para o $T1$ do $P1$

Observa-se na expressão 2.11, que a componente de sequência zero (V_{fn}) precisa ainda ser determinada. A tensão V_{fn} pode ser escolhida de forma a melhorar o desempenho do conversor

PWM.

Voltando as deduções feitas na equação 2.10 e 2.11 é possível estabelecer as equações abaixo:

$$\begin{aligned}\tau_a &= \tau_f + \frac{T_{pwm}}{E} V_{af} \\ \tau_b &= \tau_f + \frac{T_{pwm}}{E} V_{bf} \\ \tau_c &= \tau_f + \frac{T_{pwm}}{E} V_{cf}\end{aligned}\tag{2.21}$$

Para distribuir simetricamente os tempos de aplicação dos vetores nulo dentro de um período de PWM, de modo a minimizar o ripple de corrente de carga, observe a Figura 2.23, é preciso respeitar a condição seguinte.

$$2T_{V0} = T_{V15}$$

Assim, da Figura 2.23 tem-se:

$$\begin{aligned}T_{pwm} - \tau_a &= \tau_c \therefore T_{pwm} - \left[\tau_f + \frac{T_{pwm}}{E} V_{af}\right] = \tau_f + \frac{T_{pwm}}{E} V_{cf} \\ \tau_f &= \frac{T_{pwm}}{2} - \frac{T_{pwm}}{2E} (V_{af} + V_{cf})\end{aligned}\tag{2.22}$$

Comparando a equação 2.22, que expressa o termo τ_f para o tetraedro $T1$, com a obtida em 2.20, conclui-se, facilmente, que:

$$V_{fn} = -\frac{(V_{af} + V_{cf})}{2}$$

Para o Tetraedro $T2$, tem-se o padrão de chaveamento seguinte, conforme mostrado na Figura 2.24 e seqüência abaixo.

NNNN/PNNN/PPNN/PPNP/PPPP/PPNP/PPNN/PNNN>NNNN

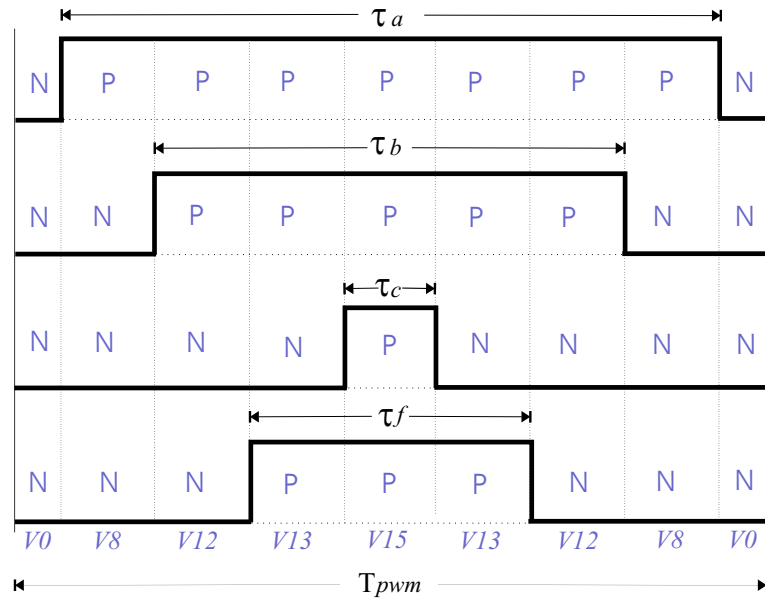


Figura 2.24: Distribuição dos tempos de condução para o T2 do P1

Fazendo,

$$2T_{V0} = T_{V15}$$

chega-se a

$$T_{pwm} - \tau_a = \tau_c$$

Da mesma forma, chega-se na equação 2.23:

$$\tau_f = \frac{T_{pwm}}{2} - \frac{T_{pwm}}{2E} (V_{af} + V_{cf}) \quad (2.23)$$

Comparando a equação 2.23, com a obtida na equação 2.20, conclui-se que:

$$V_{fn} = -\frac{(V_{af} + V_{cf})}{2}$$

Para o T13, o padrão de chaveamento é mostrado na Figura 2.25 e na seqüência:

NNNN/PNNN/PPNN/PPNP/PPPP/PPNP/PPNN/PNNN/NNNN

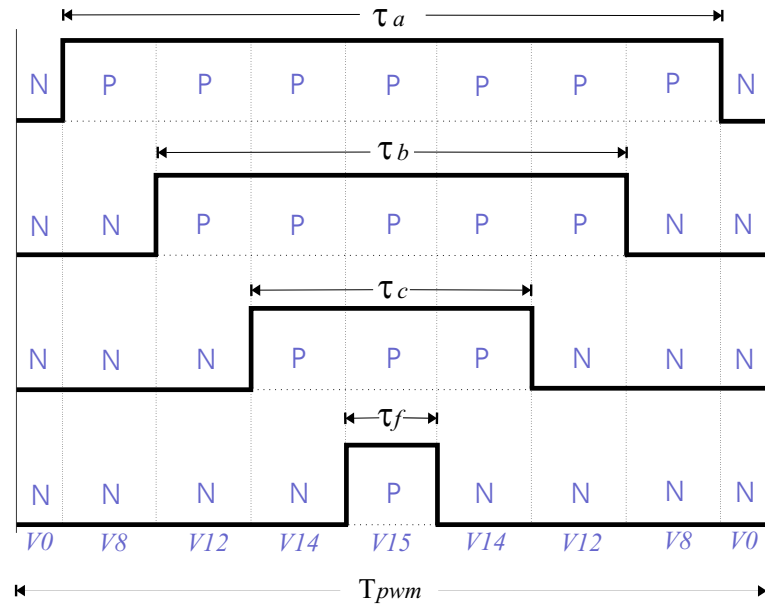


Figura 2.25: Distribuição dos tempos de condução para o T13 do P1

A mesma condição é válida

$$2T_{V0} = T_{V15}$$

Mas agora, tem-se:

$$T_{pwm} - \tau_a = \tau_f$$

Assim, determina-se a equação 2.24:

$$\tau_f = \frac{T_{pwm}}{2} - \frac{T_{pwm}}{2E} V_{af} \quad (2.24)$$

Comparando a equação 2.24, com a obtida em 2.20, conclui-se que:

$$V_{fn} = -\frac{V_{af}}{2}$$

Por fim, para o T14, tem-se o padrão de chaveamento mostrado na Figura 2.26 e seqüência abaixo:

NNNN/NNNP/PNNP/PPNP/PPPP/PPNP/PNNP/NNNP/NNNN

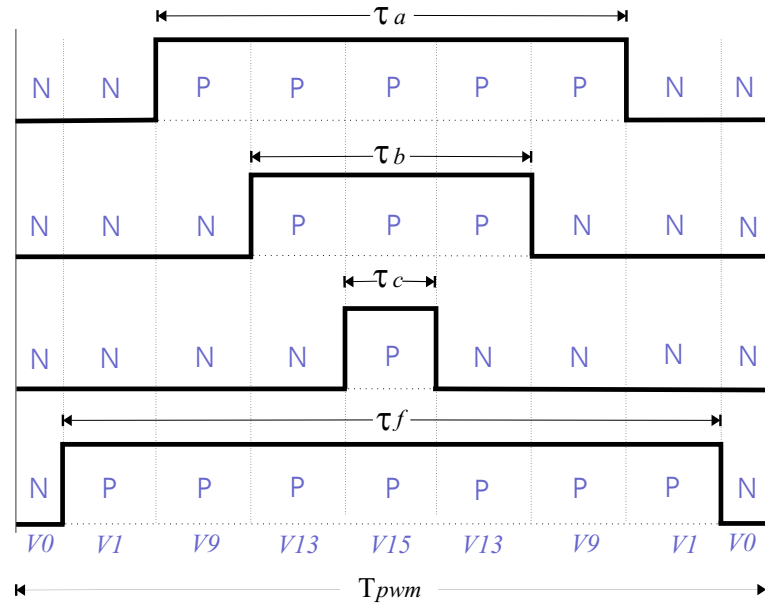


Figura 2.26: Distribuição dos tempos de condução para o T14 do P1

Tomando a mesma condição para distribuição dos tempos de aplicação dos vetores nulos, tem-se:

$$\begin{aligned}
 T_{pwm} - \tau_f &= \tau_c \\
 T_{pwm} - \tau_f &= \tau_f + \frac{E}{T_{pwm}} V_{cf} \\
 2\tau_f &= T_{pwm} - \frac{E}{T_{pwm}} V_{cf}
 \end{aligned}$$

A equação final é:

$$\tau_f = \frac{T_{pwm}}{2} - \frac{T_{pwm}}{2E} V_{cf} \quad (2.25)$$

Novamente comparando a equação 2.24, com a obtida em 2.20, conclui-se que:

$$V_{fn} = -\frac{V_{cf}}{2}$$

Portanto para o P1, as quatro condições analisadas podem ser resumidas na Tabela 2.7.

Tabela 2.7: Determinação dos τ_f para o $P1$

Tetraedros	Cálculo de τ_f	Valor de V_{fn}
$T1$	$\tau_f = \frac{T_{pwm}}{2} - \frac{T_{pwm}}{2E}(V_{af} + V_{cf})$	$V_{fn} = -\frac{(V_{af}+V_{cf})}{2}$
$T2$	$\tau_f = \frac{T_{pwm}}{2} - \frac{T_{pwm}}{2E}(V_{af} + V_{cf})$	$V_{fn} = -\frac{(V_{af}+V_{cf})}{2}$
$T13$	$\tau_f = \frac{T_{pwm}}{2} - \frac{T_{pwm}}{2E}V_{af}$	$V_{fn} = -\frac{V_{af}}{2}$
$T14$	$\tau_f = \frac{T_{pwm}}{2} - \frac{T_{pwm}}{2E}V_{cf}$	$V_{fn} = -\frac{V_{cf}}{2}$

É importante ressaltar alguns aspectos a partir da análise da tabela acima. As equações são apresentadas para o $P1$ onde a condição é:

$$V_{cf} \leq V_{bf} \leq V_{af}$$

Nesta condição,

$$V_{min} = V_{cf}$$

$$V_{max} = V_{af}$$

Observe que as expressões da tensão de sequência zero (V_{fn}), que foram determinadas para cada tetraedro, comprovam a coerência entre os dois métodos de resolução.

De forma generalizada para todos os prismas e tetraedros, é possível definir as equações gerais mostradas na Tabela 2.8.

Tabela 2.8: Determinação dos τ_f generalizados

Região	Condição	Tetraedros	Cálculo de τ_f
1	$V_{min} < 0$ e $V_{max} \geq 0$	$T1/3/5/7/9/11$ $T2/4/6/8/10/12$	$\tau_f = \frac{T_{pwm}}{2} - \frac{(V_{max}+V_{min})}{2E}T_{pwm}$
2	$V_{min} \geq 0$	$T13/15/17/19/21/23$	$\tau_f = \frac{T_{pwm}}{2} - \frac{V_{max}}{2E}T_{pwm}$
3	$V_{max} < 0$	$T14/16/18/20/22/24$	$\tau_f = \frac{T_{pwm}}{2} - \frac{V_{min}}{2E}T_{pwm}$

Os tetraedros de $T13$ a $T24$ somente ocorrerão para condições extremas de desequilíbrio das tensões de linha de referências, dada as condições necessárias.

Tendo as Tabelas 2.4 e 2.8 como referência e as condições estabelecidas a partir da Figura 2.10, é possível estabelecer as conclusões seguintes:

- A região 1 corresponde às condições onde o conversor opera na região de carga balanceada, representada pelos tetraedros de $T1$ a $T12$, onde $V_{min} < 0$ e $V_{max} \geq 0$. Para carga balanceada o valor da *tensão de offset* é ($V_{fn} = -\frac{(V_{max}+V_{min})}{2}$).
- A região 2 está na condição de carga desbalanceada, representada pelos tetraedros ímpares de $T13$ a $T24$, onde $V_{max} < 0$, são os tetraedros inferiores. Então, para que V_{fn} tente compensar isso deverá ter valor positivo ($V_{fn} = -\frac{V_{max}}{2}$).
- A região 3 está a condição de carga desbalanceada, representada pelos tetraedros pares de $T13$ a $T24$, onde $V_{min} \geq 0$, são os tetraedros superiores. Então, para que V_{fn} tente compensar isso deverá ter valor negativo ($V_{fn} = -\frac{V_{min}}{2}$).

Este método apresentado vem consolidar ambas as abordagens apresentadas nas seções anteriores e propiciar uma nova leitura na interpretação dos conversores de quatro-braços.

2.6 Comparação entre o SVPWM-3D e o SVPWM Proposto

As figuras de mérito a seguir, estabelecem comparação entre as técnica de modulação SVPWM proposta e a técnica SVPWM-3D para os inversores de tensão trifásicos a quatro fios.

Os inversores trifásicos de quatro braços são desenvolvidos para cargas trifásicas não-linear ou desbalanceadas, isto através do controle do ponto de neutro. O circuito típico de um inversor de tensão trifásico de quatro-braços, com carga RL , foi mostrado na Figura 2.19.

As simulações foram realizadas para uma tensão de barramento CC de $E = 300V$ e uma frequência de $3600Hz$, nas seguintes condições de carga:

$$R_a = 15\Omega \text{ e } L_a = 18mH$$

$$R_b = 8\Omega \text{ e } L_b = 12mH$$

$$R_c = 10\Omega \text{ e } L_c = 15mH$$

As Figuras 2.27 e 2.28 mostram as tensões V_{af} para os dois métodos de PWM. Observe que a tensões ficam entre $+E$, 0 e 0 , $-E$.

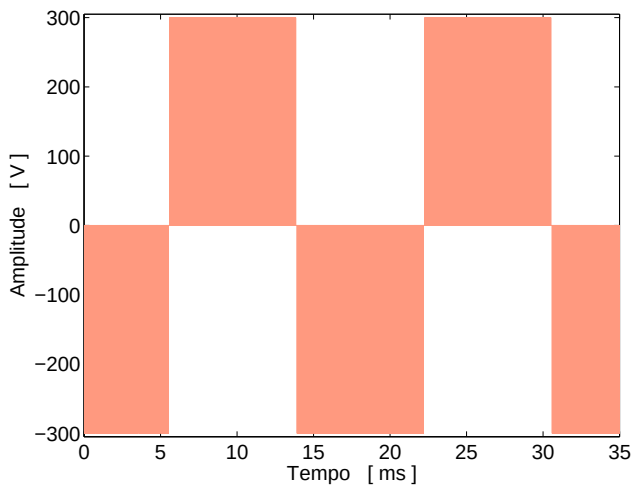


Figura 2.27: Tensão de fase para o PWM-MP

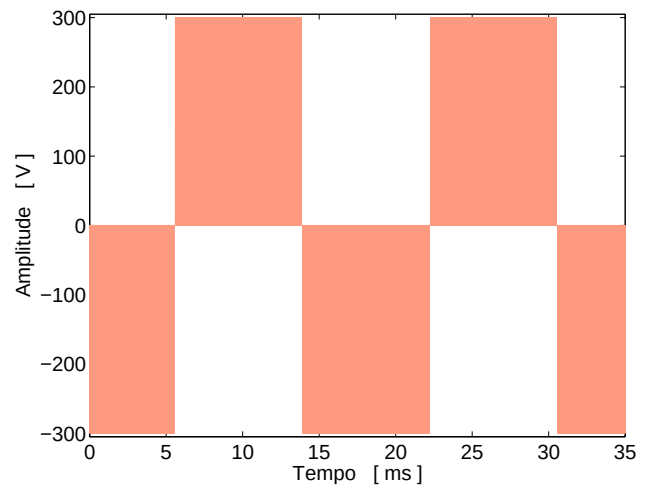


Figura 2.28: Tensão de fase para o PWM-3D

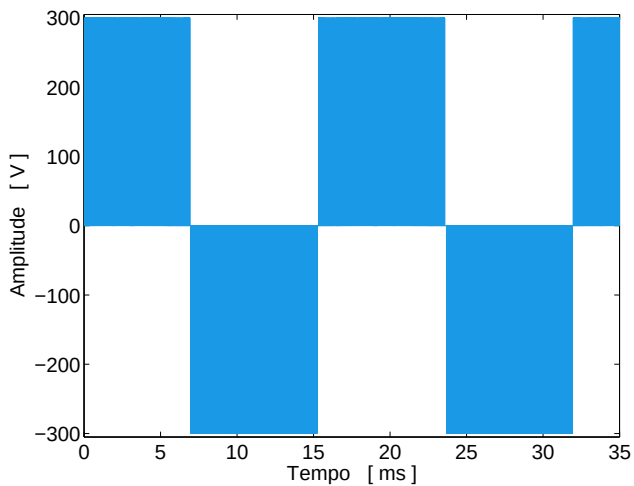


Figura 2.29: Tensão de fase-fase para o PWM-MP

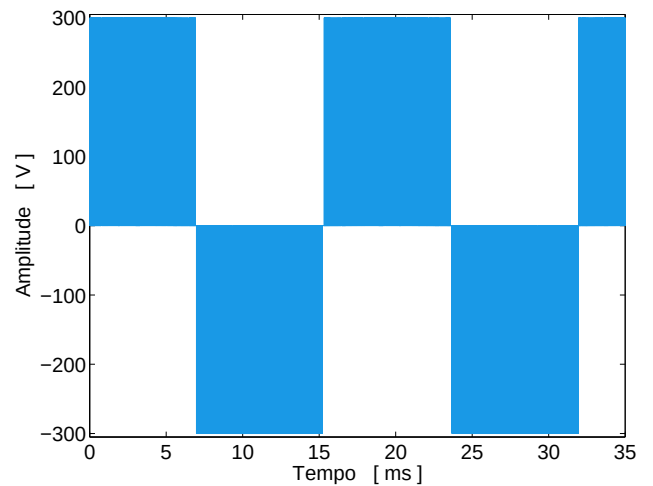


Figura 2.30: Tensão de fase-fase para o PWM-3D

Observe nas Figuras 2.31 e 2.32 as tensões de fase filtradas por um filtro passa-baixas com uma frequência de corte de 300 Hz.

As Figuras 2.29 e 2.30 mostram a tensão de fase-fase para o conversor proposto e o SVPWM-3D.

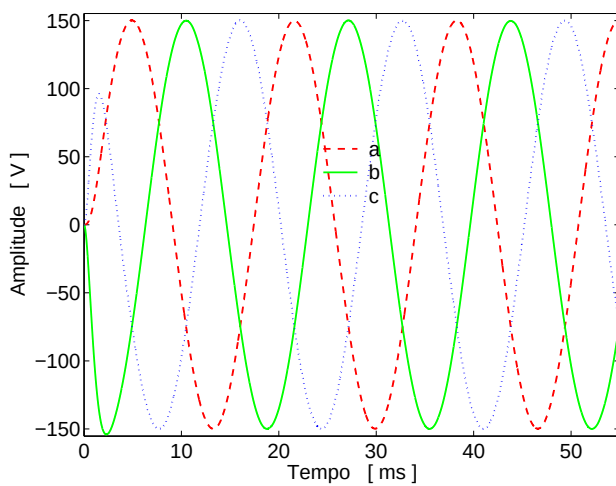


Figura 2.31: Tensão fase filtrada para o PWM-MP

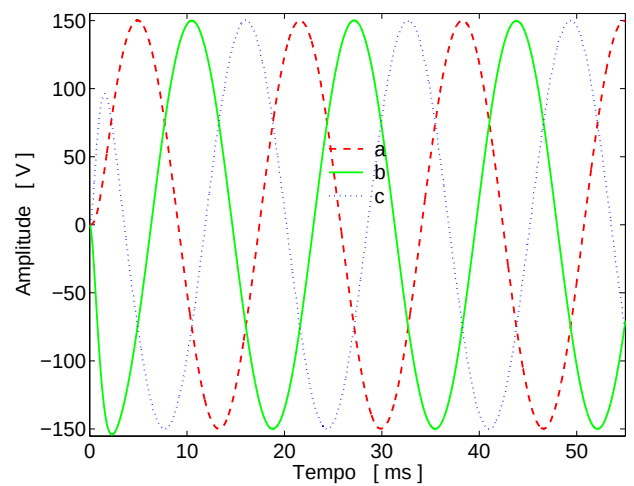


Figura 2.32: Tensão fase filtrada para o PWM-3D

As Figuras 2.33 e 2.34 mostram a corrente de carga.

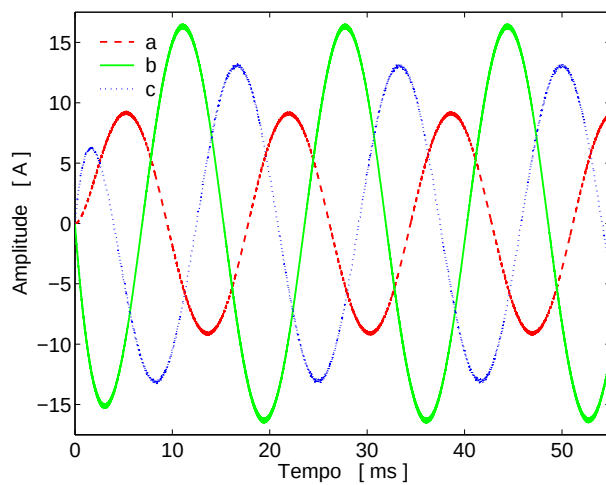


Figura 2.33: Corrente de carga para o PWM-MP

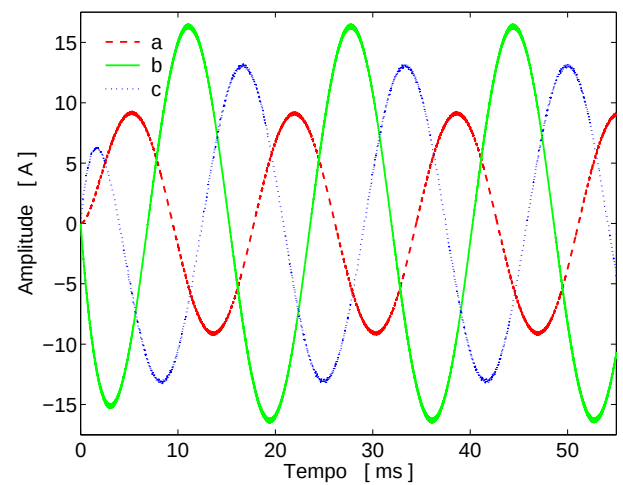


Figura 2.34: Corrente de carga para o PWM-3D

Observe nas Figuras 2.31, 2.32, 2.33 e 2.34 que as tensões de fase estão equilibradas apesar do desbalanceamento das correntes.

As Figuras 2.35 e 2.36 apresentam o valor das componentes de frequência para os dois métodos discutidos em função da frequência e a componentes de frequência em função das ordens dos harmônicos em um espectro menor, respectivamente.

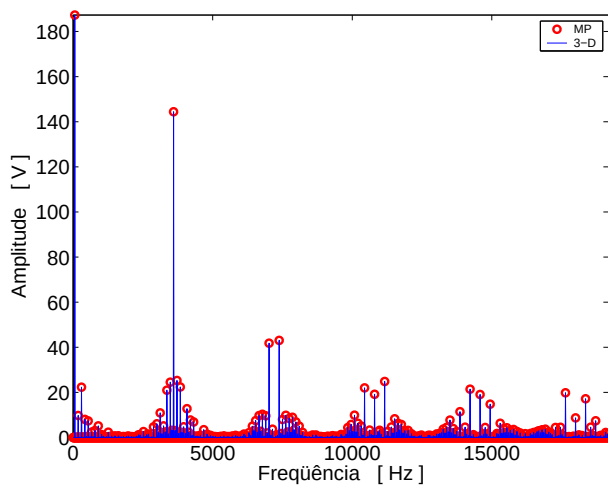


Figura 2.35: Componentes de frequência da tensão de fase

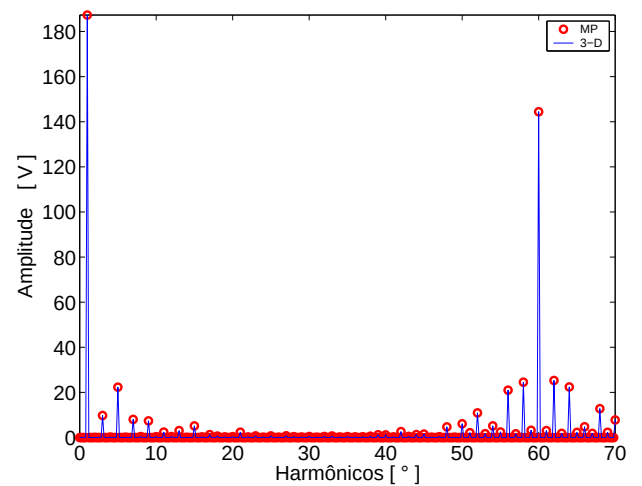


Figura 2.36: Componentes harmônicas da tensão de fase

As Figuras 2.37 e 2.38 mostram o índice de modulação máximo em que foi possível sintetizar uma tensão de saída, mantendo uma relação diretamente proporcional entre a amplitude da fundamental e o índice de modulação.

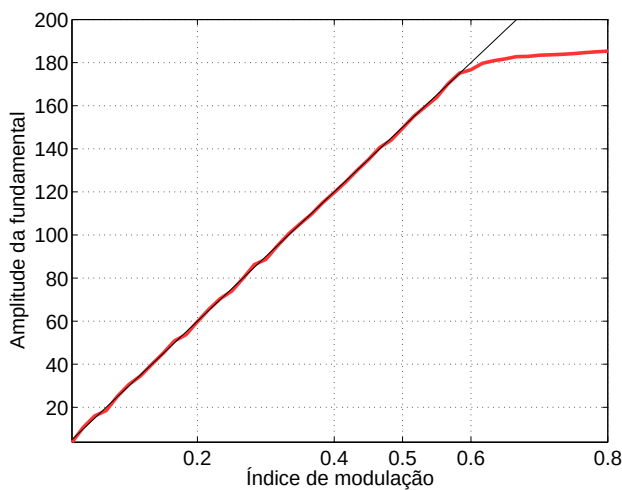


Figura 2.37: Amplitude da fundamental de tensão de fase para o PWM-MP

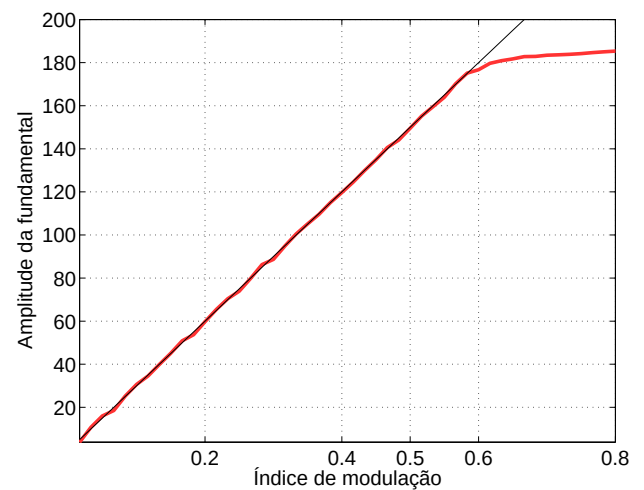


Figura 2.38: Amplitude da fundamental de tensão de fase para o PWM-3D

As Figuras 2.39 e 2.40 apresentam as curvas das distorções harmônicas em função do índice de modulação para os métodos SVPWM-3D e o SVPWM proposto. Observa-se que até um índice de modulação próximo de 0,57 a distorção é menor que 5%.

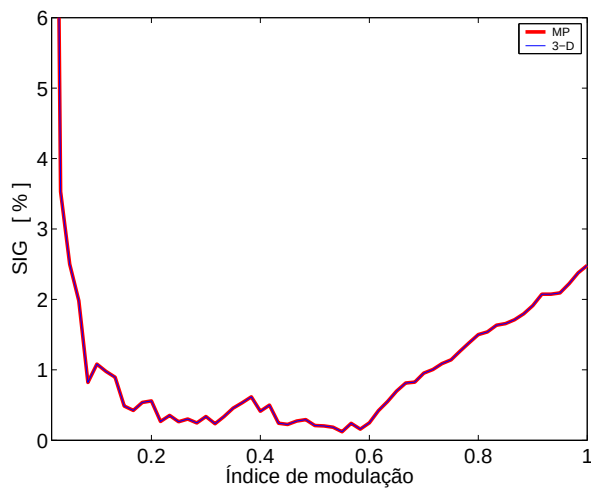


Figura 2.39: SIG da tensão de fase

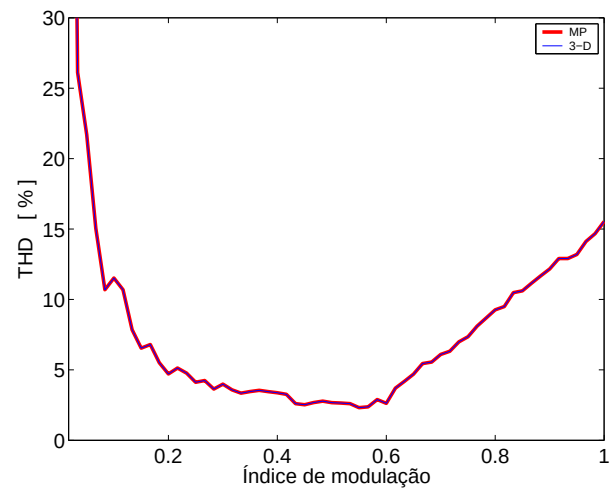


Figura 2.40: Distorção harmônica total da tensão de fase

Observe que o comportamento das curvas de mérito das Figuras 2.35 a 2.41 são idênticas comprovando assim a equivalência entre os métodos.

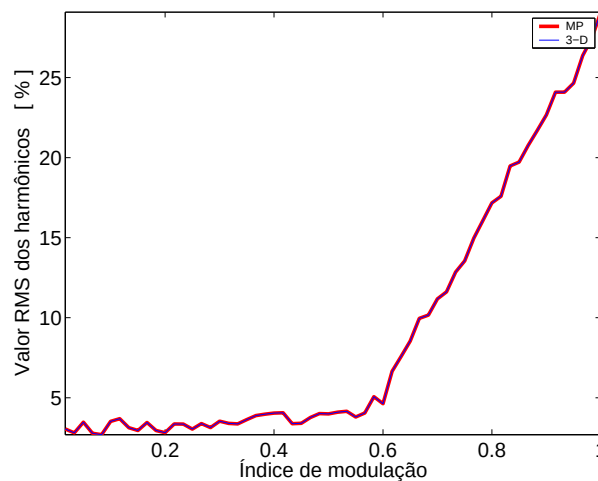


Figura 2.41: Valor RMS dos harmônicos da tensão de fase

2.7 Método de modulação descontinuo pelo padrão de chaveamento

O método da análise do padrão de chaveamento usado na determinação da modulação PWM contínua também pode ser usado para métodos de modulação descontinua.

Nas modulações contínuas a onda a ser modulada, a tensão de polo, está sempre dentro dos limites de pico da onda portadora e durante um período de PWM a onda sempre interceptará a portadora e uma comutação de chave ocorrerá.

Nas modulações por largura de pulsos descontínuas (DPWM-*Discontinuous Pulse Width Modulation*) a onda a ser modulada terá uma parte do seu período, que não ultrapassará 120° , com a tensão de pólo saturada em $+\frac{E}{2}$ ou $-\frac{E}{2}$, dentro deste intervalo este braço terá uma modulação descontínua. Isto caracterizará por uma não-modulação, que implica que não houve comutação de chave. A ausência de comutações significa que as perdas de chaveamento serão menores nos métodos descontínuos do que nos contínuos. Isso também poderá ser observado na análise dos padrões de chaveamento à frente.

2.7.1 Implementando o DPWM1 utilizando o padrão de chaveamento

Existem diversos métodos de modulação descontínua, sendo que a implementação de um grupo desses se baseia na comparação entre as fases sujeitas a ângulo de defasamento de -60° (DPWM0), 0° (DPWM1) ou $+60^\circ$ (DPWM2). Para maior simplicidade, neste momento, será escolhido para análise do padrão de chaveamento o DPWM1, por não apresentar nenhum defasamento nas tensões de fase a serem comparadas.

Para o estudo do padrão de chaveamento do DPWM1 considere a vista superior do dodecaedro visto na Figura 2.6. Para melhor clareza informações foram acrescentadas a esta figura estabelecendo uma comparação entre as fases. Como os métodos descontínuos caracterizam por saturar a onda a ser modulada em um máximo ou mínimo, uma estratégia aqui é determinar as regiões de máximo e mínimo de cada fase. Assim, pode-se estabelecer os seguintes critérios:

- Em um período de PWM, quando a tensão de uma fase for máxima ($V_{af} \geq (V_{bf}, V_{cf})$) a tensão de pólo sintetizada nesta fase será saturada em $+\frac{E}{2}$, o que implica que o tempo de condução da chave superior deverá ser máximo ($\tau_a = T_{pwm}$).
- Em um período de PWM, quando a tensão de uma fase for mínima ($V_{af} < (V_{bf}, V_{cf})$) a tensão de pólo sintetizada nesta fase será saturada em $-\frac{E}{2}$, o que implica que o tempo de condução da chave superior deverá ser nulo ($\tau_a = 0$).

A Figura 2.42 mostra as regiões onde cada uma das tensões de fase prevalecem. A tensão de fase será maior que a tensão das outras fases, região I, ou menor, região IV considerando a tensão V_{af} . É possível identificar seis regiões, uma de máximo e outra de mínimo para cada fase.

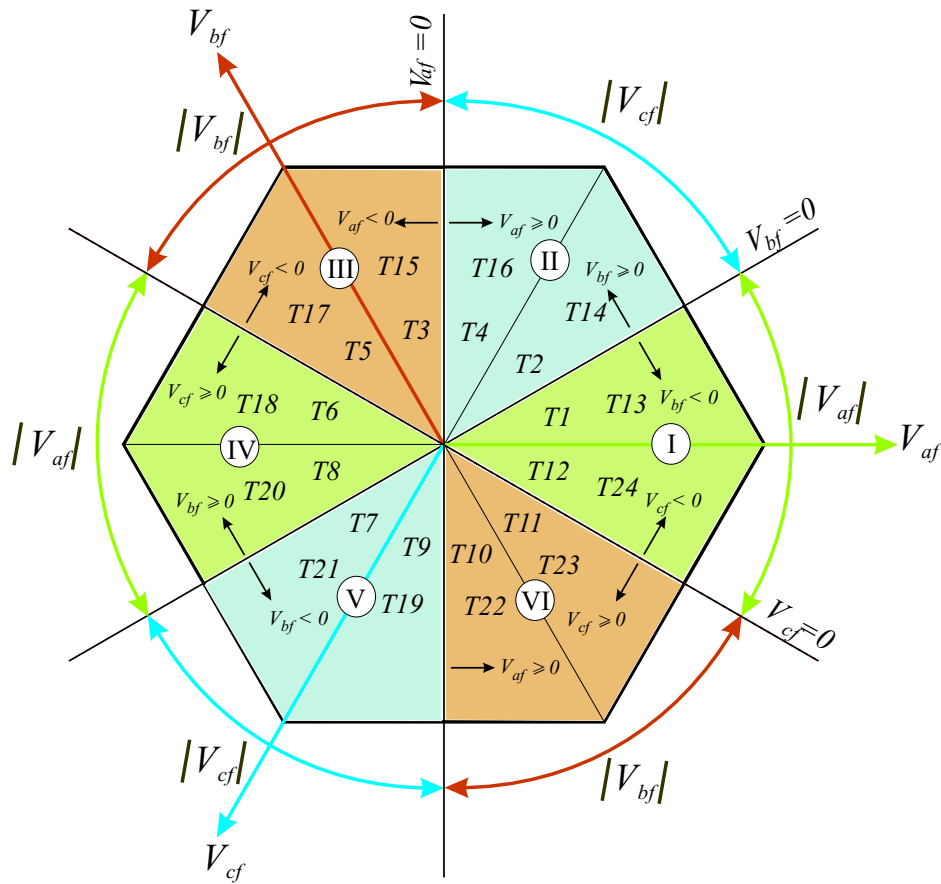


Figura 2.42: Identificação das regiões do DPWM1 através da vista superior do dodecaedro

As condições de cada uma das seis regiões mostradas na Figura 2.42 estão sintetizadas na Tabela 2.9 abaixo. Nessa tabela também são apresentados os vetores disponíveis em cada uma das regiões. Observe também que as regiões destacadas correspondem a uma fatia do sólido visto na Figura 2.6.

Tabela 2.9: Determinação das regiões para o DPWM1

Região	Condição	Tetraedros	Vetores
I	$V_{bf} < 0$ e $V_{cf} < 0$	$T1/11/13/23$	$V8, V9, V10, V11, V13, V1$ e $V15$
II	$V_{af} \geq 0$ e $V_{bf} \geq 0$	$T2/4/14/16$	$V4, V5, V8, V12, V13, V14$ e $V0$
III	$V_{af} < 0$ e $V_{cf} < 0$	$T3/5/15/17$	$V4, V5, V7, V12, V13, V1$ e $V15$
IV	$V_{bf} \geq 0$ e $V_{cf} \geq 0$	$T6/8/18/20$	$V2, V3, V4, V6, V7, V14$ e $V0$
V	$V_{af} < 0$ e $V_{bf} < 0$	$T7/9/19/21$	$V2, V3, V6, V7, V11, V1$ e $V15$
VI	$V_{af} \geq 0$ e $V_{cf} \geq 0$	$T10/12/22/24$	$V2, V8, V9, V10, V11, V14$ e $V0$

Observando a Figura 2.42 e as condições estabelecidas na Tabela 2.9 é possível agrupar as regiões conforme pode ser visto na Tabela 2.10.

Tabela 2.10: Agrupamentos das regiões para o DPWM1

Região	Condição
I e IV	$ V_{af} \geq V_{bf} , V_{cf} $
II e V	$ V_{cf} \geq V_{af} , V_{bf} $
III e VI	$ V_{bf} \geq V_{af} , V_{cf} $

Tendo em vista a similaridade das regiões, serão deduzidas as expressões de τ_f para as regiões I e IV, que poderão ser expandidas para os demais agrupamentos.

Considerando a região I e analisando a Figura 2.42 verifica-se que nesta região tem-se:

$$V_{af} \geq V_{bf} \text{ e } V_{af} \geq V_{cf}$$

Então, chega-se na seguinte condição:

$$\text{Região I} \rightarrow \tau_a = T_{pwm}$$

O padrão de chaveamento dessa região é o apresentado na Figura 2.43. Observe que no DPWM1 há a redução de duas comutações por período de PWM considerado.

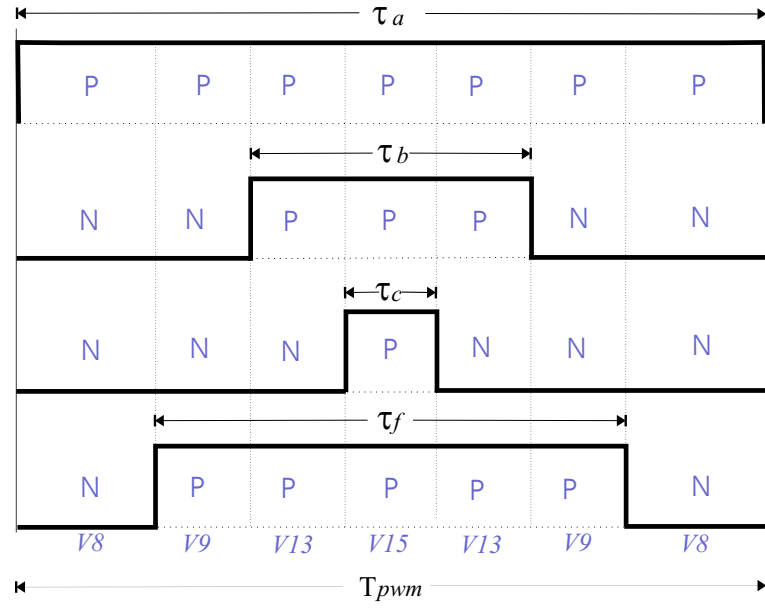


Figura 2.43: Distribuição dos tempos de condução para a região I

Voltando a equação 2.21 e considerando a condição mostrada acima, tem-se:

$$\tau_a = \tau_f + \frac{T_{pwm}}{E} V_{af}$$

Como $\tau_a = T_{pwm}$ conclui-se:

$$\tau_f = T_{pwm} - \frac{T_{pwm}}{E} V_{af} \quad (2.26)$$

Tomando a equação 2.26 deduzida acima e a equação 2.20 chega-se na expressão da tensão de seqüência zero.

$$\begin{aligned} T_{pwm} - \frac{T_{pwm}}{E} V_{af} &= \frac{T_{pwm}}{2} + \frac{T_{pwm}}{E} V_{fn} \\ V_{fn} &= \frac{E}{2} - V_{af} \end{aligned} \quad (2.27)$$

Agora, para a região IV, considerando as condições seguintes, tem-se:

$$V_{af} < V_{bf} \text{ e } V_{af} < V_{cf}$$

$$\text{Região IV} \rightarrow \tau_a = 0$$

Então, tem-se o padrão de chaveamento apresentado na Figura 2.44.

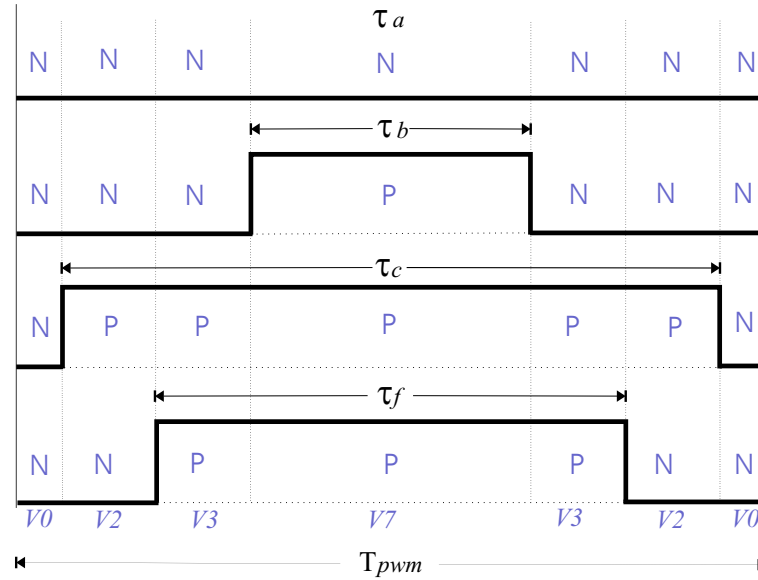


Figura 2.44: Distribuição dos tempos de condução para a região IV

Da mesma forma considerando as condições definidas, chega-se:

$$\tau_f = -\frac{T_{pwm}}{E}V_{af} \quad (2.28)$$

Por fim, voltando novamente a equação 2.20 é possível estabelecer a tensão de seqüência zero para essa região.

$$\begin{aligned} -\frac{T_{pwm}}{E}V_{af} &= \frac{T_{pwm}}{2} + \frac{T_{pwm}}{E}V_{fn} \\ V_{fn} &= -\frac{E}{2} - V_{af} \end{aligned} \quad (2.29)$$

Das análises feitas para as regiões anteriores é possível sintetizar as demais regiões conforme Tabela 2.11.

Tabela 2.11: Determinação dos τ_f e V_{fn} para o DPWM1

Regiões	Cálculo de τ_f	Valor de V_{fn}
I	$\tau_f = T_{pwm} - \frac{T_{pwm}}{E}(V_{af})$	$V_{fn} = (\text{sign}(V_{af}))\frac{E}{2} - V_{af}$
IV	$\tau_f = -\frac{T_{pwm}}{E}(V_{af})$	
II	$\tau_f = T_{pwm} - \frac{T_{pwm}}{E}(V_{cf})$	$V_{fn} = (\text{sign}(V_{cf}))\frac{E}{2} - V_{cf}$
V	$\tau_f = -\frac{T_{pwm}}{E}(V_{cf})$	
III	$\tau_f = T_{pwm} - \frac{T_{pwm}}{E}(V_{bf})$	$V_{fn} = (\text{sign}(V_{bf}))\frac{E}{2} - V_{bf}$
VI	$\tau_f = -\frac{T_{pwm}}{E}(V_{bf})$	

Afim de demonstrar o funcionamento deste método de modulação serão apresentados alguns resultados de simulação.

As formas de onda das tensões de pólo podem ser vistas na Figura 2.45, juntamente com a tensão de seqüência zero. Observando essa figura e o sinal de comando para a fase a mostrado na Figura 2.46, percebe-se que na faixa em que a tensão de pólo está saturada em $-\frac{E}{2}$ o sinal de comando permanece durante todo o tempo desligado e permanece ligado quando a tensão de pólo saturar em $\frac{E}{2}$.

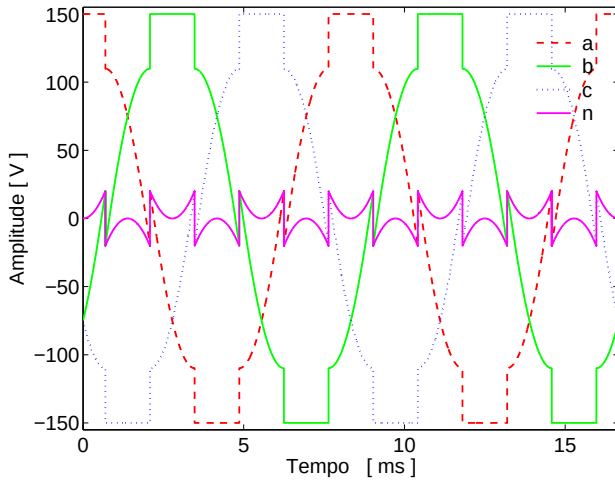
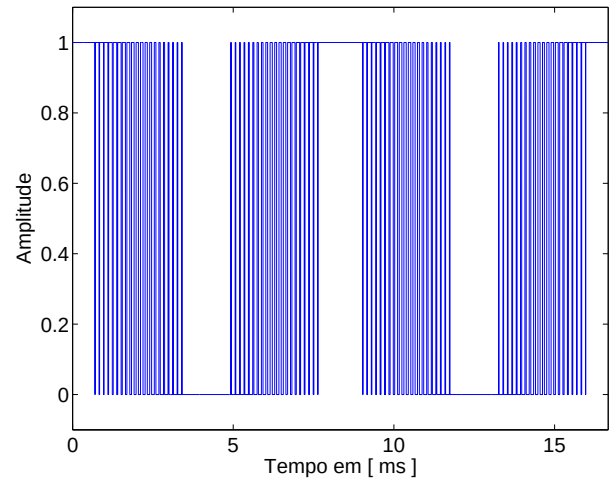


Figura 2.45: Tensões de pólo e de seqüência zero

Figura 2.46: Sinal de comando para a fase a

A Figura 2.47 mostra a tensão de fase para este método.

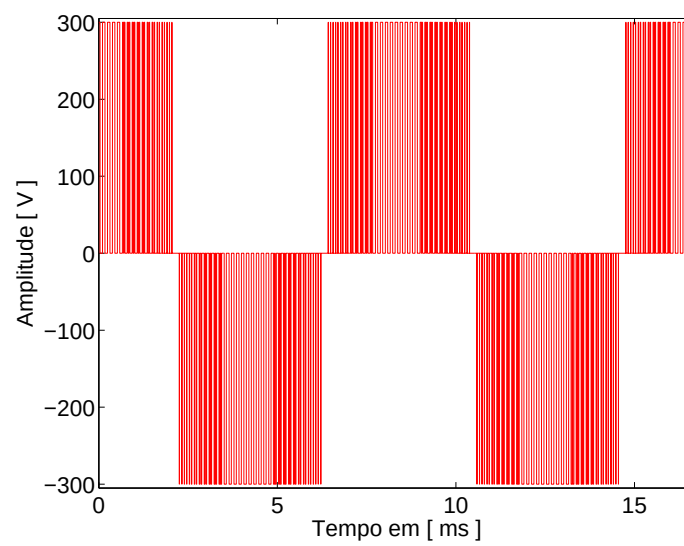


Figura 2.47: Tensão de fase

As Figuras 2.48 e 2.49 mostram as curvas da THD e SIG, respectivamente, para o método descontinuo DPWM1. Observa-se que a distorção harmônica para a faixa do índice de modulação entre 0,5 e 0,6 aproximadamente é ainda relativamente menor que os inversores clássicos.

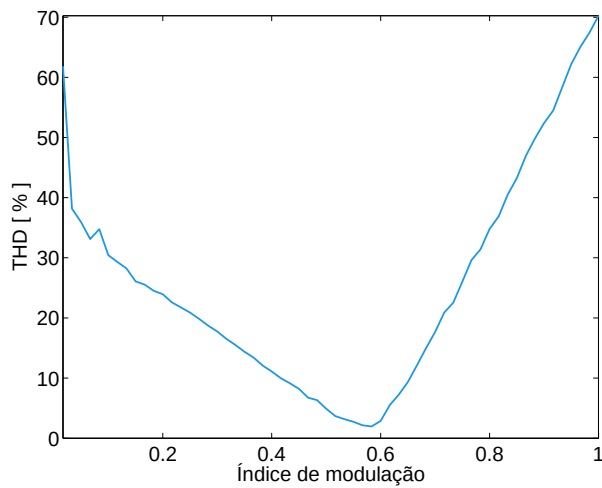


Figura 2.48: Distorção harmônica total da tensão de fase

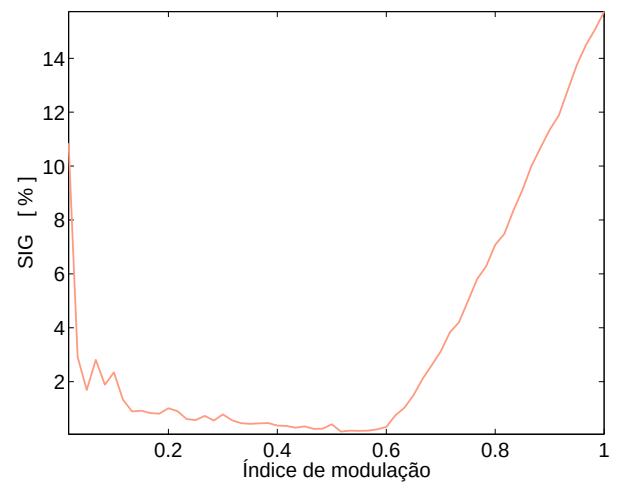


Figura 2.49: SIG da tensão de fase

2.8 Conclusão

Neste capítulo foram estudados alguns métodos de implementação de conversores trifásicos com quatro-braços buscando desenvolver uma interpretação própria desses.

A implementação do método usando a distribuição dos vetores ativos em um espaço $\alpha\beta 0$ mostrou-se uma técnica bastante interessante na interpretação geométrica para se determinar onde se encontra o vetor de referência. Observou-se que o processo para sintetizar a tensão de saída nada mais é que uma expansão do sistema de duas dimensões empregado no trifásico com três-braços.

A abordagem baseada em portadora e no conceito de *tensão de offset* apresentou-se como um método bastante eficiente no que diz respeito ao algoritmo de implementação. A generalização desenvolvida neste método simplifica em muito a implementação, uma vez que não se faz necessária a identificação das 24 possíveis regiões onde se encontra o vetor de comando.

Os dois métodos foram desenvolvidos e avaliados, verificando a equivalência entre eles no Apêndice A. A partir dessa investigação, uma visão que tentasse conciliar vantagens de ambos métodos apresentados foi discutida. As vantagens que se procurou conciliar foram a visão espacial propiciada pela distribuição dos vetores e a generalização e simplicidade no algoritmo de implementação.

Uma comparação entre o método SVPWM-3D e o proposto foi estabelecida com o intuito de mostrar a correspondência entre eles. Nessa comparação ficou evidenciada a equivalência entre ambos, sendo possível perceber as características interessantes do método proposto, como por exemplo maior simplicidade de implementação e compreensão da técnica.

Por fim, fazendo uso do método proposto foram deduzidas as equações para implementação de estratégias de PWM descontínuo. Como pôde-se ver o método proposto para essa condição mostrou com clareza que os métodos descontínuos realmente apresentam um menor número de comutações por ciclo de PWM e com isso conseqüentemente menores perdas de chaveamento. A dedução de um outro método evidencia as vantagens do método proposto, que alia vantagens dos dois principais métodos utilizados. Mais ainda, deixa fácil a possibilidade de serem estudados outros padrões de comutação para moduladores PWM.

O conversor trifásico de quatro-braços é uma topologia interessante para sistemas com carga desbalanceada. Na análise apresentada, sem nenhuma malha de controle, a tensão de fase manteve-se constante, apesar de correntes desbalanceadas estarem circulando pelas fases. Esse fato é um

ponto relevante para algumas aplicações onde é comum encontrar sistemas com essa natureza, ou em situações onde deseja-se acrescentar um neutro ao sistema.

Por fim, ficou evidenciado no método proposto a real simplificação da implementação do conversor de quatro-braços, mantendo uma boa percepção espacial do sistema e também a vantagem do equacionamento direto baseado nos tempos de condução.

Capítulo 3

Inversor de quatro-braços ou com divisor capacitivo

Após ter sido apresentado no Capítulo 2 o inversor trifásico de quatro-braços, neste capítulo será feita uma análise comparativa entre o inversor de quatro-braços e o inversor com divisor capacitivo.

Como proposta tem-se a de comprovar que a inserção do quarto braço em um inversor trifásico, substituindo o braço com divisor capacitivo, irá proporcionar um ganho com relação a máxima tensão fundamental sintetizada na saída, uma menor distorção harmônica, se comparadas, e a não necessidade de uma malha de controle específica para o braço capacitivo.

3.1 Comparando o inversor de quatro-braços com o de divisor capacitivo

O inversor trifásico de quatro-braços é visto na Figura 3.1. Observa-se que a tensão sobre a carga depende da tensão sobre o quarto braço. Um primeira vantagem aqui é que esse braço é constituído por chaves eletrônicas controladas, que apresentam características muito mais favoráveis a serem controladas do que um braço capacitivo.

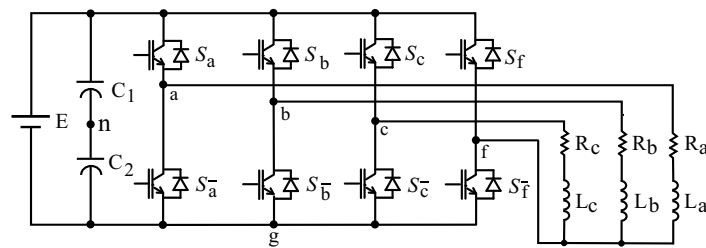


Figura 3.1: Inversor trifásico com o quarto braço

O circuito da Figura 3.2 apresenta o inversor trifásico com o braço capacitivo. Percebe-se pela figura que a tensão que será aplicada sobre a carga depende diretamente da tensão no divisor capacitivo, uma vez que o ponto de neutro desse circuito encontra-se entre os dois capacitores e um dos terminais da carga está ligado a este ponto. Com essa constatação, verifica-se a importância de uma malha de controle, específica para esse braço. É necessário que o controle mantenha essa tensão a mais equilibrada possível, pois desequilíbrios nessa serão refletidos sobre a carga, tanto na corrente que circula quanto na distorção de tensão sobre a carga.

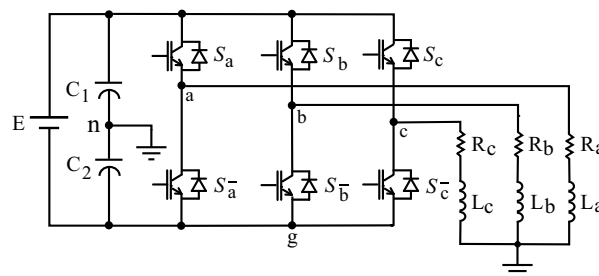


Figura 3.2: Inversor trifásico com braço capacitivo

Buscando mostrar os objetivos alcançados, que foram propostos para este capítulo, estará sendo feita na próxima seção, através de simulações, uma avaliação comparativa entre o inversor trifásico de quatro-braços e um inversor trifásico com divisor capacitivo.

A intenção é que se consiga mostrar uma melhora do primeiro em relação ao segundo, principalmente quanto a distorção harmônica e ao ganho de tensão de saída. Uma vantagem imediata que se percebe do inversor de quatro-braços em relação ao outro é a não necessidade de uma malha de controle, que mantenha a tensão equilibrada entre os dois capacitores. Mas além, conseguindo uma melhora no ganho de tensão de saída será possível a redução do número de baterias, que também

é uma boa característica.

A amplitude da tensão de saída é uma diferença que pode ser ressaltada entre esses dois inversores. No inversor com quatro-braços essa tensão pode assumir três valores: $-E$, 0 , e E . Para o trifásico clássico sabe-se que a tensão de saída pode assumir valores entre $-\frac{E}{2}$ e $\frac{E}{2}$. Essa característica sugere pensar, que com o inversor de quatro-braços será possível sintetizar uma tensão de saída maior, para o mesmo barramento CC , com menor distorção harmônica.

3.2 Resultados de simulação

Nas simulações feitas para os circuitos da Figura 3.1 e 3.2 pôde-se evidenciar as impressões destacadas anteriormente. Enquanto que no trifásico clássico a máxima tensão de pico na saída foi igual a $\frac{1}{2}E$, no inversor com braço adicional foi possível melhorar esse limite em 15%.

A máxima condição alcançada para o inversor com quatro braços, atendendo o limite de THD $< 5\%$, foi uma tensão de pico igual a 226 V para um THD de 4,87%, isso para um barramento CC de 350 V . Enquanto que no capacitivo para uma tensão de 200 V a distorção harmônica já ultrapassava os 6%.

Algumas simulações foram realizadas para duas frequências específicas ($f_{pwm} = 7680\text{ Hz}$ e $f_{pwm} = 15360\text{ Hz}$). Por essas simulações, foi possível perceber uma fato bastante interessante, referente as duas topologias estudadas. Os inversores de quatro-braços e com divisor capacitivo tiveram um desempenho mais próximo na $f_{pwm} = 7680\text{ Hz}$. O inversor de quatro-braços apresentou-se superior na $f_{pwm} = 15360\text{ Hz}$, principalmente em relação a distorção de tensão.

Observe os resultados apresentados na Tabela 3.1. Nesta tabela os resultados são mostrados para a condição de carga balanceada com índice de modulação igual a $M_i = 0,5$.

Tabela 3.1: Distorção harmônica total para carga balanceada

	THD em % para Mi=0,5						
	Quatro-braços			Capacitivo			
	A	B	C	A	B	C	
$f_{pwm} = 7680\text{ Hz}$	0,9168	2,2296	1,9634	2,8407	1,5400	1,5238	Tensão
	0,1594	0,2242	0,1937	0,2172	0,2118	0,2221	Corrente
$f_{pwm} = 15360\text{ Hz}$	0,6714	0,7505	0,8769	1,5850	1,5195	1,5324	Tensão
	0,1086	0,1662	0,1457	0,1510	0,1646	0,1557	Corrente

Neste capítulo, serão apresentados os resultados para a segunda condição, ou seja, para uma frequência $f_{pwm} = 15360 \text{ Hz}$ e uma tensão de barramento igual a $E = 350 \text{ V}$. Os valores dos capacitores C_1 e C_2 iguais a $2800 \mu\text{F}$. As simulações foram feitas no *Simulink* do *Matlab* com um passo de integração de $0,5 \mu\text{s}$.

A Figura 3.3 mostra a distorção harmônica total (THD) da tensão na carga para os dois inversores em estudo. Comparando as duas curvas verifica-se que o inversor com quatro braços apresentou uma distorção harmônica consideravelmente menor para índices de modulação maiores.

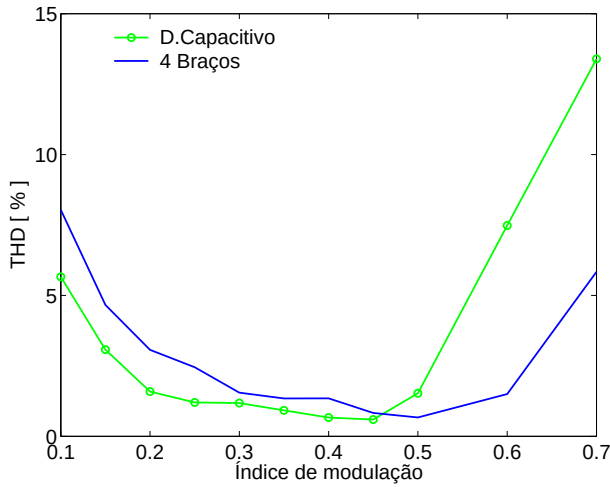


Figura 3.3: THD da tensão de carga

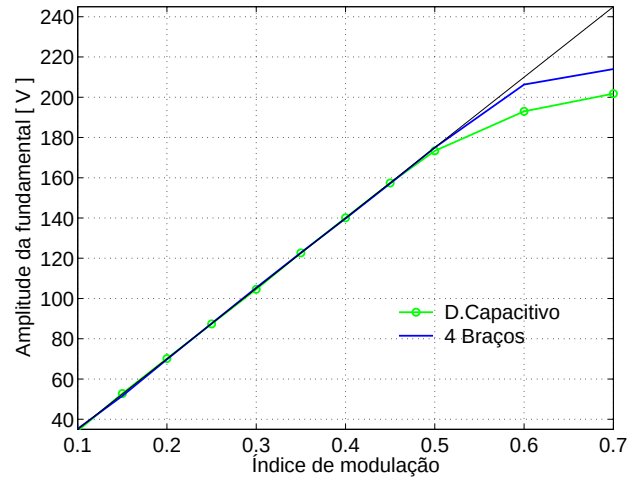


Figura 3.4: Amplitude da fundamental da tensão de carga

Pela Figura 3.4, analisando a amplitude da tensão fundamental em função do índice de modulação (M_i), é possível constatar que o inversor de quatro-braços controlado apresentou um ganho de tensão de saída maior. Enquanto que no inversor com divisor capacitivo a linearidade da tensão fundamental pelo índice de modulação foi de 0,5 no de quatro-braços esse valor teve um ganho de 15% ($M_i=0,575$).

A Figura 3.5 mostra os valores eficazes dos harmônicos de tensão para ambos inversores analisados. Verifica-se, conforme também constatado no gráfico da THD, que as componentes harmônicas são menores para o inversor de quatro-braços em índices de modulação maiores.

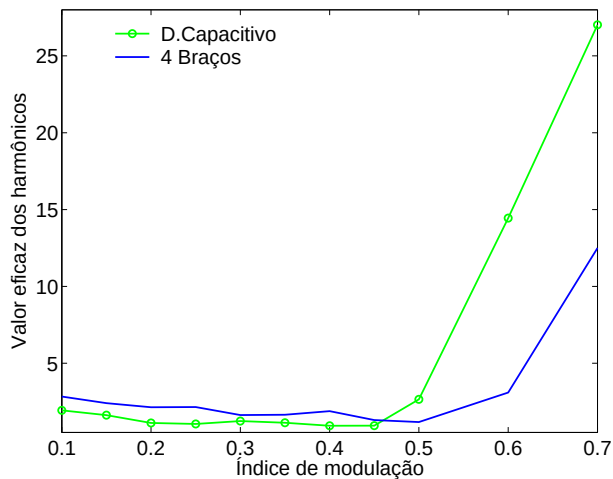


Figura 3.5: Valor RMS dos harmônicos

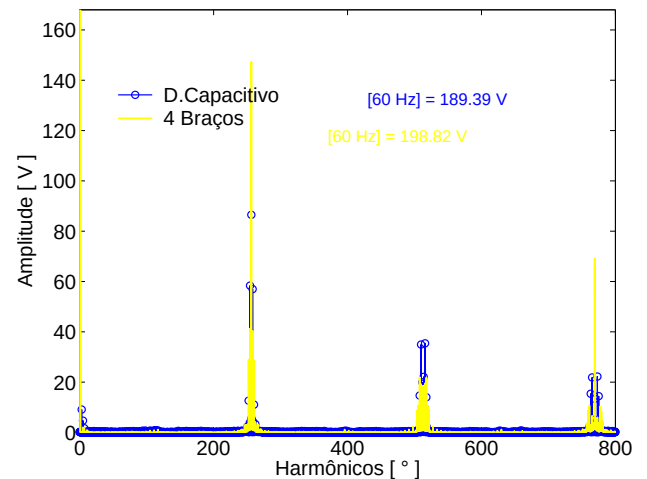


Figura 3.6: Espectro de frequência para a tensão de carga com $M_i=0,575$

Na Figura 3.6 observa-se que a amplitude da tensão na componente fundamental, observe texto destacado na figura, foi maior no inversor de quatro-braços do que no outro, o que indica que a parcela correspondente aos harmônicos é menor. A característica que chama a atenção também é a presença dos harmônicos, 256° , 512° e 769° , que correspondem a múltiplos da frequência de chaveamento. Pode ser visto na Figura 3.7 que a amplitude dos harmônicos ressaltados anteriormente dependem do índice de modulação, onde nessa figura foi igual a $M_i=0,35$.

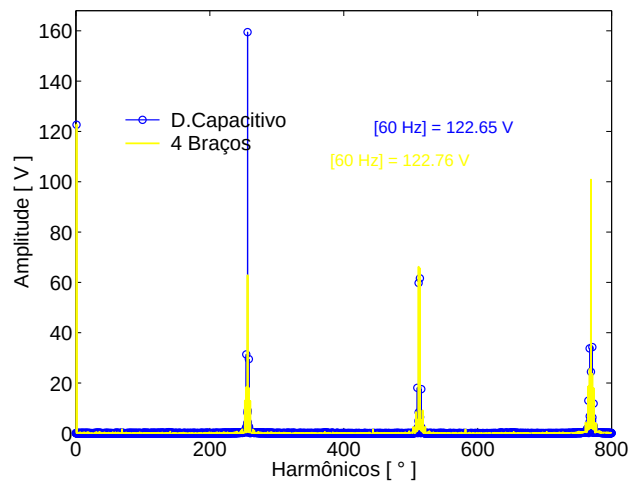


Figura 3.7: Espectro de frequência para a tensão de carga com $M_i=0,35$

3.2.1 Carga desbalanceada

Esta condição de carga serve para evidenciar mais algumas características do inversor trifásico de quatro-braços sobre o inversor trifásico clássico.

$$R_a = 10 \, \Omega \text{ e } L_a = 12 \, mH$$

$$R_b = 8 \, \Omega \text{ e } L_b = 7 \, mH$$

$$R_c = 12 \, \Omega \text{ e } L_c = 15 \, mH$$

A Tabela 3.2 resume a distorção harmônica total para a tensão e corrente na carga na condição de carga desbalanceada. Desejando-se uma tensão de $220 \, V/60 \, Hz$ entre fase foi usado um tensão de barramento de $E = 360 \, V$ para o inversor com divisor capacitivo e $E = 311 \, V$ para o inversor de quatro-braços.

Tabela 3.2: Distorção harmônica total para carga desbalanceada

	THD em %						
	Quatro-braços			Capacitivo			
	A	B	C	A	B	C	
$f_{pwm} = 15360\text{ Hz}$	1,5401	1,5900	1,5611	1,4880	1,4308	1,4506	Tensão
	0,1605	0,2120	0,1579	0,1831	0,2112	0,1717	Corrente

A tensão na carga para o inversor com quatro braços é mostrada na Figura 3.8, após passar por

um filtro passa-baixa. A corrente pela carga é mostrada na Figura 3.9.

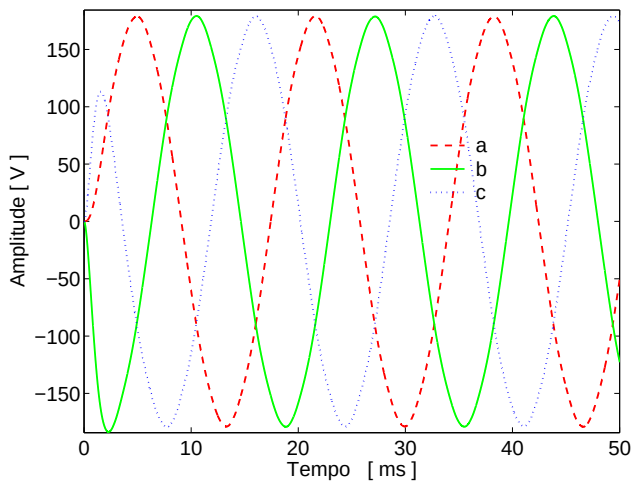


Figura 3.8: Tensões na carga após o filtro no inversor de quatro-braços

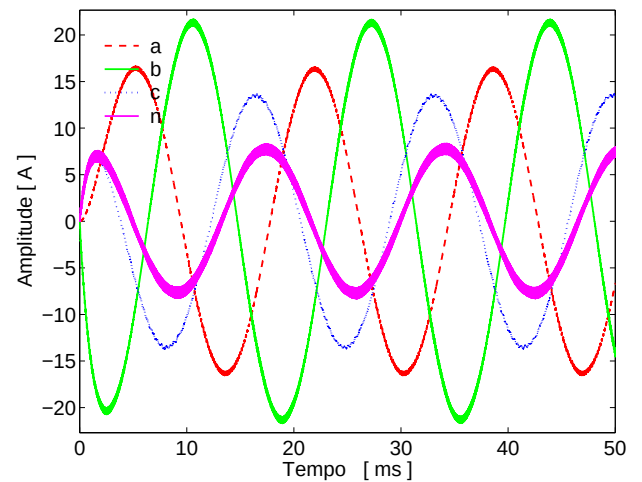


Figura 3.9: Correntes pela carga no inversor de quatro-braços

A THD da tensão na carga para o inversor de quatro-braços foi calculada e encontrado um valor de 1,54% sobre uma tensão fundamental de 177,37 V.

As Figuras 3.10 e 3.11 mostram a tensão na carga filtrada e a corrente pela carga para o inversor com divisor capacitivo.

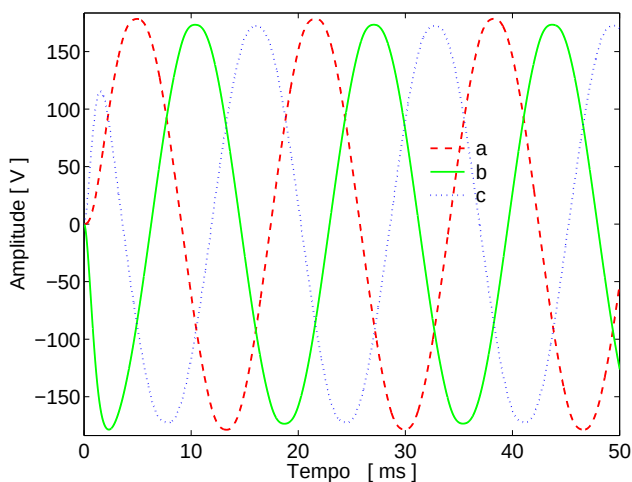


Figura 3.10: Tensões de carga após o filtro no divisor capacitivo

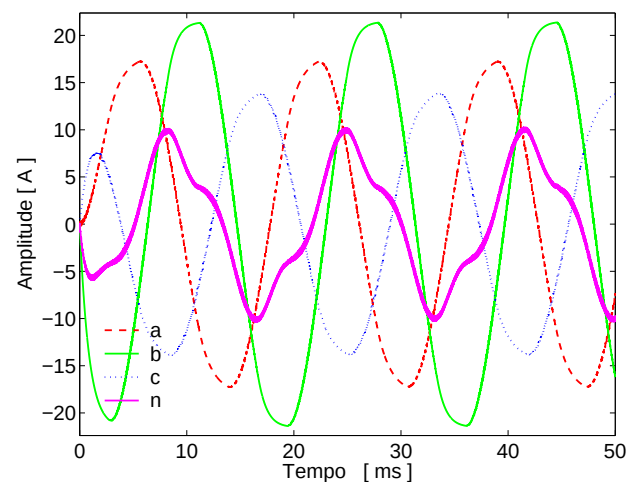


Figura 3.11: Correntes pela carga no divisor capacitivo

Olhando as curvas das Figuras 3.8 e 3.10 percebe-se que a tensão sobre a carga no inversor de quatro-braços manteve-se equilibrada, o que não ocorreu no inversor com divisor capacitivo.

A THD da tensão na carga para o inversor com divisor capacitivo foi calculada e encontrado um valor de 1,42% sobre uma tensão fundamental de 181,83 V.

A Figura 3.12 mostra a corrente que circula por um dos *IGBT* do quarto braço. A Figura 3.13 apresenta a corrente que circula pelo neutro. Verifica-se na corrente que passa pelo quarto braço o chaveamento do *IGBT*.

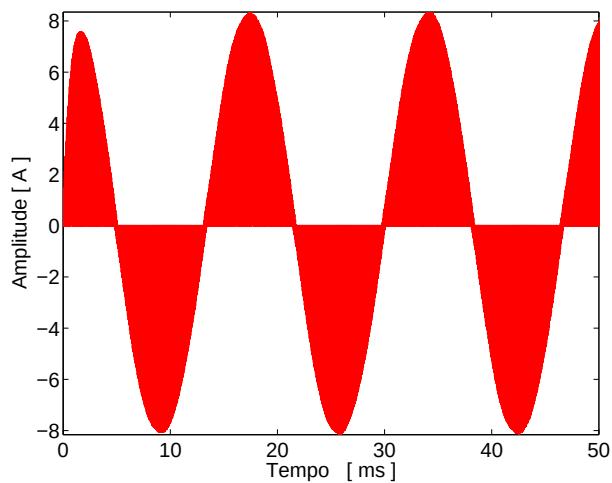


Figura 3.12: Corrente por uma das chaves do quarto braço

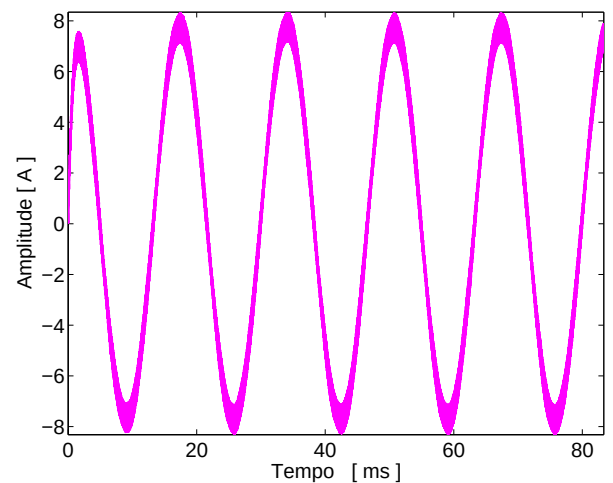


Figura 3.13: Corrente de neutro no inversor de quatro-braços

Nas Figuras 3.14 e 3.15 está sendo mostrada a tensão sobre um dos capacitores e a corrente que circula por ele.

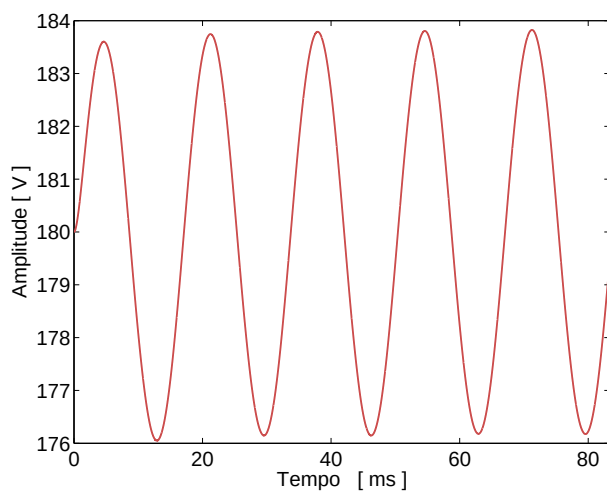


Figura 3.14: Tensão sobre um dos capacitores do divisor

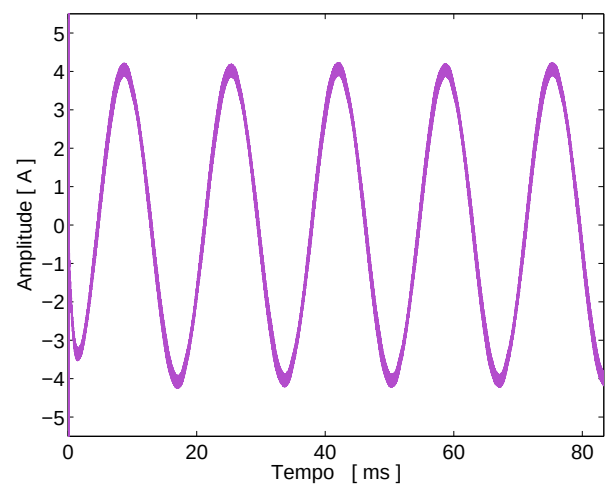


Figura 3.15: Corrente por um dos capacitores no inversor com divisor capacitivo

Nesta condição, observa-se pela Figura 3.14 que é difícil manter a tensão regulada sobre o divisor capacitivo quando a carga é desbalanceada.

3.2.2 Carga balanceada em sobremodulação

As figuras das simulações, apresentadas a seguir, foram obtidas para os dois inversores já citados com carga RL balanceada, sendo $R = 5\ \Omega$ e $L = 12\ mH$ para um índice de modulação igual a 0,575. Para esse índice de modulação observa-se que o divisor capacitivo já estará em sobremodulação, enquanto que o de quatro-braços não. Nessas simulações, nenhuma malha de controle é empregada.

Observando a tensão sobre um dos capacitores percebe-se que a mesma oscilou próximo do valor esperado, conforme Figura 3.16.

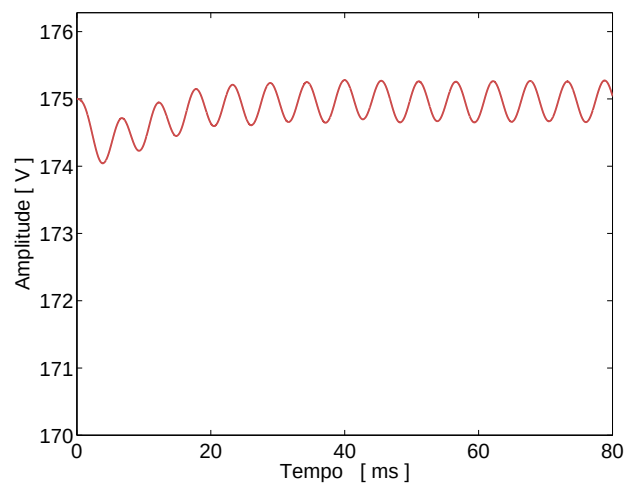


Figura 3.16: Tensão sobre um dos capacitores do divisor

A Figura 3.17 mostra a corrente que circula por um dos *IGBT* do quarto braço. A Figura 3.18 apresenta a corrente que passa por um dos capacitores do braço capacitivo, conforme pode ser visto no circuito da Figura 3.2. Pode-se observar que essa corrente, apesar da oscilação, manteve o valor médio próximo de zero. Apesar da carga ser balanceada a corrente aqui não foi nula devido ao conversor estar na sobremodulação.

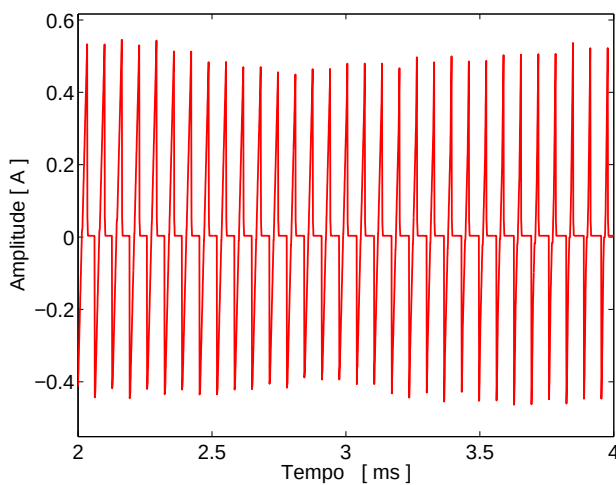


Figura 3.17: Correntes por uma das chaves do quarto braço

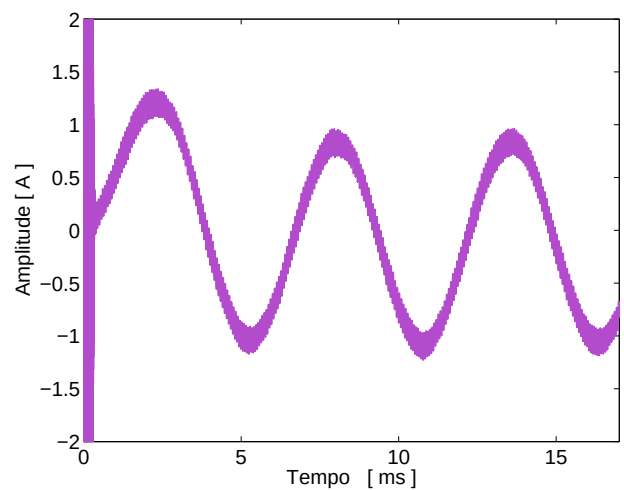


Figura 3.18: Correntes por um dos capacitores do divisor

Nas Figuras 3.19 e 3.20 está sendo mostrado a corrente que circula pelo neutro em ambos inversores.

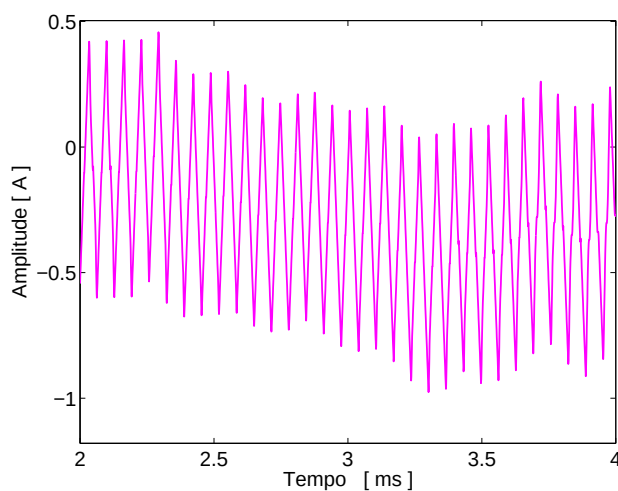


Figura 3.19: Corrente de neutro no inversor com quatro-braços

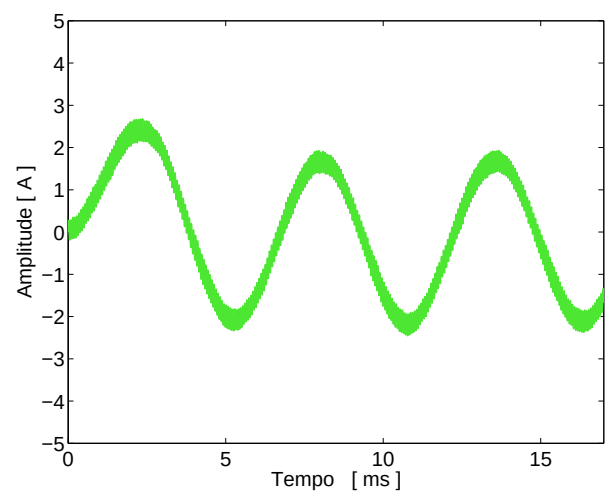


Figura 3.20: Corrente de neutro no inversor com divisor capacitivo

Pelas quatro últimas Figuras 3.17 a 3.20 citadas é perceptível que a forma da corrente de neutro é semelhante a corrente que circula por um dos elementos do quarto braço para o inversor de quatro-braços ou por um dos capacitores para o inversor com divisor capacitivo. Em relação as amplitudes, para o de quatro braços verifica-se que as oscilações de alta frequência foram de mesma ordem, enquanto que para o divisor capacitivo ambas correntes, por um dos capacitores e de neutro, apresentaram duas componentes, uma de alta frequência na mesma ordem de grandeza e outra componente, aproximadamente de 180 Hz, em que a corrente de neutro apresentou amplitude duas vezes maior que a corrente que passa por um dos capacitores.

As Figuras 3.21 e 3.22 mostram a tensão sobre a carga para o inversor de quatro-braços e usando o braço capacitivo respectivamente. Em relação a amplitude, comprova-se que enquanto que no primeiro o módulo máximo é igual a E no segundo este valor é de $\frac{E}{2}$. Para a primeira figura é possível perceber que essa tensão apresenta somente os três níveis, conforme citados.

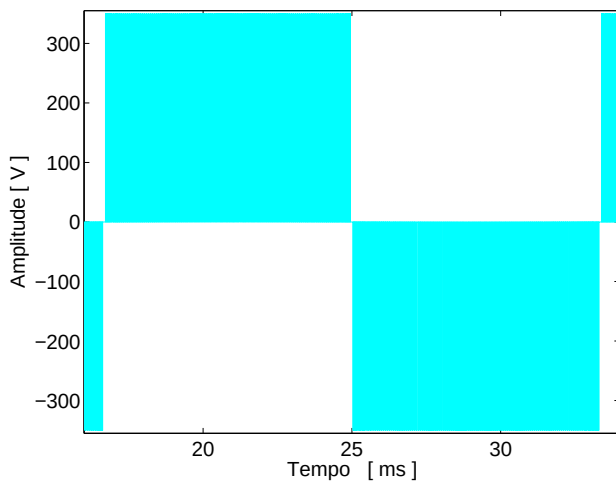


Figura 3.21: Tensão de carga na fase *a* no de quatro braços

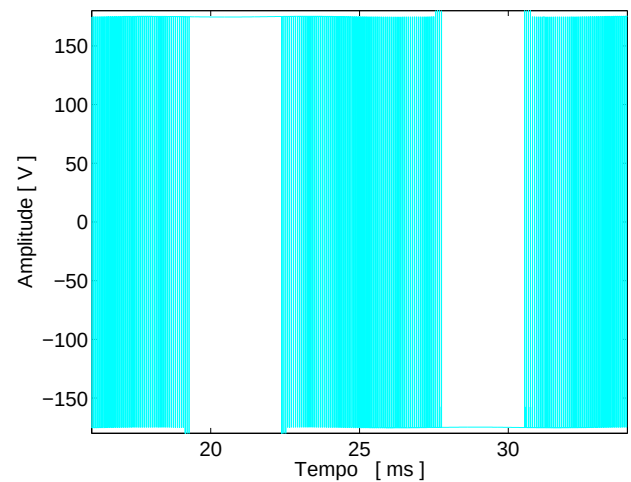


Figura 3.22: Tensão de carga na fase *a* no divisor capacitivo

A tensão na carga para o inversor com quatro braços também pode ser vista pela Figura 3.23, após passar por um filtro passa-baixa com frequência de corte igual a 300 Hz . A corrente pela carga nessas condições é mostrada na Figura 3.24.

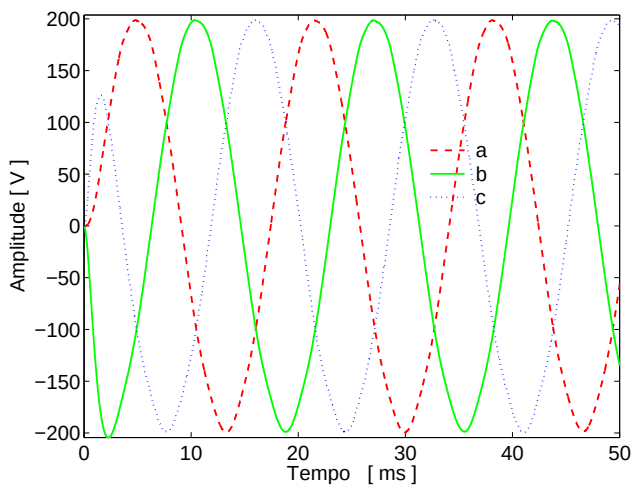


Figura 3.23: Tensões de carga após o filtro no de quatro braços

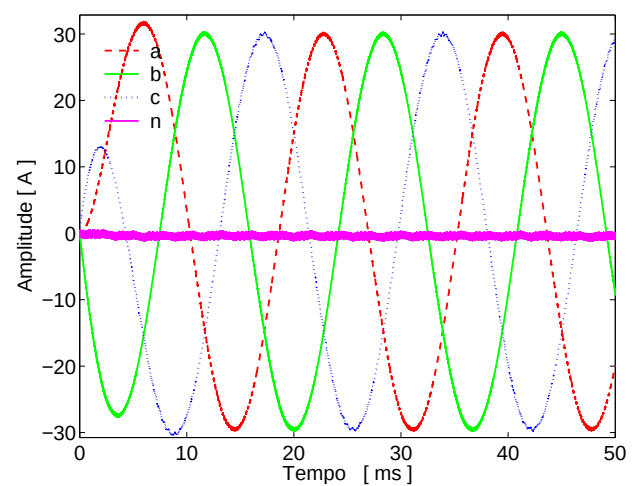


Figura 3.24: Correntes pela carga no de quatro braços

As Figuras 3.25 e 3.26 mostram a tensão na carga filtrada e a corrente pela carga para o inversor com divisor capacitivo.

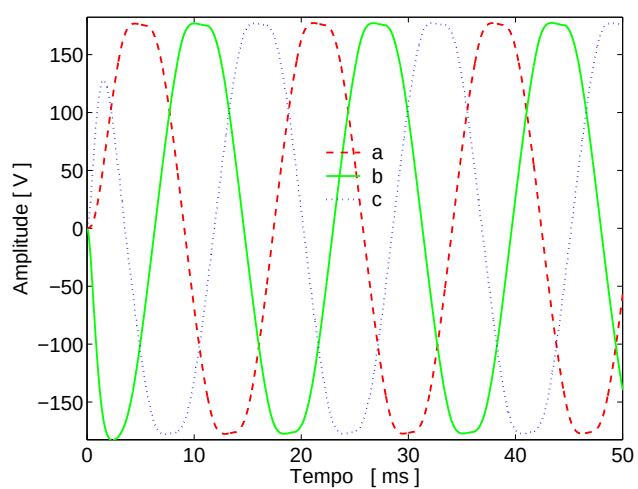


Figura 3.25: Tensões de carga após o filtro no divisor capacitivo

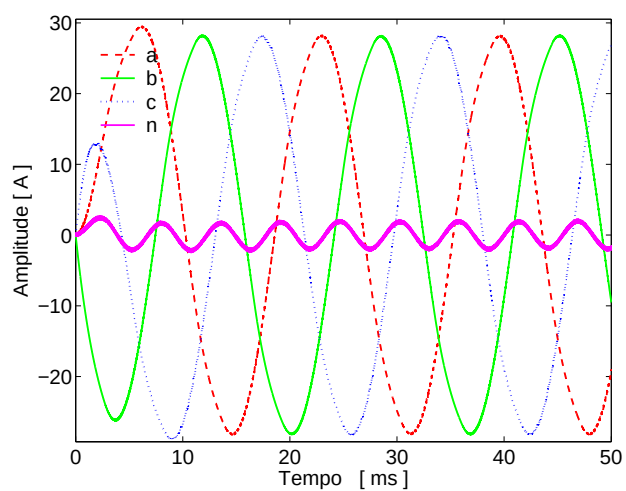


Figura 3.26: Correntes pela carga no divisor capacitivo

3.3 Conclusão

Neste capítulo pode-se confirmar algumas vantagens levantadas do inversor trifásico de quatro braços sobre o inversor trifásico com divisor capacitivo, o clássico.

Neste capítulo foi feito um comparativo entre os inversores clássicos que utilizam três braços controlados mais um braço constituído por um divisor capacitivo e a topologia que está sendo estudada. O que se percebeu foi que o inversor com quatro braços controlados foi melhor com relação a máxima capacidade de sintetizar a tensão de saída e a maior simplicidade ao não ser necessário uma malha de controle para manter as tensões sobre os capacitores equilibrada.

Um ponto importante a ser discutido é com relação a escolha da frequência de operação do conversor. Na Tabela 3.1 apresentada, percebeu-se que ambos inversores apresentam um desempenho próximo, considerando a THD de corrente para ambos conversores e frequências. Referente as duas frequências de chaveamento observa-se que o inversor de quatro-braços apresenta uma redução na distorção harmônica da tensão maior que o inversor com divisor capacitivo, quando a frequência de chaveamento é elevada.

Na análise de mérito dos dois inversores, comprovou-se um fato importante com relação a possibilidade de reduzir o barramento CC , ou seja o número de baterias. O que é possibilitado pelo ganho trazido com o quarto braço, que aumenta a linearidade da tensão fundamental em função do índice de modulação, conforme mostrado na Figura 3.4.

As vantagens do inversor de quatro-braços ressaltam quando se considera um sistema de carga desequilibrada, ambos sintetizando uma tensão entre fase de 220 V , sendo que o barramento no inversor de quatro-braços foi reduzido em aproximadamente 14% considerando a tensão de barramento do outro inversor. Na Tabela 3.2 observa-se que ambos apresentaram baixa distorção harmônica com índices próximos. Aqui percebe-se que o efeito do desbalanceamento age diretamente sobre a corrente do quarto braço ou do braço capacitivo, o que para esse último implica no desequilíbrio da tensão sobre os capacitores, como verificado na Figura 3.14. O que mostra a real necessidade de uma malha de controle para manter o divisor capacitivo equilibrado.

Por fim, pode-se dizer que em sistemas onde inversores trifásicos alimentam cargas desbalanceadas o inversor trifásico de quatro-braços mostra-se um tipo de solução bastante interessante.

Capítulo 4

Verificando o funcionamento do conversor de quatro-braços

Neste capítulo, o objetivo é analisar o funcionamento do conversor PWM proposto em uma condição típica de aplicação, será feito um estudo de filtros ativos shunt para sistemas trifásicos usando um inversor com quatro braços controlados, [17, 18]. Aqui, cabe ressaltar que o objetivo principal não é focar as etapas de desenvolvimento de filtros ativos, mas sim uma aplicação dos inversores trifásicos com quatro-braços. Uma vantagem clara que se percebe é que é possível alimentar uma carga a quatro-fios a partir de um sistema trifásico sem o neutro.

4.1 *Filtro ativo paralelo ou shunt*

Tensões harmônicas podem ser produzidas parcialmente pela própria fonte de tensão ou por correntes de carga não-senoidal. Filtros são freqüentemente requeridos nos terminais dos sistemas geradores *CA* para remover essas tensões harmônicas.

Uma solução seria usar filtros passivos; mas devido a vários fatores, como por exemplo a impedância equivalente da rede, a qual muda continuamente com as condições de operação do sistema e o fato do desempenho do filtro deteriorar, se a freqüência fundamental do sistema variar muito; a sua utilização torna-se inviável.

Um típico sistema elétrico de distribuição de baixa tensão, sob condições normais de operação

com as cargas razoavelmente balanceadas, a expectativa de corrente no neutro é de ser pequena e não exceder a 20% da corrente normal de fase [1].

Entretanto, a natureza das cargas elétricas está mudando devido ao aumento do uso de equipamentos eletrônicos, os quais podem conduzir para uma excessiva corrente fluindo pelo neutro. Todas essas cargas não-lineares distorcem fortemente a corrente do sistema utilizado, com suas componentes de terceiro harmônico quase tão grande quanto a fundamental [1].

4.2 O porque do filtro ativo

A poluição harmônica nos sistemas de distribuição de energia elétrica está tornando-se muita séria nos dias de hoje. Os harmônicos de baixa ordem ($<13^a$) devem ser suprimidos, porque eles podem produzir ressonâncias na rede elétrica e causar problemas tais como, sobretensão, falha de proteção, fadiga mecânica e aquecimento adicional.

A técnica de PWM é comumente usada por conversores de comutação forçada que geram somente harmônicos de ordem alta, que são facilmente filtrados, e podem trabalhar com um fator de potência unitário. Entretanto, eles são caros e têm a faixa de potência limitada até umas poucas dezenas de MVA.

Se a frequência de comutação for alta o suficiente, o PWM pode produzir tensão e/ou corrente controladas, em uma importante faixa de frequência ($< 1 kHz$), com uma alta fidelidade e com as componentes de distorção deslocadas para altas frequências. Essa é a principal característica que deve ser encontrada por um filtro ativo de potência.

Outra típica característica de um PWM para filtros ativos é a ausência de uma fonte de alimentação do lado CC , uma vez que é assumido que os filtros ativos não devem compensar oscilações de potência ativa de baixa frequência. Por essa razão, somente elementos de armazenamento passivos (indutores, capacitores) são, normalmente, conectados no barramento CC . Os conceitos básicos de filtros ativos foram introduzidos por *L. Gyugyi* e *E. C. Strycula*, em 1976 [1].

4.3 Os tipos de filtros ativos

Os filtros ativos de potência podem ser divididos em duas partes:

Filtros ativos série;

Filtros ativos paralelo ou shunt.

As principais características de um filtro ativo série é que ele pode compensar as variações de tensão vindas da rede e em contrapartida possui o inconveniente de estar entre a rede e a carga. Em geral, essa última característica produz um certo desconforto aos responsáveis técnicos pela escolha de um filtro. Por exemplo, no caso de uma concessionária de energia elétrica, a falha em um filtro série pode acarretar o não fornecimento de energia.

4.4 As características do filtro ativo shunt

O filtro ativo shunt comporta-se como um gerador de corrente controlada. A corrente de carga pode ser compensada como mostrado na Figura 4.1. Ele pode compensar a corrente harmônica da carga I_{hl} , bem como a corrente harmônica da fonte I_{hs} , sem afetar o fluxo da corrente fundamental da carga I_F . Por outro lado, se a filtragem é ideal, o filtro ativo shunt gera uma corrente igual a $(I_{hs} - I_{hl})$.

Nenhuma corrente harmônica da carga I_{hl} pode fluir através da impedância interna X_L e nenhuma corrente harmônica da rede I_{hs} pode fluir pela carga. Neste caso, a tensão V_T nos terminais da carga torna-se senoidal.

A Figura 4.1 resume os conceitos básicos de um filtro tipo shunt. Nela é considerado que as correntes harmônicas podem acontecer devido aos seguintes fatores:

- 1° Cargas não-lineares;
- 2° Tensão harmônica da rede.

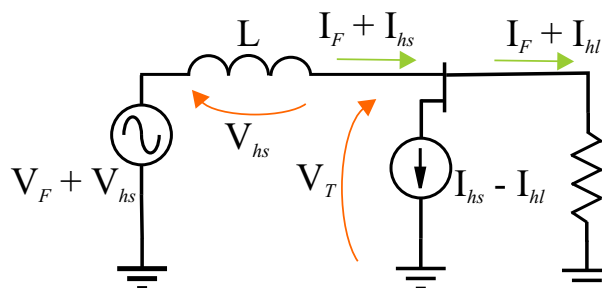


Figura 4.1: Princípio de compensação do filtro ativo shunt

Na análise da Figura 4.1, foi mostrado que esse filtro pode compensar ambas correntes harmônicas da rede (I_{hs}) e da carga (I_{hl}). Entretanto, esse fato pode aumentar fortemente o consumo de potência do filtro. A corrente harmônica I_{hs} que deve fluir através do filtro shunt, para fazer com que a tensão nos terminais da carga seja senoidal, pode ser muito grande. Se um sistema tem uma alta capacidade de curto-circuito (impedância equivalente da rede muito baixa) ou uma tensão da rede distorcida muito alta, a corrente I_{hs} pode torna-se muito alta e fazer o uso do filtro ativo shunt impraticável.

O filtro ativo shunt pode ser adequado por apresentar uma característica de compensação seletiva. Em outras palavras, é possível selecionar qual corrente deverá ser compensada (I_{hs} e/ou I_{hl}). Normalmente, filtros ativos shunt são usados para compensar somente a corrente de carga [1].

O circuito de potência, para o filtro ativo shunt implementado, foi um conversor trifásico de quatro-braços. O controle foi implementado utilizando a transformação $abc-dq0$, que apresentou a vantagem de facilitar a seleção de quais componentes compensar pelo filtro.

4.5 Implementando o filtro ativo shunt

Um filtro ativo shunt é geralmente composto de três elementos:

- O inversor;
- O modulador PWM;
- O controlador do filtro ativo.

O inversor para filtro ativo shunt deve possuir a característica de uma fonte de corrente não-senoidal. Ambos, inversores fonte de tensão (VSI) ou fonte de corrente (CSI) podem ser utilizados para implementar um filtro ativo shunt. Alguns podem preferir o CSI devido a sua robustez, outros podem escolher o VSI devido as suas perdas menores e menor custo inicial.

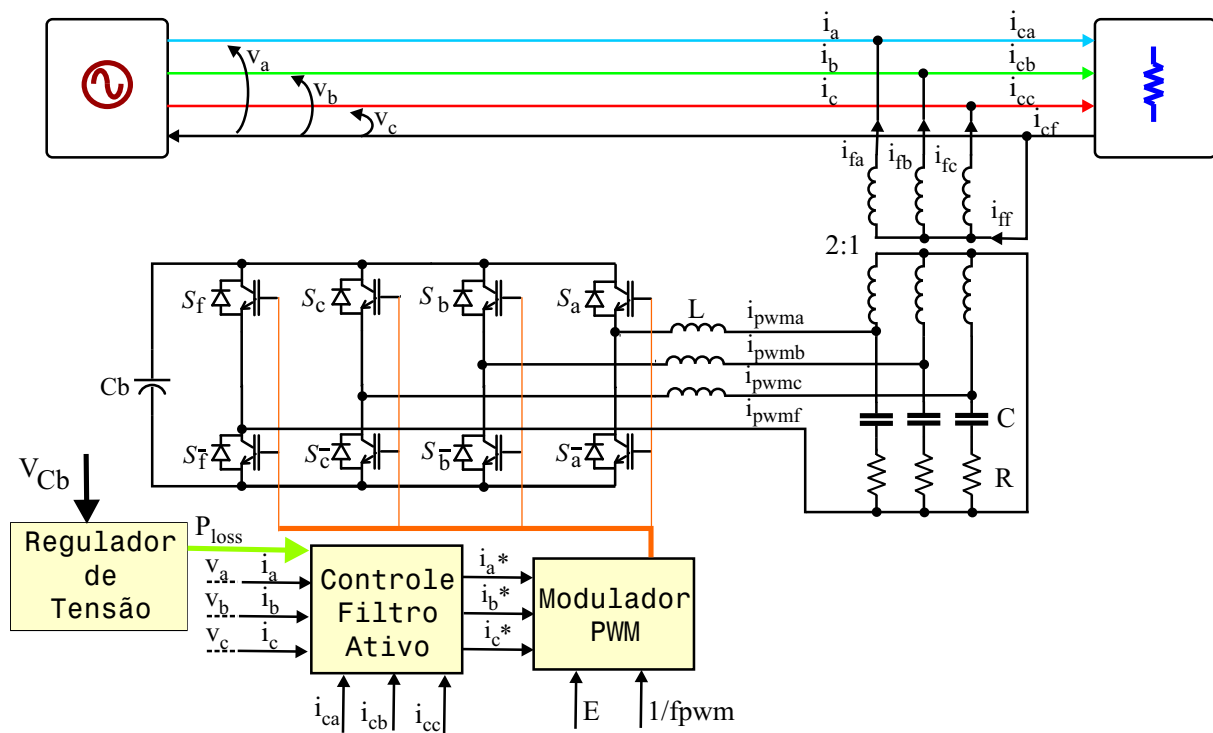


Figura 4.2: Diagrama completo do filtro ativo shunt

O modulador PWM deve ter uma alta frequência de chaveamento para poder reproduzir precisamente a corrente de compensação. Normalmente $f_{pwm} > 10f_{hmax}$, onde f_{pwm} é a frequência do PWM e f_{hmax} representa a máxima frequência da corrente harmônica da carga a ser compensada.

A Figura 4.2 mostra o diagrama básico de um filtro ativo shunt. Ele compreende um inversor VSI com o modulador PWM e o controle para o filtro ativo.

O controlador do filtro ativo trabalha em malha fechada, verificando continuamente a corrente de carga i_{cx} e da rede i_x para calcular os valores instantâneos de referência, i_{fx}^* para o modulador PWM.

Se o chaveamento do PWM for alto o suficiente, a corrente i_{cx} conterá harmônicos de alta frequência, que podem ser facilmente eliminados usando pequenos filtros passa-alta.

Uma parte importante no desenvolvimento desse projeto é a escolha de uma estratégia de controle para o filtro ativo. Duas estratégias de controle são propostas em [1]. Estas estratégias consideram os harmônicos, bem como os desbalanceamentos devidos as componentes de sequência zero e as componentes negativas da fundamental, nas tensões e correntes simultaneamente.

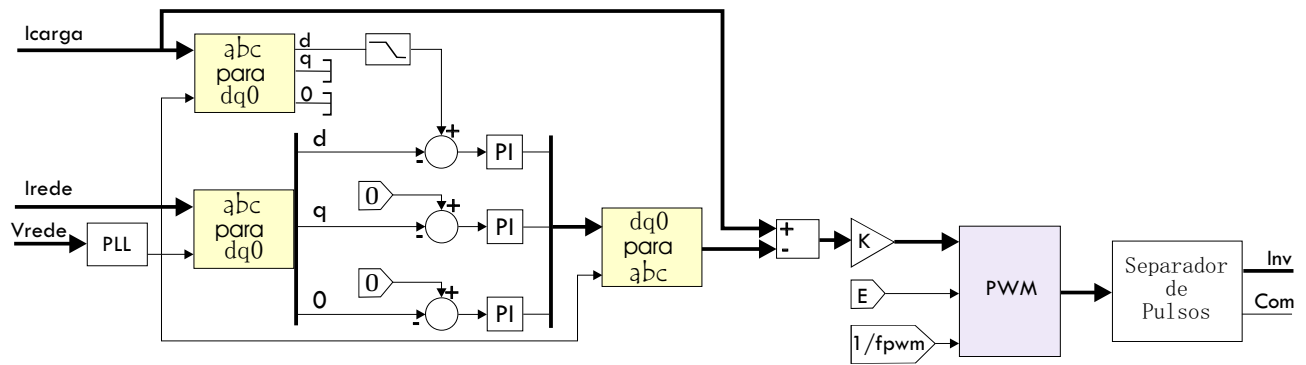


Figura 4.3: Diagrama de controle do filtro ativo shunt

Basicamente, os controladores para filtro ativo podem ser separados em duas estratégias. Os que fornecem potência real constante ou correntes senoidais para fonte sob tensões distorcidas e desbalanceadas. Em ambas as estratégias toda a corrente de sequência zero da carga pode ser compensada, mas é impossível satisfazer, simultaneamente, as duas condições: potência constante e correntes senoidais para a fonte, se as tensões são desbalanceadas e/ou distorcidas.

O diagrama em blocos que realiza a estratégia de controle empregada é apresentado na Figura 4.3. As entradas do controle do filtro ativo são as tensões e correntes de rede e a corrente na carga.

O controlador do filtro ativo utilizado é baseado na transformação $abc-dq0$, através dos eixos de referências $dq0$. O proposto para esse controlador é que a corrente de rede seja mantida senoidal equilibrada e que a rede forneça apenas a potência média real.

Para implementar os requisitos solicitados pelo filtro empregou-se a transformação da corrente de rede e da corrente de carga através da matriz de transformação $abc-dq0$, dada pela equação abaixo:

$$\begin{bmatrix} Z_d \\ Z_q \\ Z_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos(\omega t - 120^\circ) & \cos(\omega t + 120^\circ) \\ \sin \omega t & -\cos(\omega t - 120^\circ) & -\sin(\omega t + 120^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_a \\ Z_b \\ Z_c \end{bmatrix}, \quad (4.1)$$

Onde,

O termo Z pode representar tanto uma variável de tensão quanto uma variável de corrente.

O interesse com o controle é que seja determinado qual a corrente necessária do filtro, para que pela rede circule apenas corrente senoidal equilibrada e em fase com a tensão de rede.

Sabe-se que a carga poderá estar desequilibrada, apresentar uma parcela reativa dentre outros tipos de variações, e que todas estas parcelas de variações precisarão de ser compensadas pelo filtro. A rede somente fornecerá a parcela da potência ativa média. Então, a corrente necessária do filtro pode ser obtida pela equação 4.2.

$$i_x = i_{cx} + i_{fx} \quad (4.2)$$

Um ponto importante agora é determinar quais são os valores das correntes de rede (i_x). Isto é calculado facilmente no sistema $dq0$. Uma vez que a corrente de rede fornecerá somente a parcela da potência ativa média da carga, pode-se estabelecer as seguintes relações:

- A componente I_d da rede será igual a componente $\bar{I}_d$ da carga;
- A componente I_q da rede será igual a zero;
- A componente I_0 da rede será igual a zero.

Aqui a componente $\bar{I}_d$ da carga despreza as possíveis oscilações da componente direta da carga.

Foi empregado um controlador PI em cada componente, para que as condições acima fossem alcançadas. Uma vez obtido o valor da corrente a ser fornecida pela rede, para calcular o valor da corrente do filtro basta empregar a equação 4.2 apresentada.

No diagrama em blocos apresentado na Figura 4.3, observa-se que a equação referida acima foi executada após a transformação $dq0-abc$.

Uma diferença entre os diagramas apresentados nas Figuras 4.2 e 4.3 é a presença de uma parcela devida a potência ativa (P_{loss}) necessária para o carregamento do capacitor de barramento. Essa parcela é na verdade fornecida pela rede. Foi apenas descartada na segunda figura para simplificação do diagrama.

O inversor utilizado, apresentado no diagrama da Figura 4.2, apresenta um braço adicional a transistor. A utilização desse braço adicional é interessante pois permite o balanceamento da tensão na carga, para situações em que o sistema de fornecimento de energia não possui o terminal de neutro. Esse fato também altera o projeto do modulador PWM. O projeto é simplificado devido à não existência de um braço capacitivo, que requereria uma malha de controle a mais, especificamente, para controlar a divisão de tensão sobre os capacitores.

O PWM utilizado foi o proposto no capítulo 2, no qual foram analisadas as mudanças na estrutura do modulador com a presença de um braço adicional na estrutura do inversor. É o objetivo aqui analisar os ganhos trazidos com o emprego desse modulador nessa aplicação.

4.6 Resultados de simulação

É notável que o princípio de funcionamento do filtro paralelo é o de injetar corrente no nó de encontro das corrente de rede e de carga, de forma que compense as parcelas reativas e de desequilíbrio solicitadas pela carga. Assim, as correntes de rede serão mantidas em fase e balanceadas. Para esse projeto foram utilizados os seguintes valores para indutor e capacitor.

$$L = 5\text{ mH} \text{ e } C = 100\text{ }\mu\text{F}$$

Para as condições de cargas que será analisado o funcionamento do filtro ativo considere as seguintes condições:

Tensão de barramento $E = 350\text{ V}$;

Frequência de PWM $f_{pwm} = 15360\text{ Hz}$;

Índice de modulação $M_i = 0,45$.

Em virtude da característica do filtro ativo paralelo de compensar os harmônicos de corrente, mas de não poder fazer o mesmo para os de tensão, foram escolhidas as curvas seguintes.

4.6.1 Carga balanceada não-linear

Foram utilizados três retificadores monofásicos como carga não-linear com um filtro RL na saída, conforme Figura 4.4.

No circuito apresentado na Figura 4.4 tem-se: $R_1 = 5\text{ }\Omega$, $R_2 = 5\text{ }\Omega$ e $L = 8\text{ mF}$.

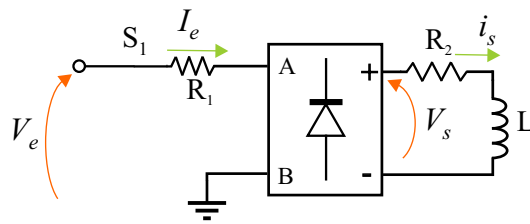


Figura 4.4: Diagrama da carga não-linear utilizada

As Figuras 4.5 e 4.6 apresentam, respectivamente tensão e corrente na rede. Pode-se observar que a corrente que a rede está fornecendo parece estar em fase com a tensão. Isto pode ser comprovado através da Figura 4.8, que mostra em um mesmo eixo tensão e corrente da fase *a*.

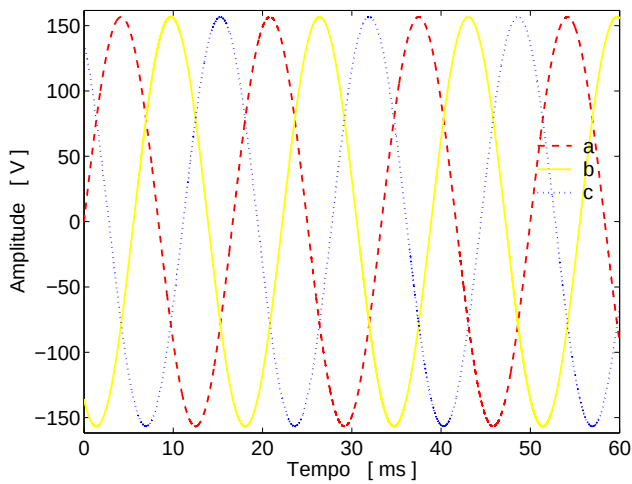


Figura 4.5: Tensões de fase-neutro na rede

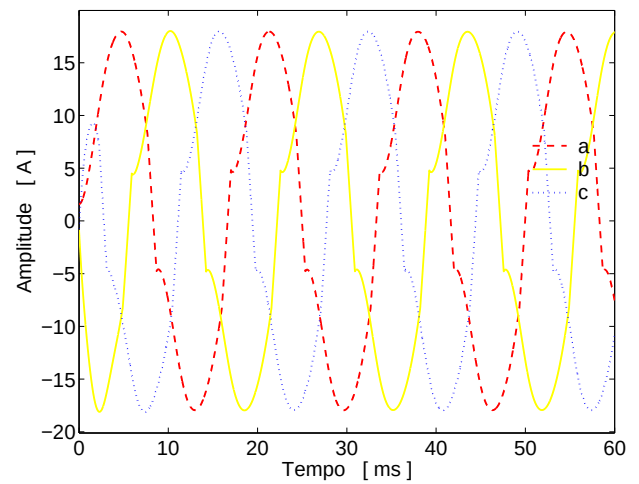


Figura 4.6: Corrente pela rede

As curvas apresentadas na Figura 4.7 mostram a corrente de saída do PWM (i_{pwm}). Observe que a corrente que passa pelo quarto braço do inversor e vista também nesta figura (*f*).

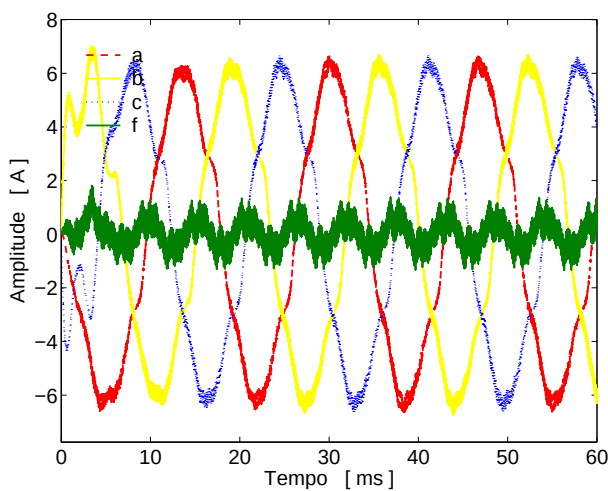


Figura 4.7: Corrente de saída do conversor PWM

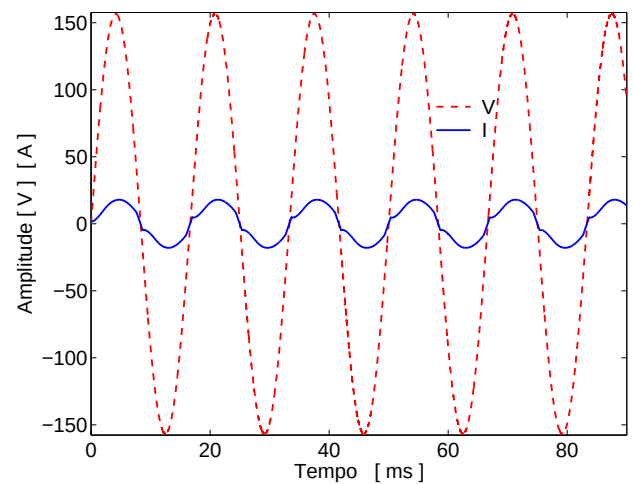


Figura 4.8: Tensão/corrente de rede na fase A

O acionamento de uma carga não-linear fez com que a forma da corrente de carga mudasse um pouco, isso pode ser percebido observando a Figura 4.9.

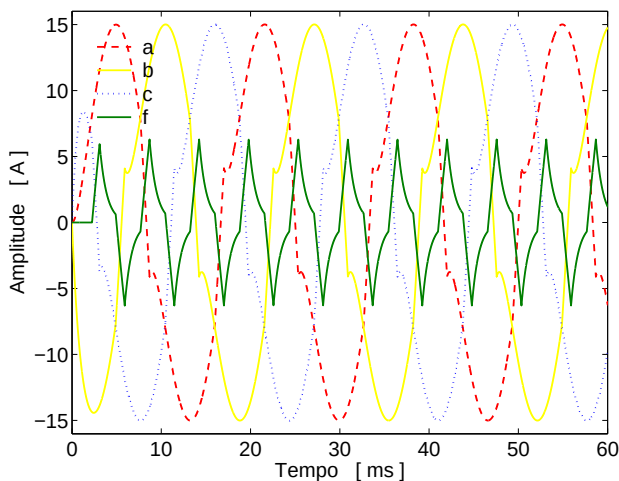


Figura 4.9: Corrente pela carga

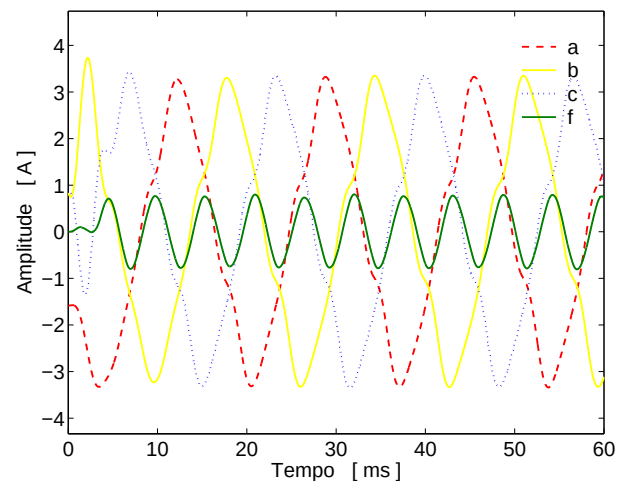


Figura 4.10: Corrente pelo filtro

A Figura 4.10 mostra a corrente que é injetada pelo filtro, a amplitude dessa corrente é bem inferior a amplitude na carga e mantém uma relação 1:2 com a corrente de saída do PWM, vista na Figura 4.7, isto ocorre devido a relação de transformação.

As componentes harmônicas ímpares se mostram mais expressivas nos espectros analisados. A escala de amplitude foi reduzida para que se pudesse enfatizar os harmônicos de maior ordem. Nas Figuras 4.11 a 4.12 a amplitude na frequência fundamental é mostrada na caixa de texto em cada figura.

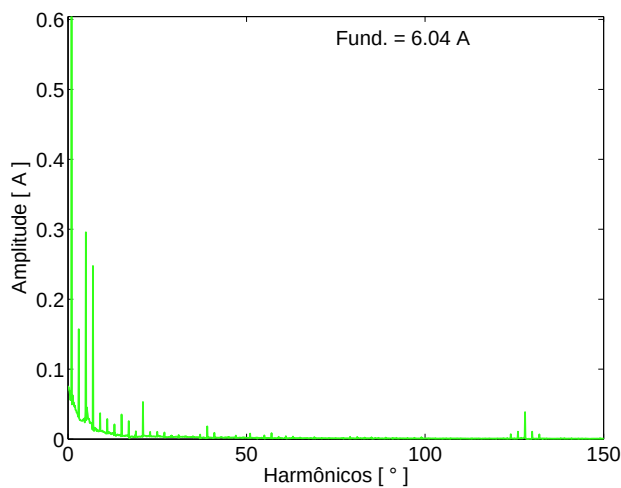


Figura 4.11: Harmônicos da corrente na saída do PWM

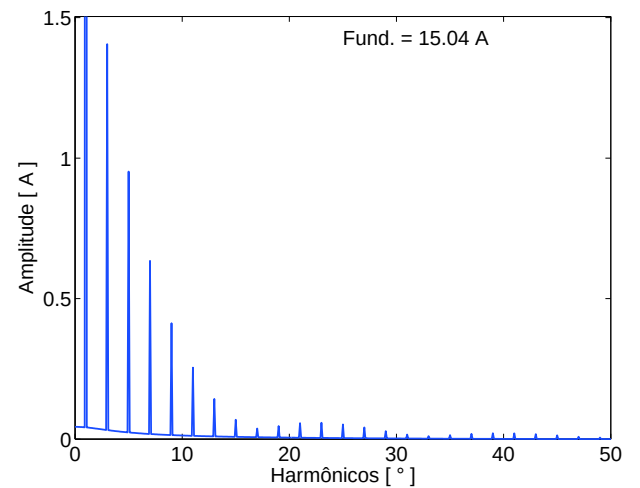


Figura 4.12: Harmônicos da corrente de carga na fase *a*

Na Figura 4.11 observa-se um pequeno harmônico, o 128 ° harmônico, uma das sub-frequências da frequência de chaveamento.

A Figura 4.13 mostra os harmônicos da corrente pela rede para a fase *a* e a Figura 4.13 para a fase *c*, verifica-se a presença de alguns harmônicos ímpares de baixa ordem.

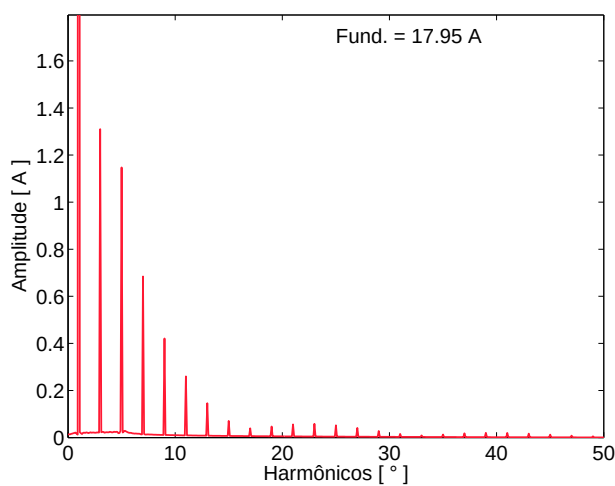


Figura 4.13: Harmônicos da corrente de rede na fase

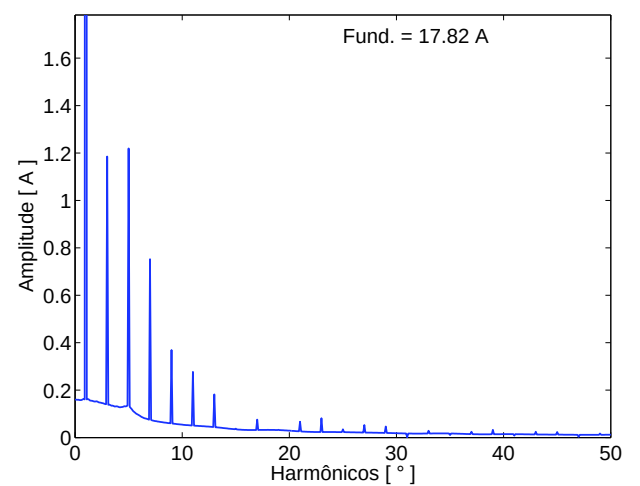


Figura 4.14: Harmônicos da corrente de rede na fase

A tensão e corrente, que passam pelo circuito *RL* de saída para a fase *a*, podem ser visualizadas através da Figura 4.15.

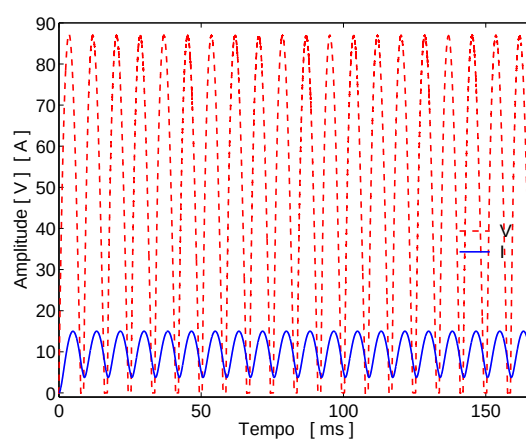


Figura 4.15: Tensão e corrente de saída na carga

4.7 Conclusão

A intenção com este capítulo é de apresentar uma aplicação dos inversores trifásicos de quatro-braços. Uma vantagem apresentada no início do capítulo é a de poder alimentar uma carga a 4 fios a partir de um sistema trifásico sem o neutro, fato que é empregado em virtude de se economizar um cabo.

Nas simulações apresentadas é possível perceber que o quarto braço é preponderante para se manter as correntes na rede equilibradas quando o sistema está alimentando cargas desbalanceadas.

Na seção anterior, realizou-se através de simulação uma avaliação do funcionamento do filtro para a condição de cargas desbalanceadas. Inicialmente, o sistema partiu sem a ação do filtro e posteriormente este foi acionado. A ação do filtro pode ser constatada observando a mudança no comportamento das variáveis observadas.

Este filtro mostrou-se eficiente para eliminar as componentes harmônicas nas correntes de rede, mantendo ainda um alto fator de potência. Uma condição que não se cabe para este filtro é quando se deseja eliminar harmônicos na tensão de entrada.

Capítulo 5

Aplicação do inversor de quatro-braços em uma fonte de energia ininterrupta

O crescente aumento das cargas eletrônicas tem exigido o fornecimento de energia em condições que são inadequadas para o provimento direto das concessionárias de energia. Assim, à medida que esse quadro cresce, maior tem sido a necessidade da presença de dispositivos que possam alimentar essas cargas, mantendo um alto fator de potência e baixas distorções para a rede elétrica, além do provimento de energia ininterrupta.

O intuito deste capítulo é analisar a viabilidade e vantagens de empregar as características trazidas com o braço adicional em um conversor: retificador trifásico+inversor trifásico de quatro-braços para aplicação UPS, que se mostra interessante, conforme trabalhos [9, 19]. A expectativa é que se consiga um ganho em relação a máxima tensão sintetizada na saída, para uma dada tensão de referência do banco de baterias, e uma melhora na distorção harmônica. Para essa penúltima característica uma condição específica de funcionamento do conversor é necessária. Essa condição é que retificador e inversor trabalhem sincronizados, pois senão o conversor funcionará mas não será possível reduzir as baterias.

5.1 Estudando o conversor de sete-braços

Para o estudo do conversor estático apresentado na Figura 5.1, o qual é constituído basicamente por um retificador trifásico mais um inversor trifásico com um braço adicional, ambos os braços com chaves estáticas controladas, uma forma seria fazer uma análise da tensão de saída do retificador e a do inversor em função do comando das chaves dos braços.

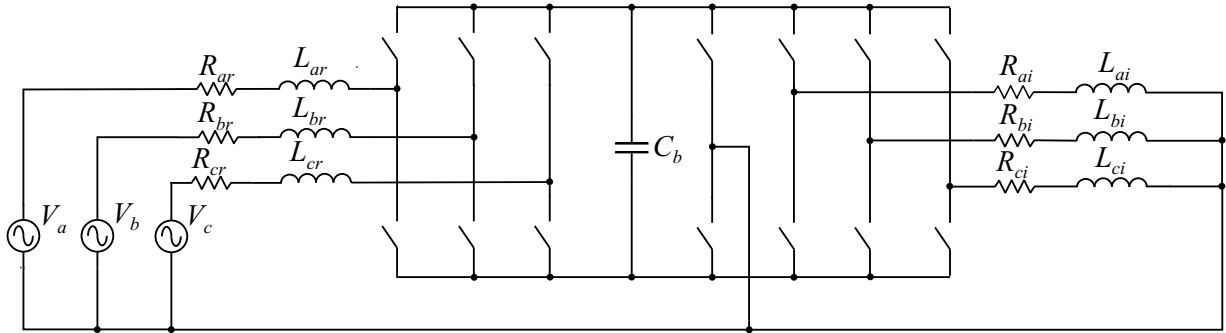


Figura 5.1: Conversor de sete-braços para aplicação UPS

Para realizar isso, seria necessário observar as saídas de ambos conversores, considerando as possíveis combinações das chaves destes conjuntamente. Abordando dessa maneira chegar-se-ia em uma tabela com 128 (2^7) possíveis situações, o que dificultaria o estudo.

Analisando o circuito da Figura 5.1, percebe-se uma forma mais interessante de proceder à avaliação da saída dos dois conversores. Considerando que é possível determinar a saída de cada um deles isoladamente, primeiro faz-se uma análise do retificador trifásico, considerando os três braços deste mais o braço comum. Por fim, faz-se a análise, considerando o inversor de quatro-braços, conforme estudo já apresentado neste trabalho.

Seguindo essa estratégia, é possível determinar as Tabelas 5.1 e 5.2 para o estágio retificador e inversor respectivamente, para este conversor.

Tabela 5.1: Comando das chaves do retificador

S_f	S_{ar}	S_{br}	S_{cr}	V_{arf}	V_{brf}	V_{crf}
0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	0	1
0	0	1	0	0	1	0
0	0	1	1	0	1	1
0	1	0	0	1	0	0
0	1	0	1	1	0	1
0	1	1	0	1	1	0
0	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	-1	-1	-1
1	0	0	1	-1	-1	0
1	0	1	0	-1	0	-1
1	0	1	1	-1	0	0
1	1	0	0	0	-1	-1
1	1	0	1	0	-1	0
1	1	1	0	0	0	-1
1	1	1	1	0	0	0

Tabela 5.2: Comando das chaves do inversor

S_f	S_{ai}	S_{bi}	S_{ci}	V_{aif}	V_{bif}	V_{cif}
0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	0	1
0	0	1	0	0	1	0
0	0	1	1	0	1	1
0	1	0	0	1	0	0
0	1	0	1	1	0	1
0	1	1	0	1	1	0
0	1	1	1	1	1	1
1	0	0	0	-1	-1	-1
1	0	0	1	-1	-1	0
1	0	1	0	-1	0	-1
1	0	1	1	-1	0	0
1	1	0	0	0	-1	-1
1	1	0	1	0	-1	0
1	1	1	0	0	0	-1
1	1	1	1	0	0	0

Uma avaliação dessas duas tabelas poderia ser feita tomando uma posição fixa na Tabela 5.1 e considerando todas as possíveis variações das chaves do inversor (que são 8) observar-se-ia, que apesar das chaves do lado do inversor terem variado, as tensões do lado do retificador manter-se-ão as mesmas da posição analisada.

Esse fato demonstra que é possível efetuar a análise do conversor de forma estratificada, o que propicia uma maior simplicidade no estudo deste conversor.

Das duas tabelas é possível retirar a equação da tensão de saída de cada conversor. Para o retificador tem-se a seguinte equação:

$$v_{xr}(t) = E[S_{xr}(t) - S_f(t)] \quad \forall x \in \{a, b, c\} \quad (5.1)$$

Analogamente, analisando as condições das chaves para o inversor chega-se a equação abaixo:

$$v_{xi}(t) = E[S_{xi}(t) - S_f(t)] \quad \forall x \in \{a, b, c\} \quad (5.2)$$

Os valores de tensão, nas Tabelas 5.1 e 5.2, estão apresentados de forma normalizada ($V_{normalizado} = \frac{V_{xf}}{E}$).

A partir das equações 5.1 e 5.2, pode-se determinar as equações que representam o valor médio

das tensões de saída do retificador e inversor para o n -ésimo período de modulação.

$$\bar{v}_{xr}(k) = E[\bar{S}_{xr}(k) - \bar{S}_f(k)] \quad (5.3)$$

$$\bar{v}_{xi}(k) = E[\bar{S}_{xi}(k) - \bar{S}_f(k)] \quad (5.4)$$

Nas Figuras 5.2 e 5.3, estão apresentados o sinal de comando da chave superior para uma determinada fase em comparação com o sinal de comando da chave superior do braço comum para o retificador e para o inversor respectivamente.

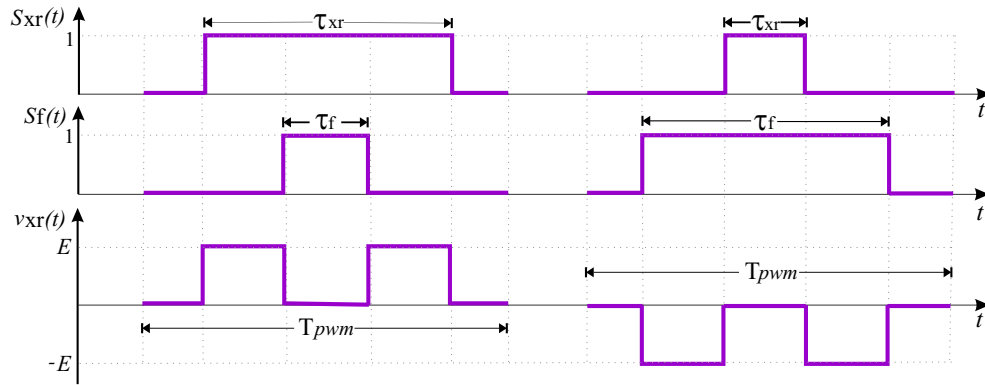


Figura 5.2: Sinais de comando para o retificador

Fazendo-se uma análise dos sinais de comando para o retificador e o inversor mostrados e substituindo o termo médio das expressões 5.3 e 5.4 pelos seus respectivos valores médios em função dos tempos de condução de cada braço, chega-se nas expressões a seguir.

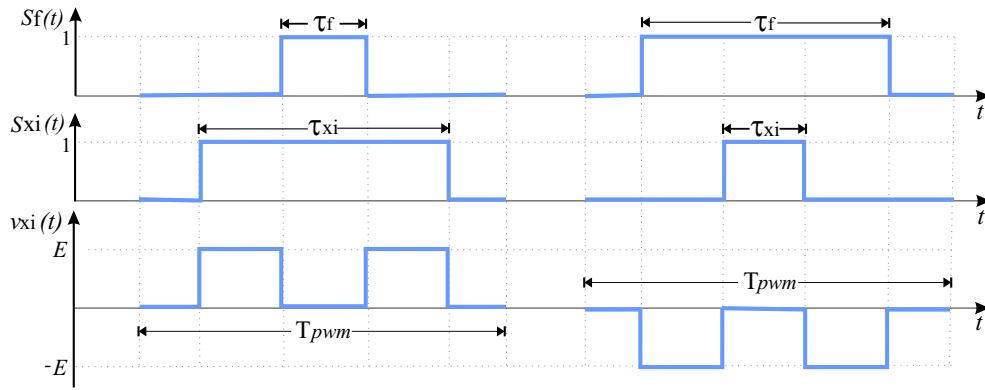


Figura 5.3: Distribuição dos sinais de comando para o inversor

$$\bar{v}_{xr}(k) = E \left[\frac{\tau_{xr}(k)}{T_{pwm}} - \frac{\tau_f(k)}{T_{pwm}} \right] \quad \Rightarrow \quad \frac{\bar{v}_{xr}(k)}{E} T_{pwm} = \tau_{xr}(k) - \tau_f(k)$$

$$\tau_{xr}(k) = \tau_f(k) + \frac{\bar{v}_{xr}(k)}{E} T_{pwm} \quad (5.5)$$

Pelo mesmo raciocínio obtém-se a expressão para o inversor, em função dos tempos de condução de cada braço.

$$\tau_{xi}(k) = \tau_f(k) + \frac{\bar{v}_{xi}(k)}{E} T_{pwm} \quad (5.6)$$

Como pode-se observar, o termo referente ao braço comum aparece em ambas as equações 5.5 e 5.6, desta forma a escolha de tal termo é de extrema importância para o adequado funcionamento de ambos conversores.

5.2 Usando o padrão de chaveamento do SVPWM-3D

Conforme pode-se observar nas deduções apresentadas na seção anterior, a determinação dos tempos de aplicação de cada uma das fases depende de um termo comum que é o tempo de aplicação do braço adicional (τ_f). Isso acontece tanto para as fases do inversor quanto para as do retificador. Assim, a escolha adequada de τ_f é de suma importância na implementação do modulador tipo PWM.

No capítulo 2, foi realizado estudo considerando o padrão de chaveamento para cada tetraedro, tomando com referência o prisma 1 e deduzindo as expressões para τ_f , que foram expandidas para os demais prismas. A Tabela 5.3 seguinte sumariza as expressões.

Tabela 5.3: Determinação dos τ_f Generalizados

Região	Tetraedros	Cálculo de τ_f
1	$T1/3/5/7/9/11$	$\tau_f = \frac{T_{pwm}}{2} - \frac{(V_{max}+V_{min})}{2E}T_{pwm}$
	$T2/4/6/8/10/12$	$\tau_f = \frac{T_{pwm}}{2} - \frac{(V_{max}+V_{min})}{2E}T_{pwm}$
2	$T13/15/17/19/21/23$	$\tau_f = \frac{T_{pwm}}{2} - \frac{V_{max}}{2E}T_{pwm}$
3	$T14/16/18/20/22/24$	$\tau_f = \frac{T_{pwm}}{2} - \frac{V_{min}}{2E}T_{pwm}$

5.3 Usando interpretação gráfica

A seguir, será feito um estudo gráfico comprovando a escolha do termo τ_f , para todas as condições das tensões de referência aplicadas, seguindo o mesmo princípio apresentado no trabalho [11].

Uma forma sintetizada de se analisar essas condições das tensões de referência é através da avaliação do valor máximo (V_{max}) e valor mínimo (V_{min}) das tensões envolvidas, para cada instante de tempo considerado. Onde,

$$V_{max} = \max(V_{ar}^*, V_{br}^*, V_{cr}^*, V_{ai}^*, V_{bi}^*, V_{ci}^*)$$

$$V_{min} = \min(V_{ar}^*, V_{br}^*, V_{cr}^*, V_{ai}^*, V_{bi}^*, V_{ci}^*)$$

A partir das premissas anteriores e considerando um sistema polarizado, onde os valores máximos e mínimos podem ser menores que ou maior e igual a zero, é possível encontrar quatro combinações, sendo que uma delas é descartada por não fazer sentido ($V_{max} \leq 0$ e $V_{min} > 0$). Assim, chega-se na Tabela 5.4, que sintetiza as condições em três regiões.

Tabela 5.4: Possíveis regiões de operação dos conversores

Região	V_{max}	V_{min}
1	≥ 0	≥ 0
2	≥ 0	< 0
3	< 0	< 0

A Figura 5.4 ilustra a região 1 definida na tabela acima, onde os valores de τ_f conduzem a larguras de pulsos de τ_{xi} e τ_{xr} realizáveis. Como pode ser visto pela figura, área hachurada, essa

região é limitada pela reta correspondente a máxima tensão e a reta corresponde a mínima tensão entre o retificador e inversor, onde a menor tensão é maior ou igual a zero ($V_{min} > 0$). Percebe-se que essa condição é uma situação particular e especial, onde se tem um defasamento muito grande entre as tensões de referência de ambos os conversores. Fazendo uma analogia com o sistema SVPWM-3D essa região compreenderia os tetraedros superiores do sólido apresentado no Capítulo 2.

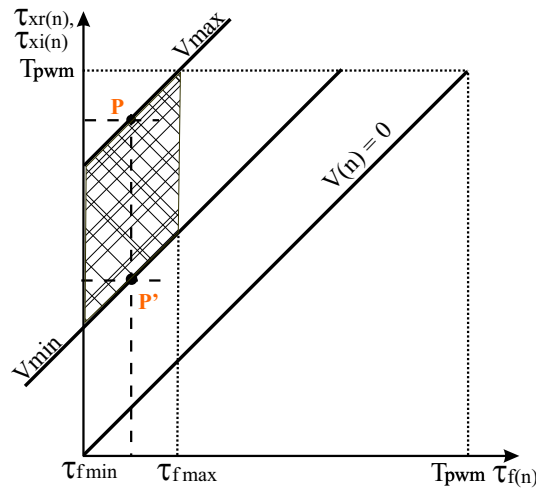


Figura 5.4: Distribuição dos sinais de comando para a região 1

Analisando a Figura 5.4 e tomando as equações 5.5 e 5.6 é possível extrair as seguintes relações. O menor valor de τ_f é:

$$\tau_{fmin} = 0$$

O maior valor de τ_f (τ_{fmax}) ocorre nas seguintes condições:

$$\tau_{xr} = T_{pwm} \text{ ou } \tau_{xi} = T_{pwm}$$

Pela Figura 5.4 e condições estabelecidas acima, percebe-se que a reta que estabelece este ponto é a reta para V_{max} . Como,

$$\tau_x = T_{pwm}$$

e

$$\tau_x = \tau_{fmax} + \frac{T_{pwm}}{E} V_{max}$$

Pode-se determinar τ_{fmax} :

$$T_{pwm} = \tau_{fmax} + \frac{T_{pwm}}{E} V_{max} \Rightarrow \tau_{fmax} = T_{pwm} - \frac{T_{pwm}}{E} V_{max}$$

Escolhendo o τ_f como sendo o valor médio entre estes dois pontos obtém-se:

$$\begin{aligned} \tau_f &= \left[\frac{\tau_{fmax} + \tau_{fmin}}{2} \right] \\ \tau_f &= \frac{T_{pwm}}{2} - \frac{V_{max}}{2E} T_{pwm} \end{aligned} \quad (5.7)$$

A condição de restrição para esta região é:

$$|V_{max}| \leq E$$

A Região 2 corresponde a região de operação em um sistema de fases de referência equilibrado, assim poderia ser dita a região de operação normal. Analogamente, essa região equivale aos tetraedros de $T1$ a $T12$ do SVPWM-3D. Nesta região, conforme apresentado na Tabela 5.4, a máxima tensão é maior ou igual a zero ($V_{max} \geq 0$) e a mínima tensão será menor que zero ($V_{min} < 0$).

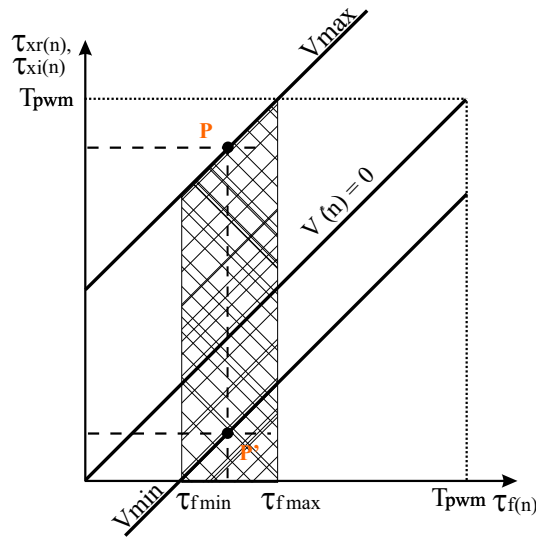


Figura 5.5: Distribuição dos sinais de comando para a região 2

A partir da análise da Figura 5.3 é possível obter as seguintes relações:

$$\tau_{fmax} \Rightarrow \tau_{xr} = T_{pwm} \text{ ou } \tau_{xi} = T_{pwm}$$

$$\tau_{fmin} \Rightarrow \tau_{xr} = 0 \text{ ou } \tau_{xi} = 0$$

Então, quando τ_f é máximo tem-se:

$$\begin{aligned} \tau_x &= \tau_{fmax} + \frac{T_{pwm}}{E} V_{max} \\ T_{pwm} &= \tau_{fmax} + \frac{T_{pwm}}{E} V_{max} \end{aligned}$$

Assim,

$$\tau_{fmax} = T_{pwm} - \frac{T_{pwm}}{E} V_{max}$$

Agora a condição para τ_f mínimo é:

$$\begin{aligned} 0 &= \tau_{fmin} + \frac{T_{pwm}}{E} V_{min} \\ \tau_{fmin} &= -\frac{T_{pwm}}{E} V_{min} \end{aligned}$$

Escolhendo o ponto médio entre esses dois pontos chega-se:

$$\begin{aligned}\tau_f &= \frac{[T_{pwm} - \frac{T_{pwm}}{E}V_{max} - \frac{T_{pwm}}{E}V_{min}]}{2} \\ \tau_f &= \frac{T_{pwm}}{2} - \frac{(V_{max} + V_{min})}{2E}T_{pwm}\end{aligned}\quad (5.8)$$

A condição de restrição para esta região é:

$$|V_{max} + V_{min}| \leq E$$

A terceira e última região é também uma situação de operação em condições especiais. Nesta, o sistema trifásico de referência também se encontra desequilibrado. Ela caracteriza pelo fato da maior tensão entre as tensões ser menor que zero ($V_{max} < 0$). Fazendo um paralelo com o sistema SVPWM-3D essa região representaria os tetraedros inferiores do sólido. É fácil perceber que essa é também uma região específica, semelhante a Região 1.

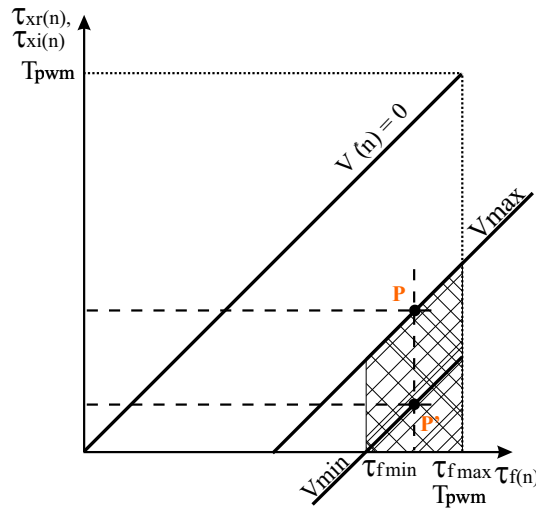


Figura 5.6: Distribuição dos sinais de comando para a região 3

Analisando a Figura 5.6 obtém-se a condição de máximo e mínimo:

$$\begin{aligned}\tau_{fmin} &\Rightarrow \tau_{xr} = 0 \text{ ou } \tau_{xi} = 0 \\ \tau_{fmax} &= T_{pwm}\end{aligned}$$

Analisando a condição quando τ_f é mínimo tem-se:

$$\begin{aligned} 0 &= \tau_{fmin} + \frac{T_{pwm}}{E} V_{min} \\ \tau_{fmin} &= -\frac{T_{pwm}}{E} V_{min} \end{aligned}$$

Tomando o ponto médio entre os dois τ_f fica:

$$\tau_f = \tau_{fmin} + \left[\frac{\tau_{fmax} - \tau_{fmin}}{2} \right] = -\frac{T_{pwm}}{E} V_{min} + \frac{[T_{pwm} + \frac{T_{pwm}}{E} V_{min}]}{2}$$

Resolvendo a equação acima chega-se:

$$\tau_f = \frac{T_{pwm}}{2} - \frac{V_{min}}{2E} T_{pwm} \quad (5.9)$$

A condição de restrição para esta região é:

$$|V_{min}| \leq E$$

Observando a Tabela 5.3 e as equações 5.7, 5.8 e 5.9 percebe-se uma igualdade entre estas equações e as da tabela.

5.4 O sistema de controle utilizado

Para que fosse possível simular o conversor de sete-braços (retificador trifásico+inversor de quatro-braços) foi necessário estudar um sistema de controle para o retificador.

O foco principal é com a parte retificadora e com a regulação da tensão no barramento CC . Na unidade retificadora o objetivo é que se desenvolva uma malha de controle para manter o fator de potência (FP) unitário e as distorções harmônicas dentro do aceitável. Em relação ao barramento, a função da malha de controle é manter a tensão regulada no valor requerido, com um ripple menor que 10%.

Foram consideradas algumas técnicas de realimentação de estados [20] para o desenvolvimento desse sistema de controle. Elas tornaram-se um pouco complexas, em virtude de neste sistema

não ter sido possível realizar uma análise simplificada por fase. Assim, uma alternativa que foi observada no trabalho [19], controle utilizando a *Transformada de Park*, foi empregada para o controle desse sistema.

A transformação de *Park* apresenta características bastantes interessantes quando se precisa trabalhar com um sistema trifásico. Essa transformação permite converter o sistema senoidal trifásico clássico em um novo sistema de eixos girantes, em fase com a velocidade angular do sistema elétrico. Assim, para um sistema elétrico as amplitudes em cada um desses eixos não mais variarão senoidalmente, mas sim serão valores constantes. Uma outra característica interessante dessa transformação é que cada um dos seus eixos ($dq0$) representará uma componente do sistema elétrico: ativa, reativa e a de sequência zero respectivamente. Essa separação é útil no desenvolvimento de um controle trifásico.

Para que o retificador mantenha um $FP=1$ na rede elétrica é necessário que corrente e tensão estejam em fase. Isso significa que na rede não deverá existir parcela reativa. Uma outra exigência é que as tensões da rede mantenham-se amplitudes equilibradas. Para esse caso, é preciso que as componentes de sequência zero solicitadas pela carga não sejam fornecidas diretamente pela rede. Foi elaborado então uma malha de controle que mantivesse a parcela reativa (I_q) e de sequência zero (I_0) da corrente fornecida pela rede iguais a zero.

O outro bloco de controle possui a função de manter a tensão sobre o capacitor do barramento regulada no valor de referência desejado e com um baixo ripple.

O diagrama apresentado na Figura 5.7 ilustra de forma resumida a malha de controle utilizada.

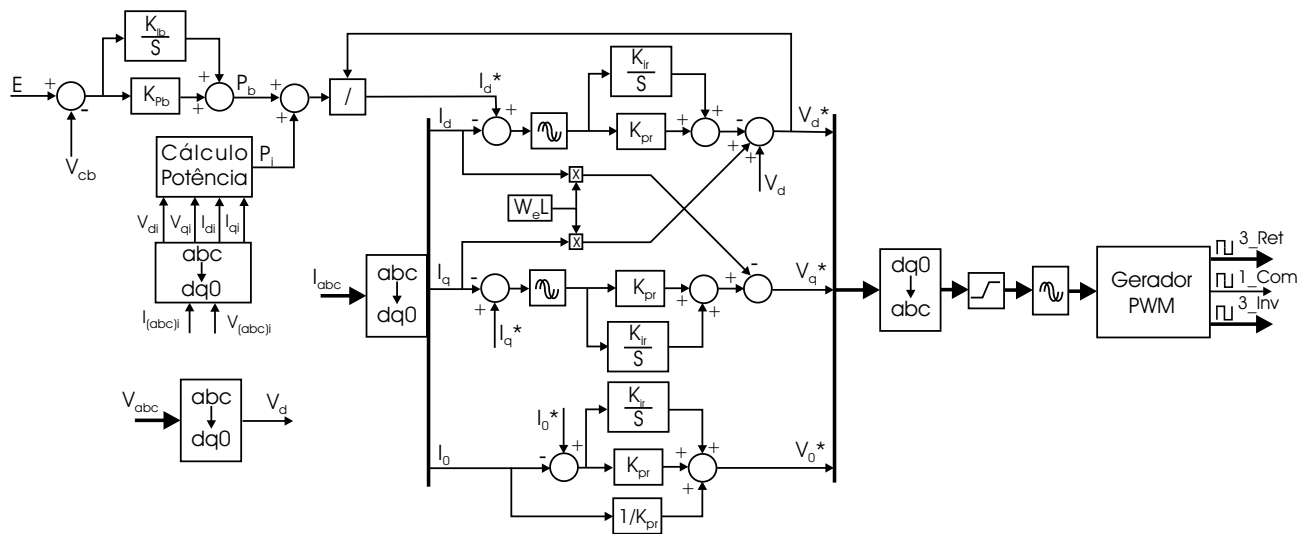


Figura 5.7: Diagrama do sistema de controle para UPS

Por último o inversor, a malha de controle empregada determina a potência solicitada pela carga. Esse valor, juntamente com o valor de referência gerado pelo bloco de controle do barramento, são utilizados para se determinar qual o valor na parcela ativa de corrente (I_d), que será fornecida pela rede.

5.5 Resultados da simulação

A seguir serão apresentados os resultados obtidos por simulação para algumas condições de carga consideradas. Para as duas primeiras condições de carga não foi considerado o filtro LC na saída do inversor, conforme Figura 5.1. Para este circuito foi empregado uma indutância de entrada do retificador de 2,76 mH com um capacitor no barramento CC de 4,5 mF. A frequência de PWM escolhida é 15360 Hz, tensão de referência do barramento é de 350 V e sincronismo entre entrada e saída do conversor. Essas especificações são utilizadas para todas as condições de carga simuladas.

5.5.1 Carga Balanceada

A carga empregada nesta simulação é constituída por uma resistência e uma indutância para cada uma das fases, nas condições mostradas a seguir.

$$R_{ai} = R_{bi} = R_{ci} = 5\Omega$$

$$L_{ai} = L_{bi} = L_{ci} = 1.38mH$$

Nesta condição de carga, para um índice de modulação de 0,513, serão feitas análises mais detalhadas do conversor de sete-braços, observando corrente pelo quarto braço, distorção harmônica, espectro de frequência e componente fundamental em função do índice de modulação.

A Figura 5.8 apresenta tensão e corrente que são fornecidas pela rede vistas na fase *a*. O objetivo dessa figura é mostrar que tensão e corrente na rede ficaram em fase com fator de potência próximo do unitário. O controle do retificador começa a funcionar após a tensão no barramento tornar-se maior que a tensão de entrada. Para que não tenha que aguardar todo o transitório de carga do capacitor, que na prática também não ocorre, o circuito parte com uma condição inicial de tensão sobre o capacitor.

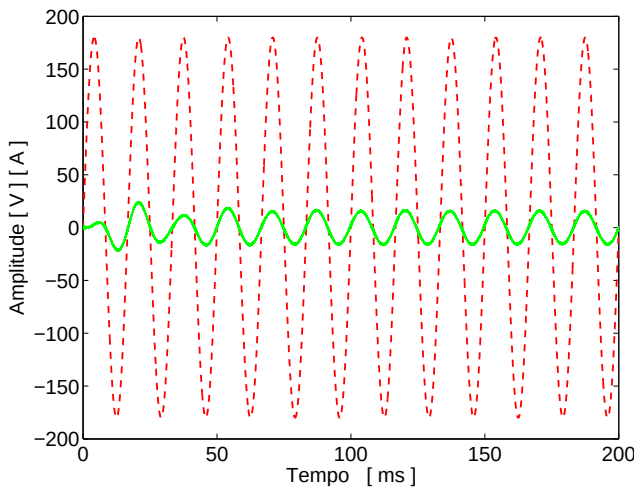


Figura 5.8: Tensão e corrente na rede para fase *a*

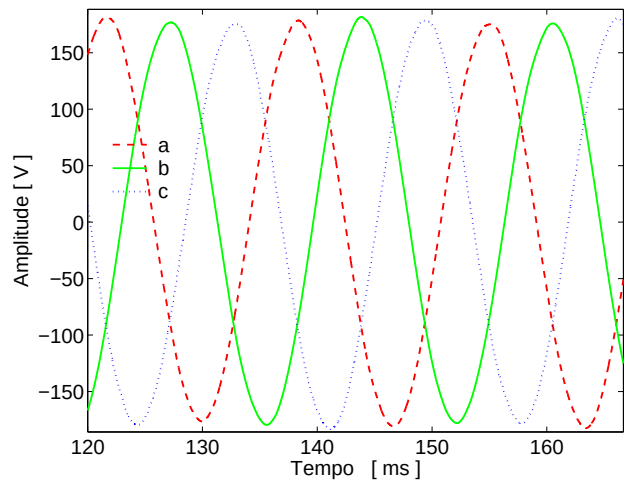


Figura 5.9: Tensão sobre a carga

A Figura 5.9 apresenta a tensão sobre a carga após passar por um filtro passa-baixa com frequência de corte de 300 Hz. Este sinal foi mostrado após transcorrido algum tempo, o transitório, para que se pudesse perceber que as tensões nas fases estão equilibradas.

A corrente que circula pelo neutro pode ser vista através das Figuras 5.10 e 5.11, onde nesta última é mostrada a corrente em detalhe.

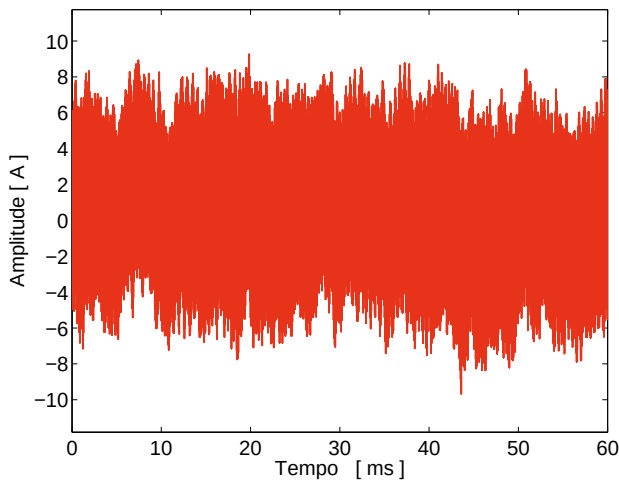


Figura 5.10: Corrente pelo quarto braço

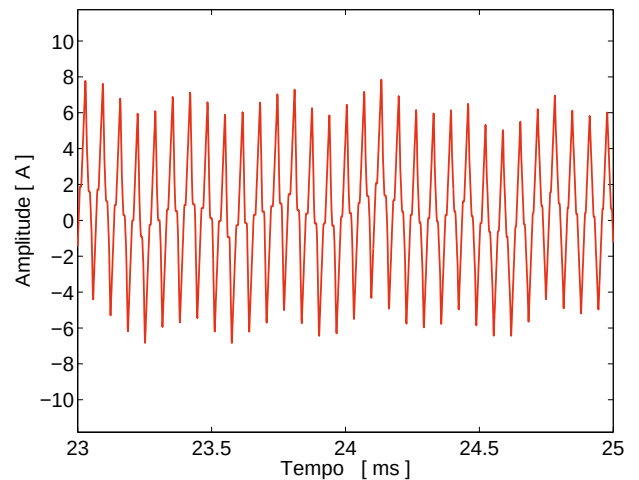


Figura 5.11: Detalhe da corrente pelo quarto braço

Os valores eficazes dos harmônicos para tensão e corrente de carga considerando a fase a podem ser vistos nas Figuras 5.12 e 5.13, respectivamente abaixo. Elas mostram-se conforme o já esperado, que a distorção harmônica da tensão na carga é maior que da corrente.

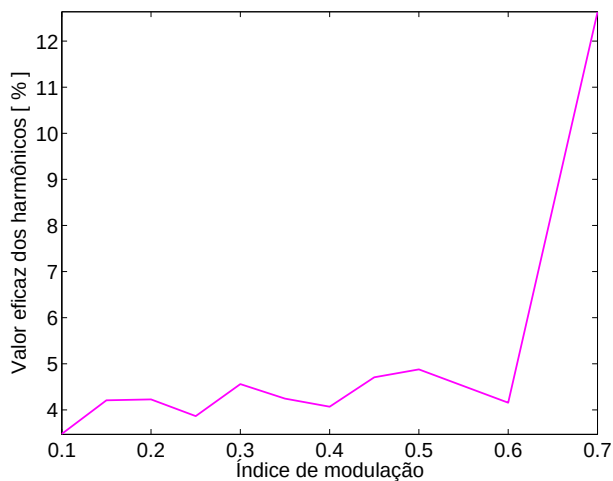


Figura 5.12: Valor eficaz dos harmônicos da tensão de carga

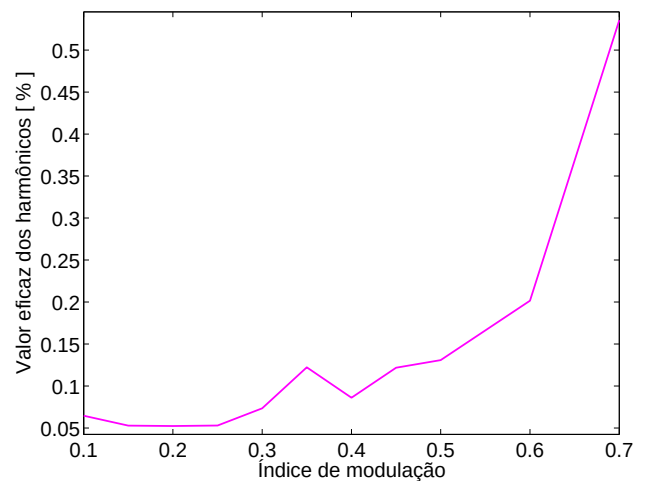


Figura 5.13: Valor eficaz dos harmônicos da corrente na carga

As distorções harmônica da tensão e corrente na carga são mostradas nas Figuras 5.14 e 5.15, nesta sequência. Verifica-se que os valores de distorção mantiveram-se dentro dos níveis aceitáveis, mesmo para valores de índice de modulação acima de 0,5.

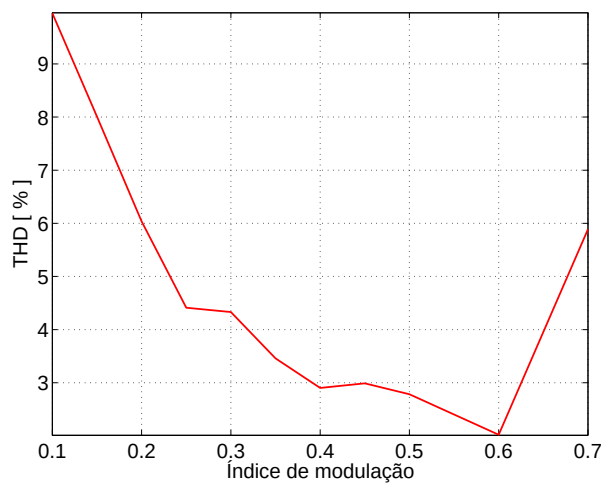


Figura 5.14: THD da tensão na carga

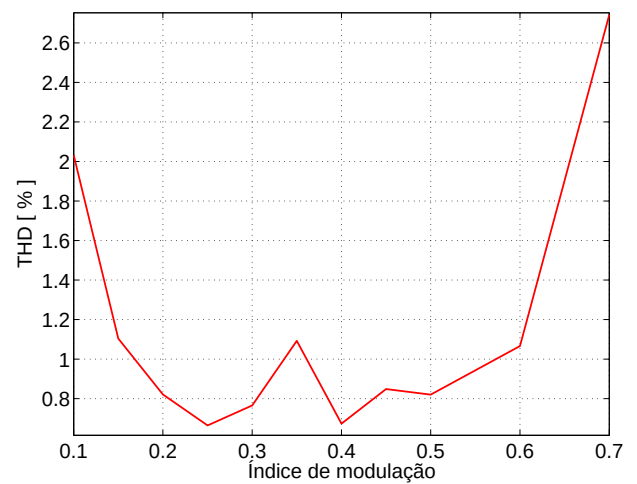


Figura 5.15: THD da corrente de carga

As Figuras 5.16 e 5.17 que apresentam espectro de frequência tiveram as suas escalas de amplitude reduzidas para que se pudesse enfatizar os harmônicos de maior ordem. A amplitude na frequência fundamental é mostrada em caixa de texto nas figuras.

As Figuras 5.16 e 5.17 mostram a espectro de frequência da tensão e corrente na carga respectivamente. Em ambas, observa a presença do harmônico de 256º ordem, que corresponde ao harmônico na frequência de chaveamento. Verifica-se também, na tensão na carga, que essa componente apresenta um nível considerável.

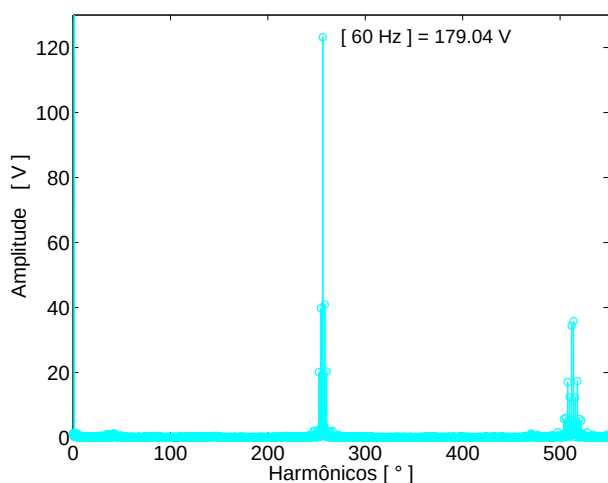


Figura 5.16: Componentes de frequência da tensão na carga

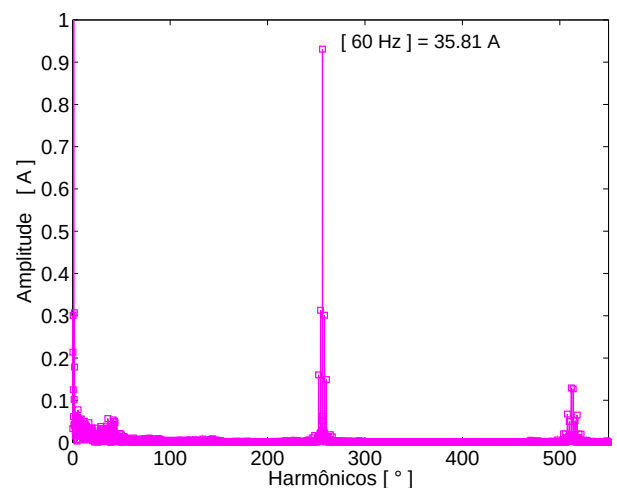


Figura 5.17: Componentes de frequência da corrente na carga

A curva da componente fundamental em função do índice de modulação é apresentada na Fi-

gura 5.18. Observe o ganho que se consegue com o quarto braço controlado neste tipo de conversor.

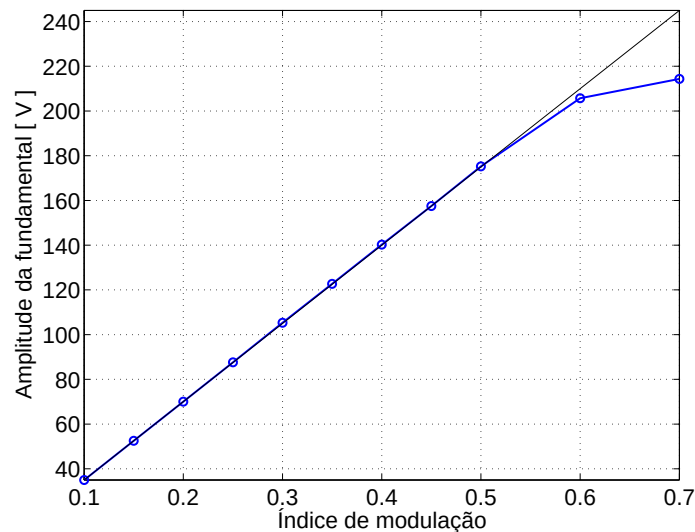


Figura 5.18: Componente fundamental da tensão na carga

5.5.2 Carga balanceada na partida com carga não-linear sendo acionada

Foram empregadas as mesmas cargas utilizadas anteriormente para as Figuras 5.20 a 5.27, porém o objetivo principal desta simulação é verificar o comportamento do barramento, já em funcionamento, quando uma sobrecarga for acionada. Foi utilizada uma carga não-linear, constituída por um retificador monofásico de onda completa com filtro RC , para cada uma das fases. O diagrama dessa carga é apresentado na Figura 5.19. Essa carga foi acionada após o 15 ° ciclo e retirada após o 40 ° ciclo de rede.

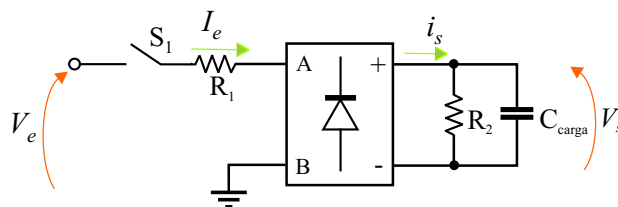


Figura 5.19: Diagrama da carga não-linear

Com o intuito de observar o comportamento das variáveis na presença da sobrecarga, as figuras foram organizadas em duas partes, de forma a apresentar o momento da entrada e saída da sobre-

carga. Pela Figura 5.21 é possível verificar que o instante da entrada ocorreu próximo as 250 ms e saída aos 667 ms .

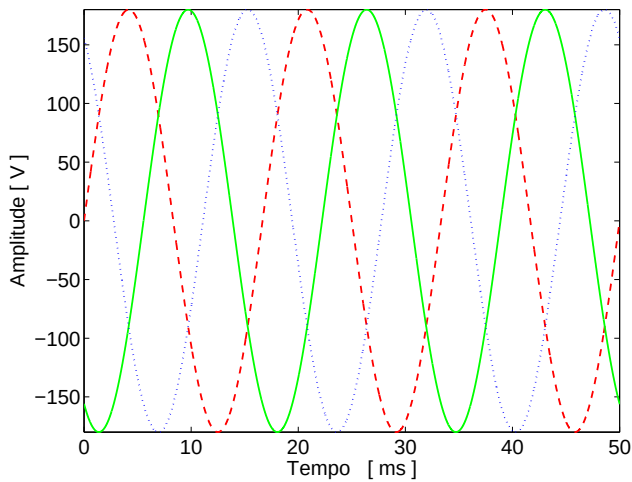


Figura 5.20: Tensões na rede

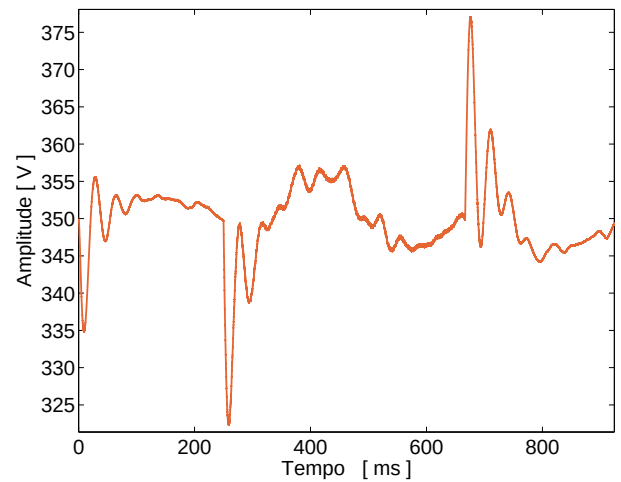


Figura 5.21: Tensão sobre o capacitor

Na Figura 5.21, que ilustra a tensão no barramento, pode-se verificar a ocorrência dos dois momentos ressaltados anteriormente. Na entrada ocorreu um pequeno afundamento da tensão, que após transcorridos alguns ciclos foi corrigido. Quando a carga saiu observou-se um pequeno *overshoot* que também foi corrigido após alguns ciclos.

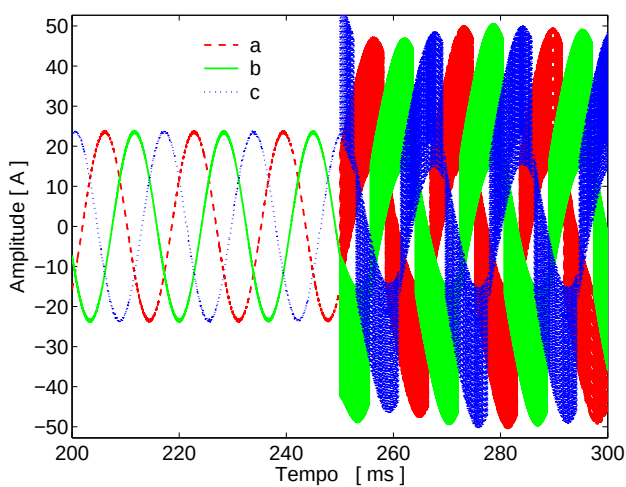


Figura 5.22: Corrente pela carga na entrada de carga

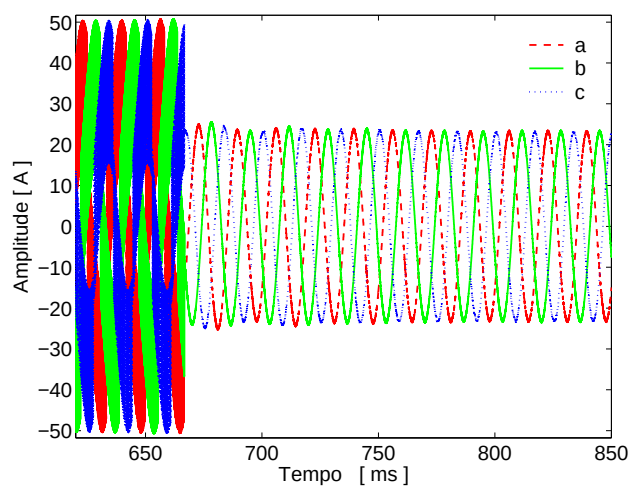


Figura 5.23: Corrente pela carga na saída de carga

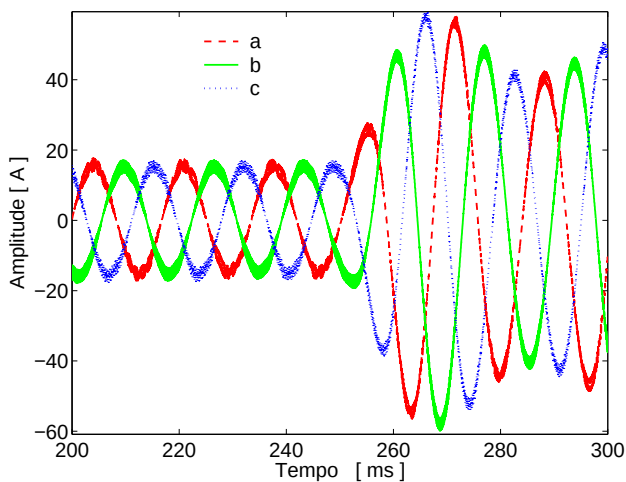


Figura 5.24: Corrente na rede na entrada de carga

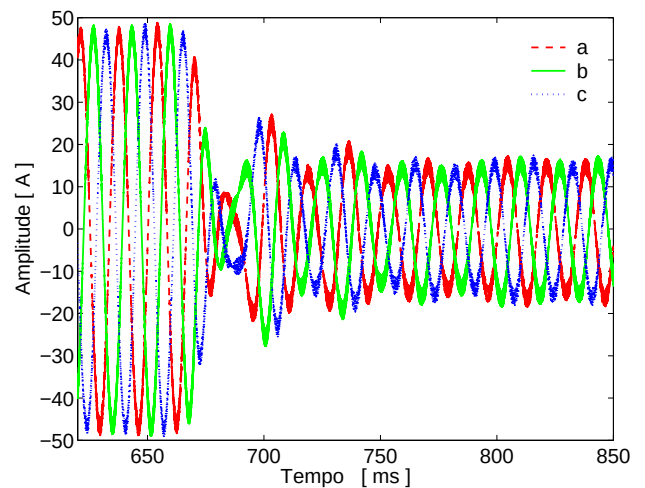


Figura 5.25: Corrente na rede na saída de carga

As Figuras 5.26 e 5.27 apresentam tensão e corrente pela fase *a* durante a entrada da sobrecarga e no momento de saída desta. Pelos gráficos é possível verificar, que quando esses dois eventos ocorreram, tensão e corrente que estavam em fase ficaram por um tempo defasados.

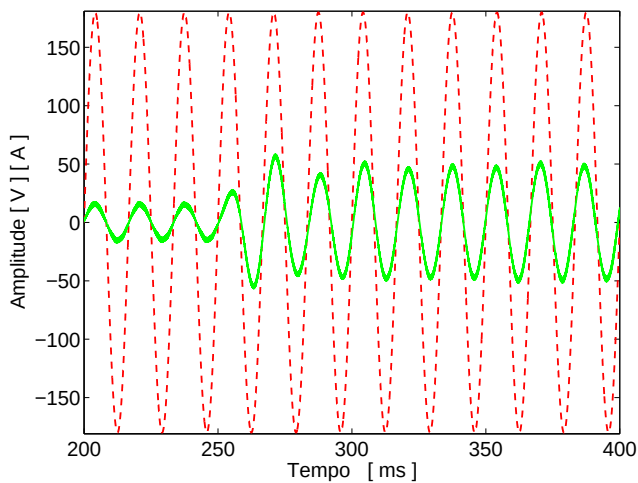


Figura 5.26: Tensão e corrente pela rede na entrada de carga

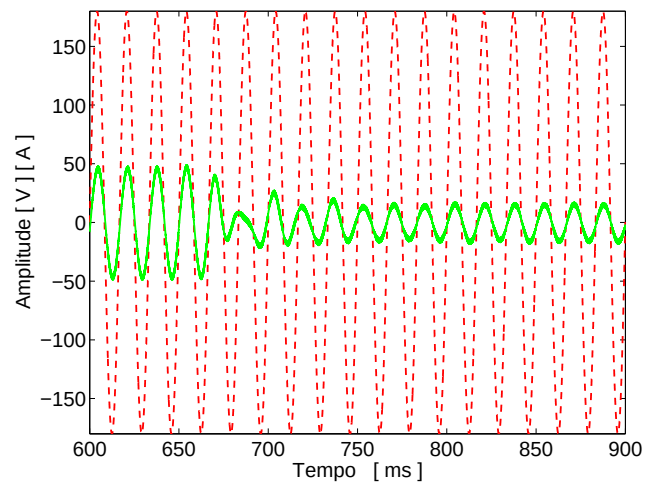


Figura 5.27: Tensão e corrente pela rede na saída de carga

5.5.3 Carga desbalanceada

Aqui, as análises realizadas são semelhantes as feitas para as duas situações anteriores, mas com a diferença que agora foi incluído um filtro *LC* na saída do inversor para caracterizar melhor uma aplicação UPS, conforme pode ser visto na Figura 5.28. Para esse filtro escolheu-se um indutor

de $1,38 \text{ mH}$ ($L_{af} = L_{bf} = L_{cf} = 1,38 \text{ mH}$) para um capacitor de $100 \text{ } \mu\text{F}$ ($C_{af} = C_{bf} = C_{cf} = 100 \text{ } \mu\text{F}$).

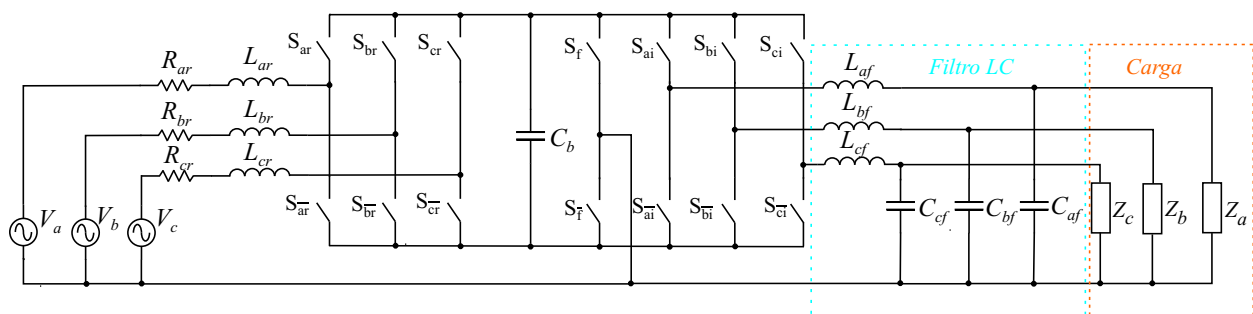


Figura 5.28: Conversor de sete-braços para aplicação UPS com filtro

A situação de carga desbalanceada foi criada alterando-se os valores de resistência e indutância. As condições estabelecidas são as apresentadas abaixo.

$$Z_a = 5 \Omega + 12 \text{ mH}$$

$$Z_b = 4 \Omega + 9,6 \text{ mH}$$

$$Z_c = 6 \Omega + 14,4 \text{ mH}$$

Aqui é possível observar que a tensão sobre a carga permanece equilibrada, apesar das correntes pelas mesmas não serem, conforme mostrado pelas Figuras 5.29 e 5.30.

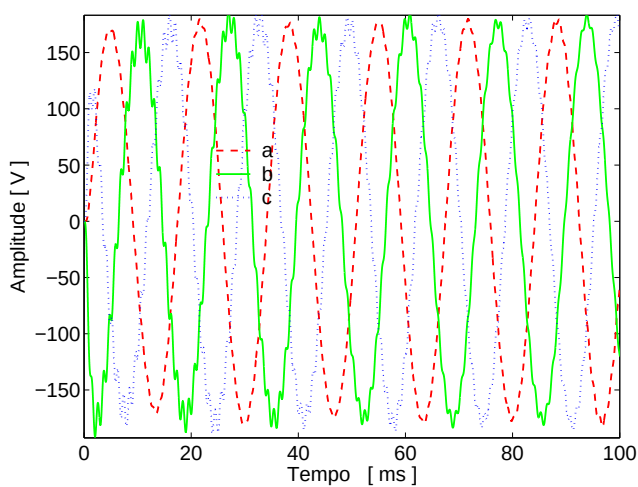


Figura 5.29: Tensões na carga

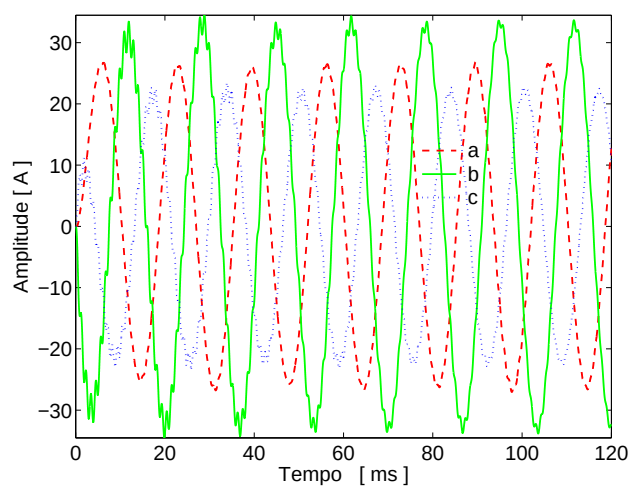


Figura 5.30: Correntes de carga

O outro ponto a se ressaltar é mostrado na Figura 5.31, onde é possível ver que a corrente de rede tornou-se equilibrada após transcorrido o transitório. A Figura 5.32 mostra a corrente pelo neutro para essa condição de desbalanceamento da carga. Essa corrente apresentou uma forma quase senoidal e com uma amplitude proporcional ao desequilíbrio provocado pela carga.

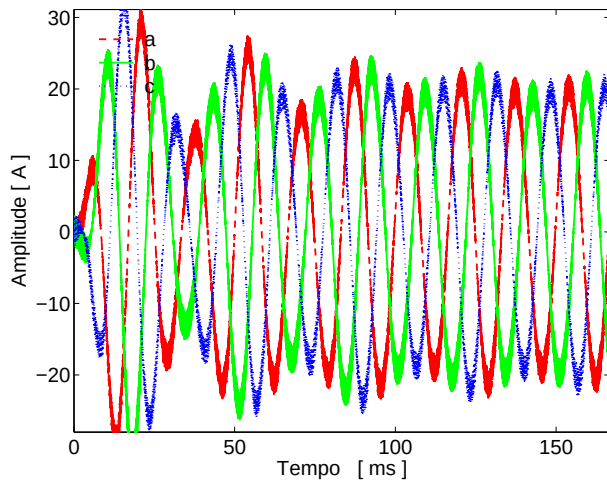


Figura 5.31: Correntes de rede

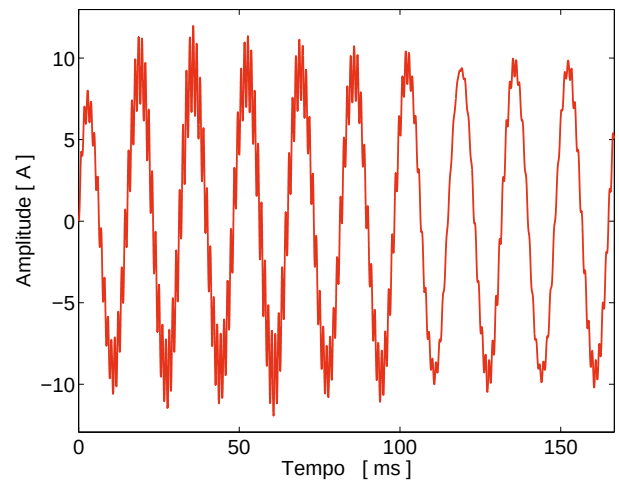


Figura 5.32: Corrente pelo neutro

Observando o espectro apresentado na Figura 5.33 percebe-se que o mesmo apresentou alguns harmônicos de baixa ordem, apesar da pequena amplitude. Nos espectros da tensão e corrente de carga para a fase *a* existe a presença do 15^o harmônico.

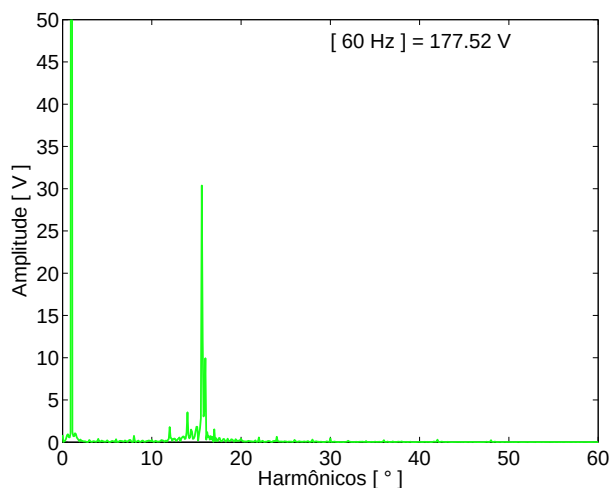


Figura 5.33: Harmônicos da tensão de carga

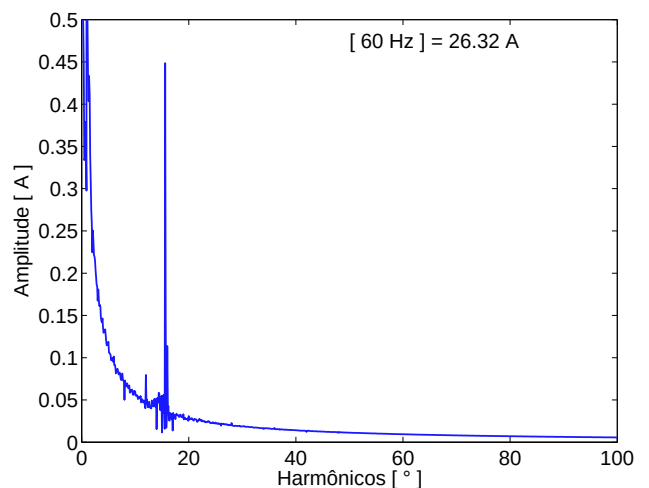


Figura 5.34: Harmônicos da corrente de carga

A Figura 5.34 mostra os harmônicos presentes na corrente de carga da fase *a*, verifica-se que as

amplitudes dos harmônicos são muito baixas, além de haver poucas componentes.

5.5.4 Carga não-linear

Foi utilizada a mesma carga não linear, já mostrada, para cada uma das fases. As figuras de mérito apresentadas para essa condição mostraram-se bastante diferentes das apresentadas na condição anterior, principalmente com relação as grandezas relacionadas a corrente de carga. Isso acontece em virtude do tipo de carga utilizada nesta análise.

A carga utilizada é a apresentada na Figura 5.19 para os seguintes valores: $R_1 = 0,1\,\Omega$, $R_2 = 10\,\Omega$ e $C_{carga} = 100\,\mu F$.

A Figura 5.35 apresenta a tensão sobre a carga não-linear que se mostra um pouco distorcida. A corrente sobre essa carga é vista na Figura 5.36

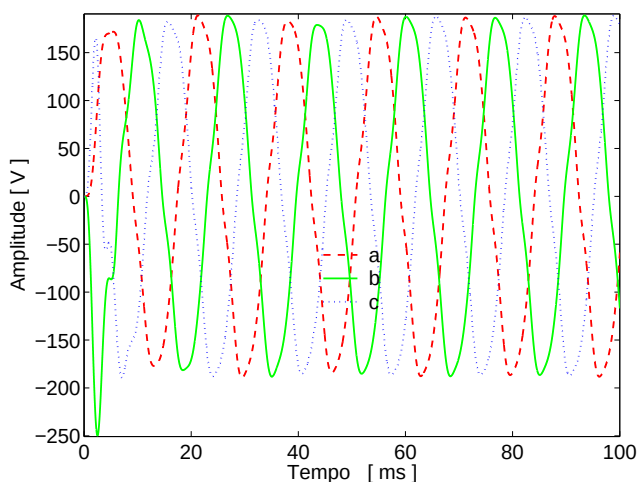


Figura 5.35: Tensão de carga

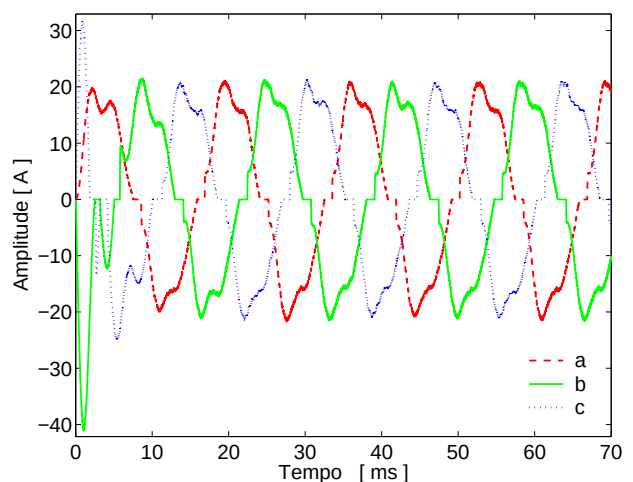


Figura 5.36: Correntes na carga

A corrente de neutro mostrada pela Figura 5.37, fornecida pelo quarto braço, nestas condições apresentou uma alta amplitude, maior inclusive que a corrente de entrada na carga que é vista na Figura 5.36.

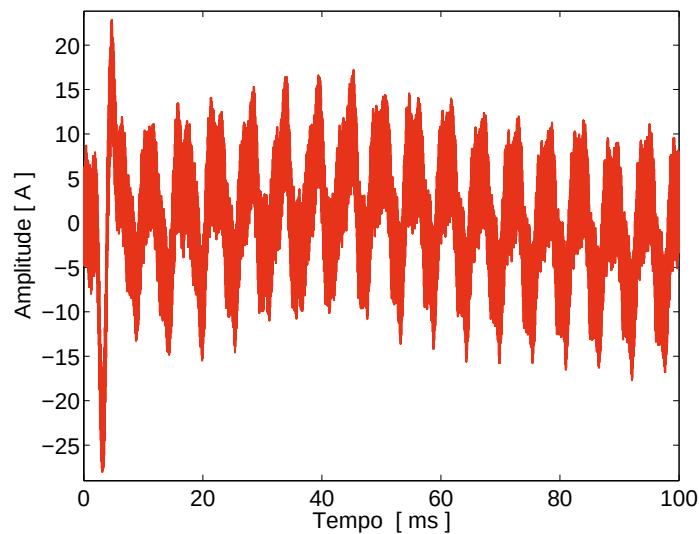


Figura 5.37: Corrente pelo quarto braço

Através da Figura 5.38 é possível observar que também nesta condição de carga tensão e corrente pela rede se mantiveram em fase. A Figura 5.39 mostra a tensão de saída sobre a carga, observa-se que essa tensão foi retificada e filtrada pelo circuito RC de saída.

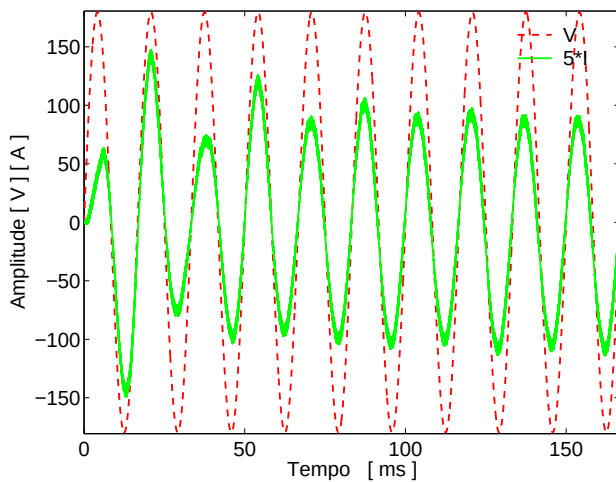
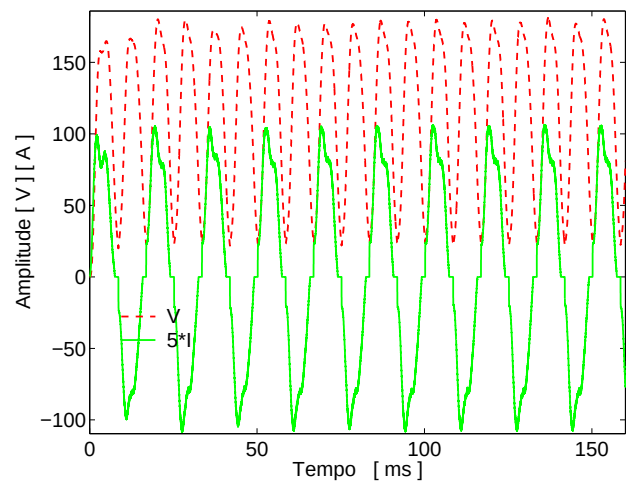


Figura 5.38: Tensão e corrente na rede

Figura 5.39: Tensão e corrente sobre o circuito RC

5.5.5 Alimentando um carga monofásica

Aqui as cargas das fases b e c foram desconectadas. A carga aplicada na fase a é a mesma utilizada na subsecção anterior.

As curvas apresentas nas Figuras 5.40 a 5.44 mostram as curvas nessa condição de carga.

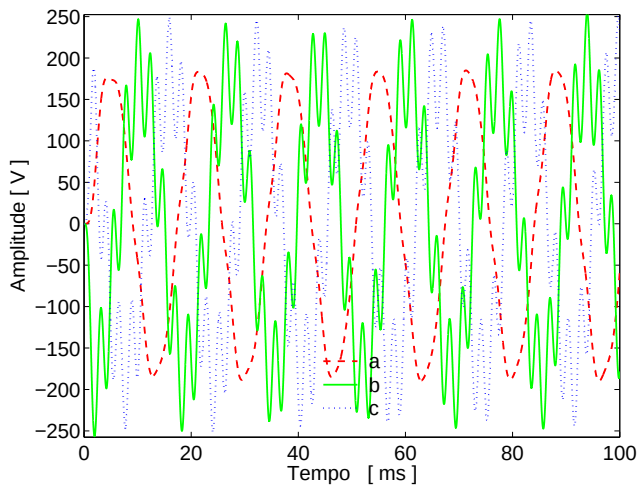


Figura 5.40: Tensão na carga

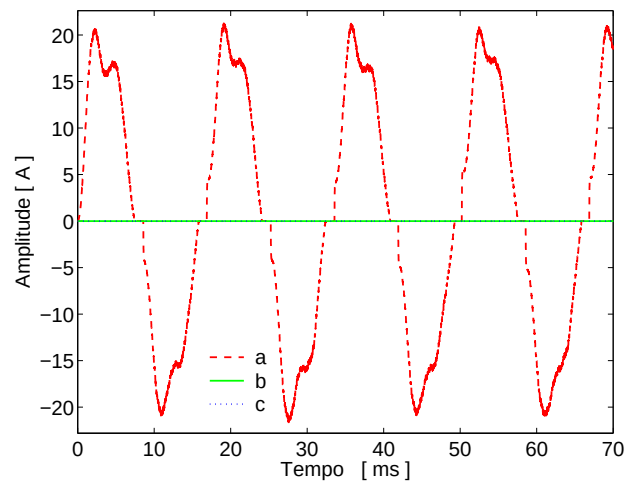


Figura 5.41: Correntes na carga

A corrente de neutro mostrada pela Figura 5.42, fornecida pelo quarto braço, nestas condições apresentou uma alta amplitude, maior inclusive que a corrente de entrada na carga que é vista na Figura 5.41. Isto porque as cargas das fases *b* e *c* foram desconectadas e por isso as tensões nessas fases ficaram com altas amplitudes ocasionando correntes maiores pelo quarto braço.

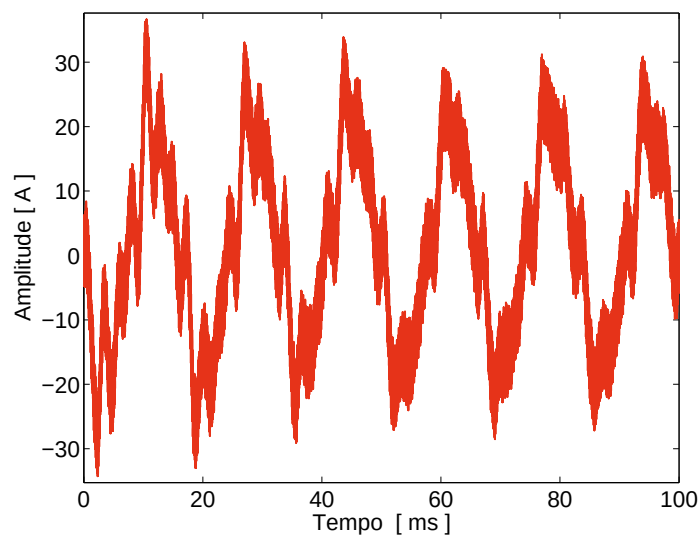


Figura 5.42: Corrente pelo quarto braço

Através da Figura 5.43 é possível observar, que também nesta condição de carga, tensão e corrente pela rede se mantiveram em fase. A Figura 5.44 mostra a tensão sobre o circuito *RC* de

saída.

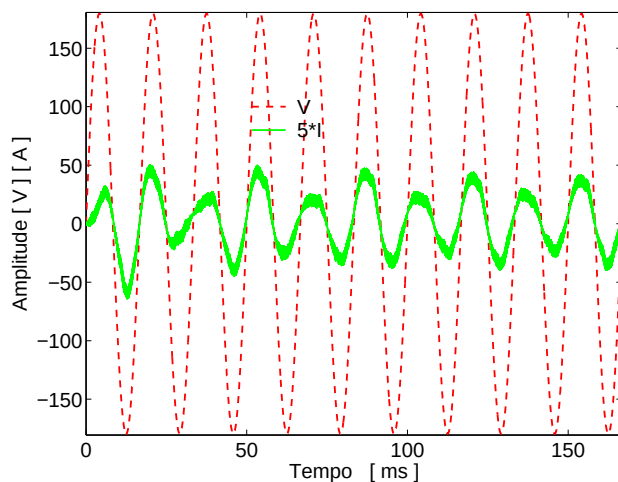


Figura 5.43: Tensão e corrente na rede

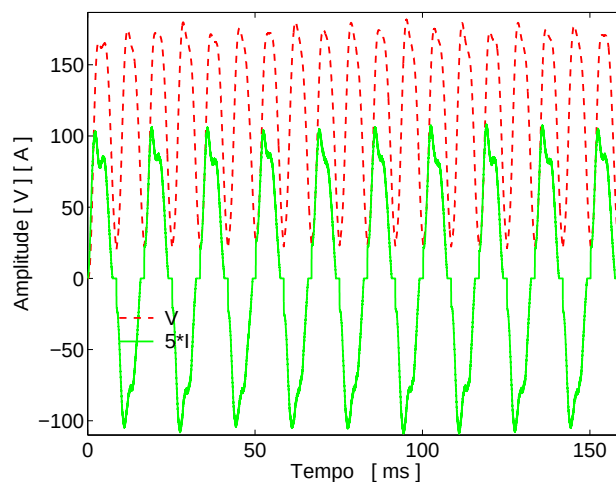


Figura 5.44: Tensão e corrente sobre o circuito RC

5.5.6 Sintetizando apenas a fase a

As Figuras 5.45 a 5.47 apresentam o funcionamento do conversor discutido funcionando com apenas a fase a . Observa-se pela Figura 5.45, que ainda nesta condição tensão e corrente pela rede se mantiveram em fase, garantindo assim o fator de potência.

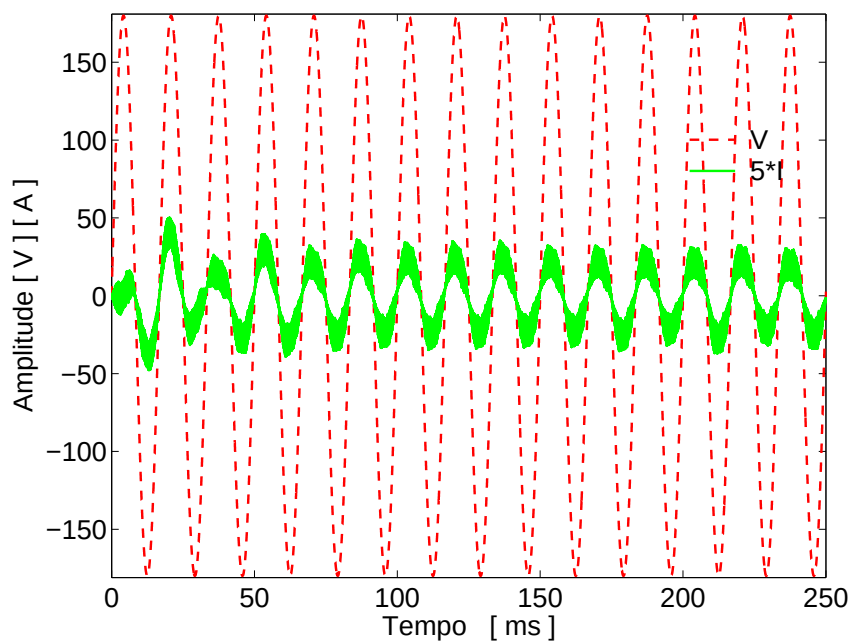


Figura 5.45: Tensão e corrente na rede

Na Figura 5.46 verifica-se que a tensão na carga, somente fase *a* esteve de forma senoidal.

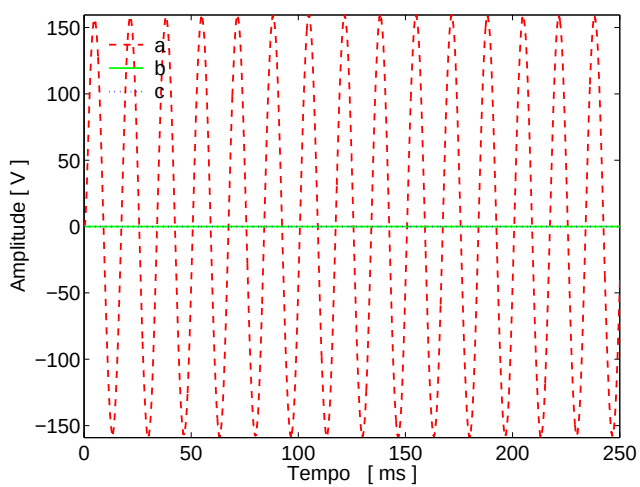


Figura 5.46: Tensão na carga

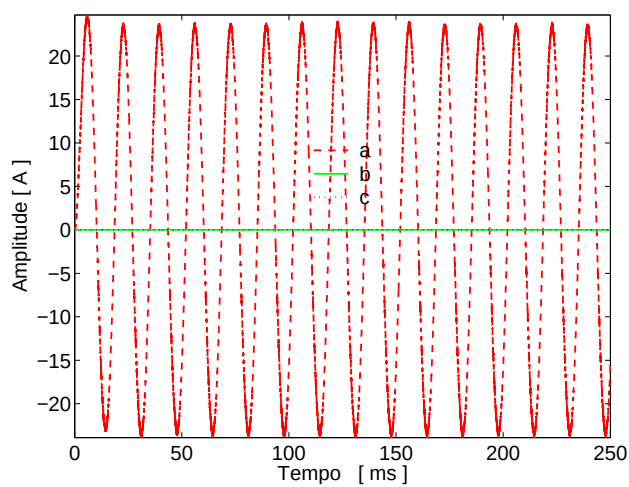


Figura 5.47: Corrente pela carga

5.6 Conclusão

O objetivo principal deste capítulo foi o de analisar como seria o funcionamento de um inversor de quatro-braços em uma UPS trifásica. O mais importante é submeter o sistema às várias condições/situações escolhidas e verificar o seu funcionamento. O que se pôde perceber é que o sistema apresentou uma boa resposta dentro do esperado, apresentando os ganhos que se tem ao usar o braço do neutro controlado.

Após a análise realizada no Capítulo 3 foi desenvolvido um estudo considerando um sistema UPS constituído por um inversor de quatro-braços. Nessa parte, foi feita uma análise buscando um entendimento do novo sistema. Aqui foi empregada uma visão de interpretação e equacionamento do sistema com base nos trabalhos já desenvolvidos por alguns pesquisadores do GEP desta universidade [10, 11] e a abordagem proposta no Capítulo 2.

Uma parte envolvida e citada neste capítulo foi o sistema de controle para as etapas retificadoras e do barramento. Apesar de esse não ser o foco deste trabalho, fez-se necessário estudos de sistemas de controles para unidades trifásicas retificadoras [10, 19, 21].

Por fim, vale ressaltar que algumas condições especiais são possíveis com esta solução, por exemplo o funcionamento do sistema para cargas monofásicas. Outro foi a situação de carga desbalanceada, onde mesmo assim obteve-se tensão equilibrada na carga com fator de potência praticamente unitário.

As vantagens do método proposto também se apresentam neste capítulo. Pelas equações deduzidas percebe-se que o algoritmo de implementação desse conversor requer um baixo esforço computacional em função da simplicidade do método proposto.

Capítulo 6

Resultados Experimentais

Neste capítulo serão apresentados os resultados experimentais, afim de se verificar o funcionamento do inversor de quatro-braços.

Como não é objetivo implementar uma situação real, mas sim apenas constatar o funcionamento do modulador SVPWM, será utilizado um circuito de baixa potência, que facilitará a obtenção dos resultados, em virtude de não ser necessário desenvolver uma nova placa, pois o laboratório já dispõe de uma para tal.

6.1 Módulos do software do inversor trifásico de quatro-braços

Antes de apresentar os resultados será descrito de forma sucinta, na forma de módulos, o *software* utilizado na implementação do PWM para o inversor trifásico de quatro-braços. Estes módulos de *software* foram implementados no DSP TMS320F2812 da *Texas Instruments*. Conforme trabalho apresentado [10] os módulos de *software* podem ser separados em três categorias: os independentes do *hardware* e do aplicativo, os independentes do *hardware* e configuráveis pelo aplicativo e os dependentes do *hardware*.

O diagrama apresentado na Figura 6.1 representa o sistema completo dos módulos de *software* implementados para esta aplicação.

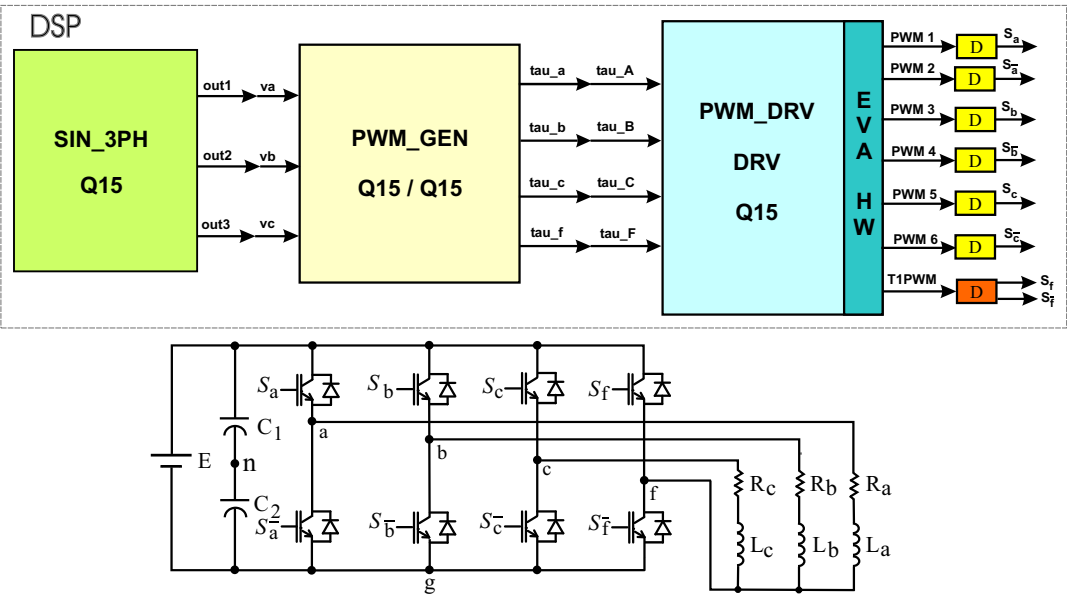


Figura 6.1: Diagrama completo dos módulos de *software* implementados

6.1.1 O gerador de referências

O gerador de referências é responsável por fornecer os sinais que representam as três tensões do sistema trifásico. Os sinais de entrada deste módulo são: o offset, o ganho, a frequência e o passo máximo, que estão representados no formato Q.15.

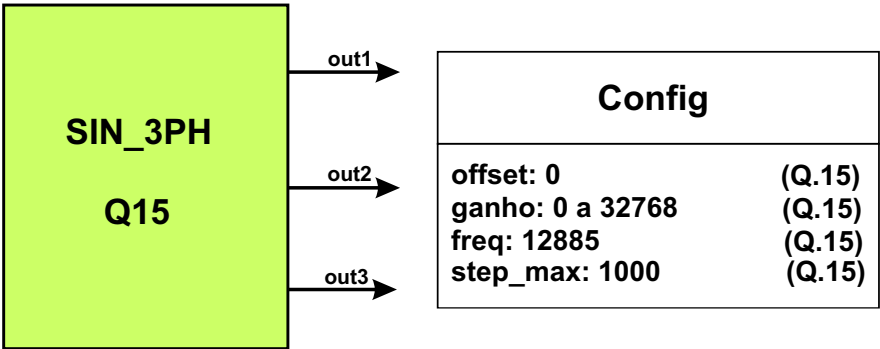


Figura 6.2: Diagrama em bloco do módulo gerador de referências senoidais

Saídas

out1: Referência senoidal de tensão da fase A (Q.15)

out2: Referência senoidal de tensão da fase B (Q.15)

out3: Referência senoidal de tensão da fase C (Q.15)

Parâmetros configuráveis

offset: Deslocamento da forma de onda senoidal (Q.15)

ganho: Ganho a ser aplicado a senóide de referência (Q.15)

freq: Relação entre a máxima frequência e a frequência requerida (Q.15)

step_max: Passo máximo para determinar a máxima frequência ($\text{max_freq} = (\text{step_max} * \text{sampling freq}) / 65.536$) (Q.15)

```
typedef struct {
    unsigned int freq;
    unsigned int step_max;
    unsigned int alpha;
    int gain;
    int offset;
    int out1;
    int out2;
    int out3;
    void (*calc)(void *);
}SGENTI_3;

#define SGENTI_3_DEFAULTS { 5369,\
    1000,\
    0,\
    0x7fff,\
    0,\
    0,\
    0,\
    0,\
    (void (*)(void *))SGENTI_3_calc}
```

6.1.2 O modulador SVPWM

Este módulo gera os tempos de condução de cada braço, que servem como entrada para o driver do modulador. Ele implementa o algoritmo de PWM apresentado no capítulo 2. As tensões de referência por fase, em base Q.15, servem como entrada para este módulo. Os sinais de entrada são normalizados em relação a tensão de barramento, E . Essas entradas correspondem as tensões de fase lidas por um modulo conversor A/D, ou geradas por *software* internamente, que é este o caso deste experimento. As saídas são as larguras de pulso, em base Q.15, para as chaves do inversor de quatro-braços.

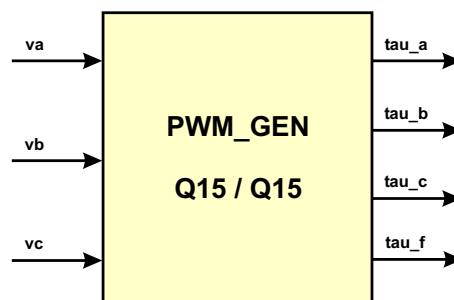


Figura 6.3: Diagrama em bloco do módulo gerador de PWM

Entradas

va: Tensão de referência da fase A (Q.15)

vb: Tensão de referência da fase B (Q.15)

vc: Tensão de referência da fase C (Q.15)

Saídas

tau_a: Largura de pulso para o braço A (Q.15)

tau_b: Largura de pulso para o braço B (Q.15)

tau_c: Largura de pulso para o braço C (Q.15)

tau_f: Largura de pulso para o braço F (Q.15)

```
typedef struct {
    _iq va;           /* Phase voltage va - input Q.15 */
    _iq vb;           /* Phase voltage vb - input Q.15 */
    _iq vc;           /* Phase voltage vc - input Q.15 */
}
```

```

        _iq tau_a;          /* P pulse width phase A - output Q.15 */
        _iq tau_b;          /* N pulse width phase B - output Q.15 */
        _iq tau_c;          /* P pulse width phase C - output Q.15 */
        _iq tau_f;          /* N pulse width phase F - output Q.15 */
        int (*calc) ();     /* Pointer to the calculation function */
    }PWM_3D;

/*-----
Default Initializers
-----*/

#define PWM_3D_DEFAULT {    0x0000, \
                             0x0000, \
                             0x0000, \
                             0x0000, \
                             0x0000, \
                             0x0000, \
                             0x0000, \
                             (int (*)(int))Pwm_3D_Calculate }

```

6.1.3 Driver do modulador SVPWM

Este módulo é responsável por efetuar a interface entre o modulador SVPWM (*PWM_GEN*) e o hardware do DSP, que gera os sinais de comando através das saídas de PWM desse processador. Para este caso além das saídas padrão de PWM também foi utilizado a saída **T1PWM**. Essa saída foi utilizada para que esse conversor fosse implementado em um único *Event Manager*, tendo em vista que para implementar o conversor de sete-braços discutido no capítulo 5 somente as saídas de PWM não são suficientes. O valor de entrada representa o *duty-cycle* para os quatro braços do conversor e esses valores estão representados em Q.15.

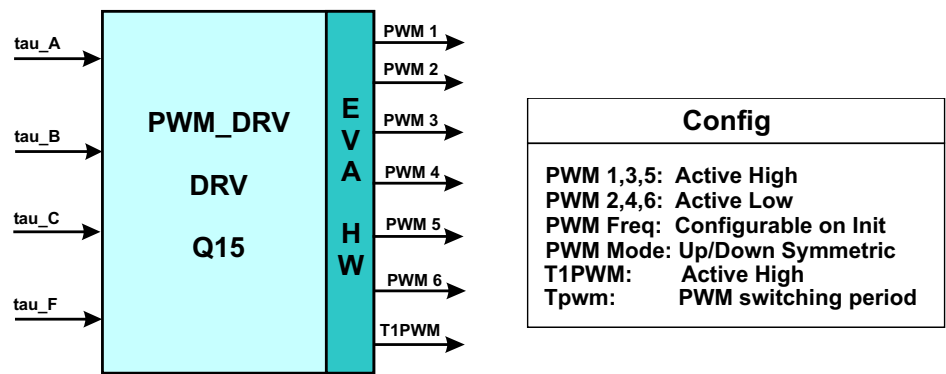


Figura 6.4: Diagrama do driver do modulador SVPWM

O driver de PWM aqui descrito faz uso da unidade *Event Manager A*, presente no DSP TMS320LF2812, sendo específico para esse processador. Os parâmetros de configuração dizem respeito ao modo de inicialização dos registros do *EVA*, alterando as características de geração dos sinais de PWM.

Este módulo é composto por duas funções principais uma de inicialização e outra de atualização.

Inicialização dos registros do DSP

Esta função é responsável por efetuar a inicialização dos registros do DSP e carregar algumas variáveis do sistema para gerar os sinais de PWM.

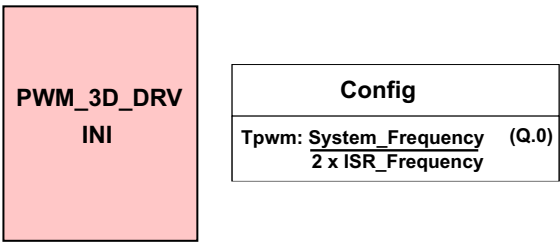


Figura 6.5: Diagrama do módulo de inicialização do DSP

Atualização dos registros do DSP

Este bloco tem a função de atualizar os registros do DSP, a partir dos valores da largura de pulsos de cada braço, que foram previamente calculados e que aparecem aqui como entrada.

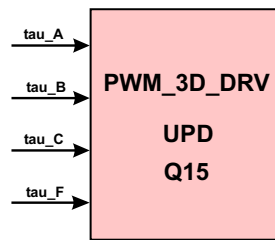


Figura 6.6: Diagrama do módulo de atualização do DSP

```
typedef struct {
    int tau_A;          /* P pulse width phase A - input Q.15 */
    int tau_B;          /* P pulse width phase B - input Q.15 */
    int tau_C;          /* P pulse width phase C - input Q.15 */
    int tau_F;          /* N pulse width phase F - input Q.15 */
    int Tpwm;           /* PWM switching period - input Q.0 */
    int (*init) ();     /* Pointer to the initialization function */
    int (*update)();    /* Pointer to the calculation function */
} Pwm_3D_drv;

/*-----
Default Initializers
-----*/

#define Pwm_3D_drv_DEFAULT {    0, \
                                0, \
                                0, \
                                0, \
                                0, \
                                (int (*)(int))Pwm_3D_drv_init, \
                                (int (*)(int))Pwm_3D_drv_update \
                                }
```

Entradas

tau_A: Largura de pulso para o braço A (Q.15)

tau_B: Largura de pulso para o braço B (Q.15)

tau_C: Largura de pulso para o braço C (Q.15)

tau_F: Largura de pulso para o braço F (Q.15)

Tpwm: Período de PWM (Q.0)

Saídas

PWM1: Sinal de comando *active high* para braço 1 do inversor

PWM2: Sinal de comando *active low* para braço 1 do inversor

PWM3: Sinal de comando *active high* para braço 2 do inversor

PWM4: Sinal de comando *active low* para braço 2 do inversor

PWM5: Sinal de comando *active high* para braço 3 do inversor

PWM6: Sinal de comando *active low* para braço 3 do inversor

T1PWM: Sinal de comando *active high* para o braço 4 do inversor

Parâmetros configuráveis

Tpwm: Período da frequência de chaveamento de PWM (Q.0)

O sinal complementar para o quarto braço, $\overline{T1PWM}$ pode ser gerado por um circuito externo, caso não queira ou não seja possível utilizar o *Event Manager B*.

A implementação do sistema UPS, discutido no capítulo 5, pode ser realizada conforme arranjo de módulos apresentados na Figura 6.7 e circuito da Figura 6.8. Aqui módulos semelhantes aos implementados para o inversor trifásico de quatro-braços na *EVA* são implementados no *EV B* para o retificador.

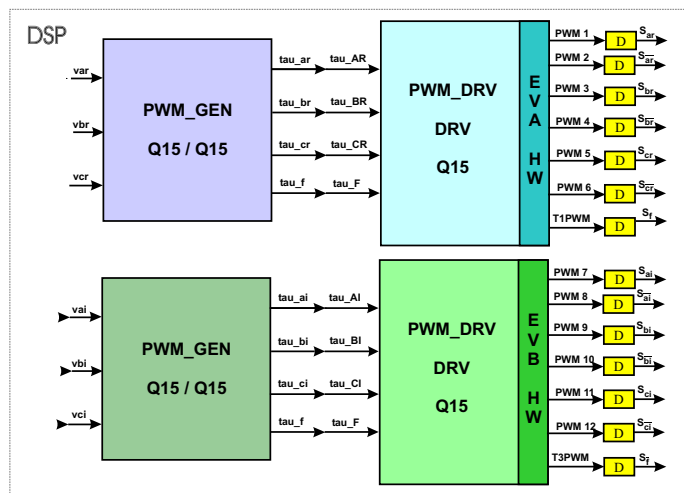


Figura 6.7: Módulos para implementação do sistema UPS

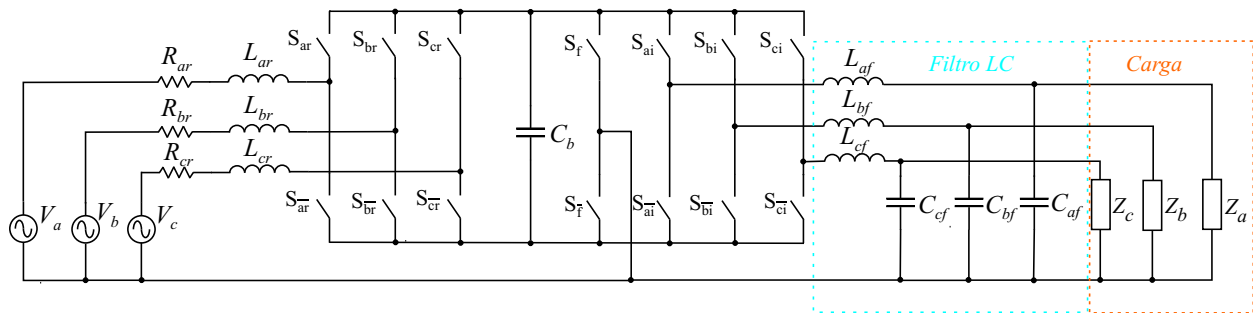


Figura 6.8: Conversor de sete-braços para aplicação UPS com filtro

6.2 Resultados obtidos

Nesta seção serão apresentados os resultados que foram obtidos na implementação do SVPWM para o inversor trifásico de quatro-braços no processador digitais de sinais (DSP TMS320F2812) da *Texas Instruments*. Conforme pode ser visto na descrição dos módulos de software todos os pulsos para os quatro braços foram gerados utilizando somente um *Event Manager*, o *EVA*. Este cuidado foi tomado para que se pudesse implementar, em uma próxima oportunidade, o sistema de UPS (retificador+inversor) discutido no capítulo 5.

A Figura 6.9 mostra as formas de onda das tensões de referência para o braço *a* e para o braço *f* do conversor, canal 1 e 2 respectivamente. Essas curvas foram obtidas experimentalmente filtrando os sinais de comando dos pinos de saída **PWM1** e **T1PWM** do DSP.

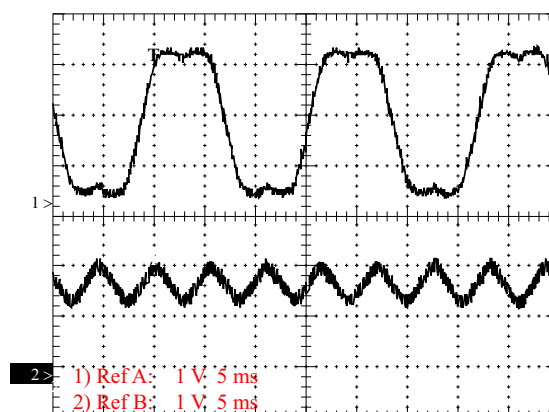


Figura 6.9: Tempos de condução das chaves superiores para a fase *a* e *f*

Observa-se nesta figura a forma de onda da sequência zero (canal 2-Ref B) obtida através do padrão de chaveamento escolhido.

O objetivo da Figura 6.10 é mostrar a ação do quarto braço em um inversor trifásico com carga desequilibrada através do acompanhamento da tensão de saída em duas das fases. Como se pode verificar, durante um intervalo de tempo o sistema esteve com a carga desequilibrada e sobre a ação do quarto braço. Em um dado momento, foi retirado o sinal do quarto braço e o que se pôde observar foi o desbalanceamento das tensões de saída.

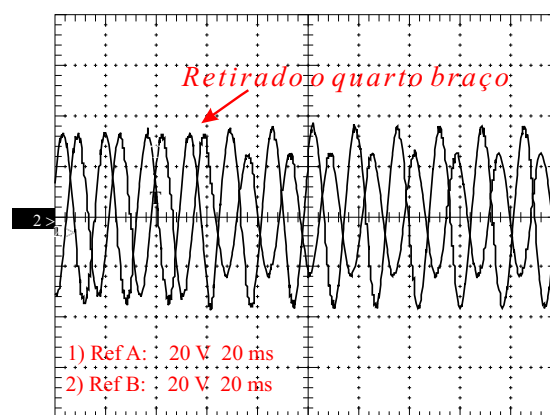


Figura 6.10: Ação do quarto braço na tensão de saída

A Figura 6.11 mostra a tensão para fase a e a corrente pelo quarto braço, quando um desbalanceamento é introduzido sobre essa fase. Verifica-se o aparecimento da corrente pelo quarto braço e a manutenção do mesmo nível de tensão sobre a fase. Foi utilizado como carga um motor trifásico de indução e uma carga RC para introduzir o desbalanceamento.

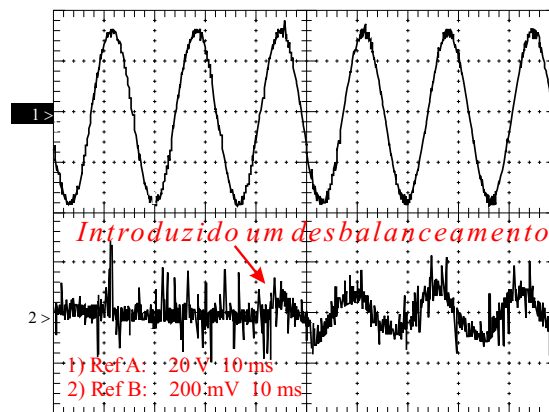


Figura 6.11: Tensão e corrente na carga

Para a tensão apresentada na Figura 6.11, (canal 1-Ref A), foi calculado a THD, que foi de 0,89%, o espectro harmônico, que pode ser visto na figura 6.12.

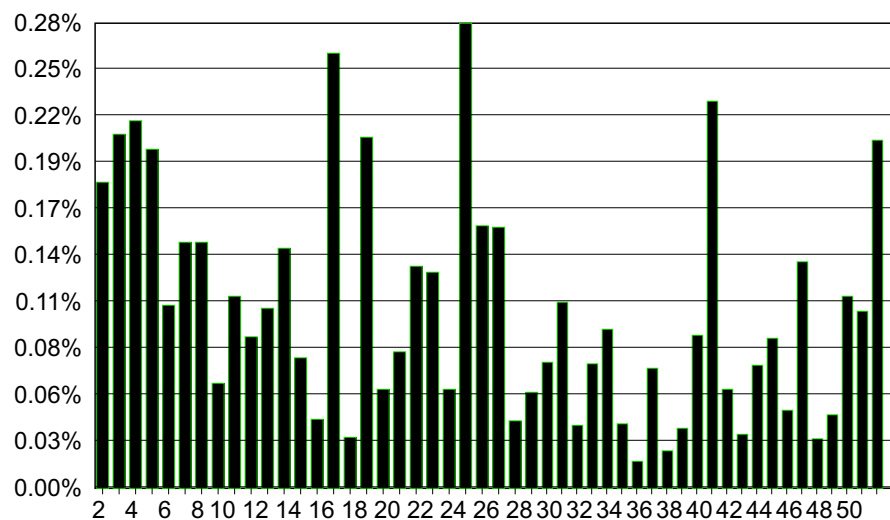


Figura 6.12: Componentes harmônicas da tensão na fase A

As Figuras 6.13 e 6.14 mostram a tensão de fase (V_{bc}) para uma tensão de barramento de 70 V em duas condições extremas, uma com índice de modulação baixo ($M_i=0,25$) e outro alto ($M_i=0,72$), respectivamente.

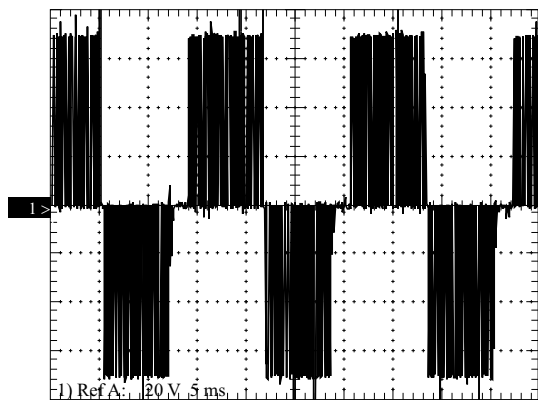


Figura 6.13: Tensão de fase-fase (V_{bc}) para índice de modulação $M_i=0,25$

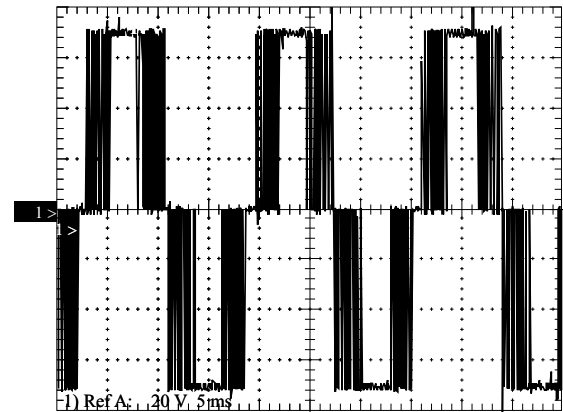


Figura 6.14: Tensão de fase-fase (V_{bc}) para índice de modulação $M_i=0,72$

A Figura 6.15 apresenta o espectro harmônico para a tensão de fase-fase (V_{bc}) para um índice de modulação de $M_i=0,5$. Nessas condições a THD foi de 16,91% com uma componente fundamental de 34,6 V.

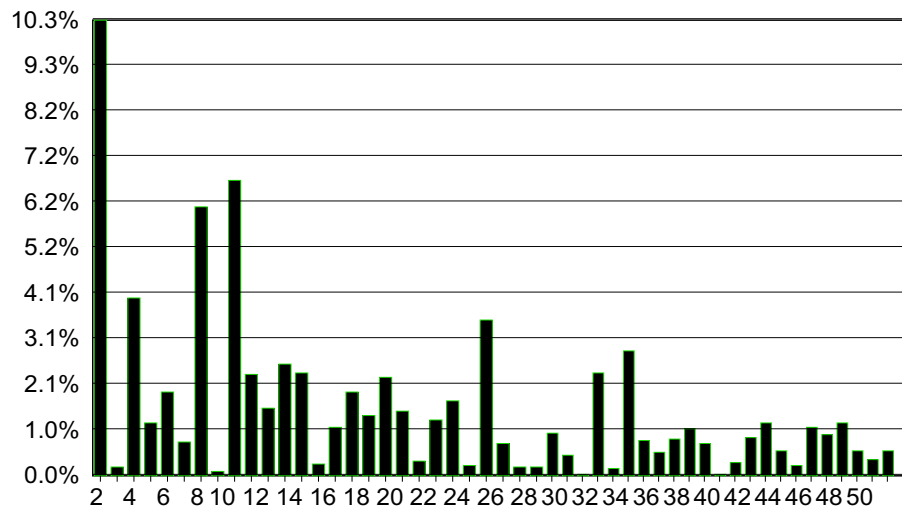


Figura 6.15: Componentes harmônicas da tensão na fase-fase V_{bc}

A tensão de fase-neutro (V_{af}) para um índice de modulação $M_i=0,5$ é apresentada na Figura 6.16.

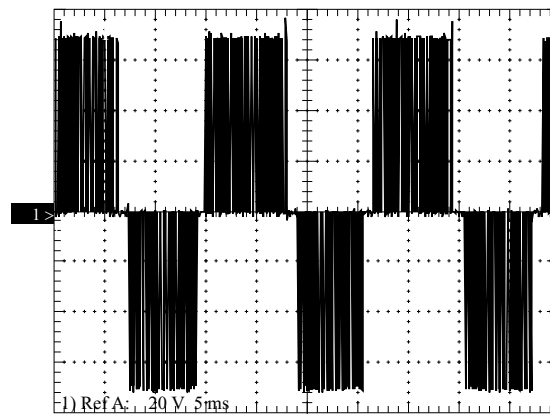


Figura 6.16: Tensão na fase-neutro V_{af} para $M_i=0,5$

A curva experimental da tensão de carga em função do índice de modulação é apresentada na Figura 6.17. Esses valores foram calculados para tensões fase-fase, conforme mostrado nas Figuras 6.13 e 6.14. Observe que se consegue o ganho esperado na máxima tensão de saída sintetizada.

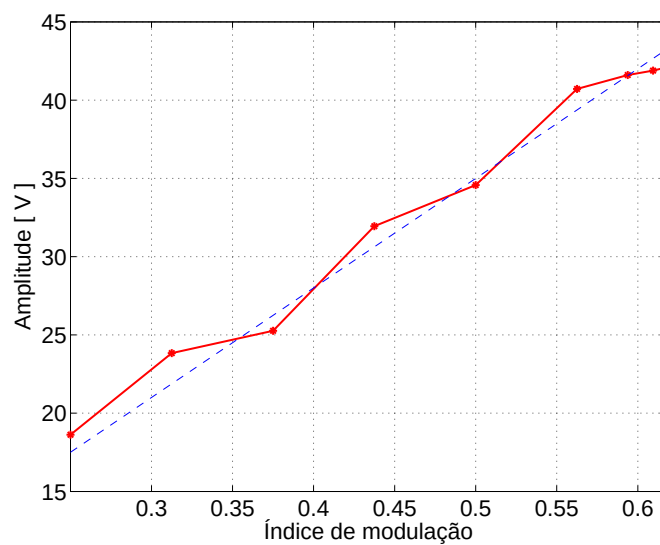


Figura 6.17: Componente fundamental da tensão na carga

6.3 Conclusão

No Capítulo 5 foram apresentados os módulos desenvolvidos em *software* para a implementação do SVPWM para o inversor trifásico de quatro-braços. Esses módulos foram desenvolvidos em linguagem *C* para a tecnologia DSP da *Texas Instruments*.

Foi proposta também, uma forma de configuração e arranjo dos módulos, para que seja implementado em um único DSP (TMS320F2812) o conversor de sete-braços discutido no Capítulo 6. Essa foi uma boa contribuição, ao demonstrar e comprovar a possibilidade de desenvolver em um único processador toda a lógica dos pulsos de PWM necessários.

Os resultados experimentais obtidos evidenciam a forma de funcionamento deste tipo de conversor e ressaltam as características positivas no seu emprego. Foi visto que nas condições de maior interesse de operação de um conversor, como inversor, que esta configuração com quatro braços apresentou um bom desempenho, conseguindo uma distorção harmônica de 0,89% para a tensão mostrada na Figura 6.11.

Um outro ponto importante a ser ressaltado é com relação a simplicidade de implementação dos algoritmos apresentados nas descrições dos módulos deste capítulo. A forma como o método foi desenvolvido proporcionou uma grande facilidade de implementação do código. Também a constatação da não necessidade de implementação de algoritmos complicados para estabelecer os limites de modulação é de relevante importância.

Capítulo 7

Conclusão geral

Pelos estudos bibliográficos realizados percebeu-se que existem várias técnicas de abordagens e sugestões de emprego dos inversores trifásicos de quatro-braços. O que se verifica é que em algumas abordagens a visualização e entendimento da técnica utilizada torna-se uma tarefa relativamente complexa. Esse fato se deve principalmente a distribuição espacial dos vetores de comando, sintetizados pelas condições das chaves dos quatro braços, está em um espaço tridimensional, diferentemente do conversor clássico de três braços que apresenta os seus vetores distribuídos em um espaço bidimensional. Possivelmente, seja essa a maior dificuldade enfrentada ao se estudar um conversor deste tipo.

A análise dos vetores do conversor de quatro braços em um espaço tridimensional oferece a possibilidade de se criar certas variedades de sólidos. No entanto, de maneira praticamente unânime tem-se preferido a forma de um sólido de 12 faces, cujas pontas dos vetores ativos formam os 14 vértices. Um sólido com essas características é chamado de dodecaedro, ou seja, um sólido regular com 12 faces. Visualizar os 14 vetores não nulos criando esse sólido é uma tarefa que requer um ligeiro esforço. Uma interessante característica desse sólido é que sua face reta sempre representa um hexágono. Nesse sólido 24 regiões possíveis de se sintetizar um vetor de tensão são destacadas através do agrupamento de três vetores não nulos próximos. Essas regiões recebem o nome de tetraedros. Além disso, elas podem também ser identificadas por 6 planos que estabelecem as fronteiras entre os tetraedros.

Toda a abordagem espacial mostra-se bastante interessante, principalmente do ponto de vista

de identificação das regiões possíveis de se sintetizar uma tensão de saída do conversor. No entanto, observa-se que o emprego desse método na implementação do algoritmo apresenta um maior grau de dificuldade.

Em outras formas de abordagens vistas, percebe-se que houve uma análise mais objetiva sobre o circuito, visando uma simplificação da forma de implementação do conversor.

A método proposto procurou conciliar vantagens destas abordagens. Apresentando uma abordagem simplificada e uma visão clara da localização de um vetor de comando, possibilitando a implementação de um código de maneira mais simples. Mostrando ainda a praticidade para se desenvolver novas formas de modulação.

7.1 *Contribuições realizadas*

Diante de ambas formas de abordagens e características, o que se buscou com este trabalho foi tentar conciliar características favoráveis das duas linhas exploradas. Assim, o método apresentado neste trabalho procura utilizar a vantagem da melhor visão da região de sintetização do vetor de tensão, propiciada pela visão espacial, aliada a condição da escolha prévia de uma padrão de chaveamento otimizado, não sendo necessária no algoritmo a identificação de cada um dos 24 tetraedros. Mais ainda, buscou-se desenvolver um equacionamento próprio que determinasse diretamente os tempos de condução de cada uma das chaves, tendo como referência o tempo de condução do quarto braço que é comum a cada uma das tensões de fase. Neste trabalho também foi demonstrada analiticamente a equivalência entre as duas formas de abordagens consideradas.

Um outro ponto desenvolvido foi a comparação entre o inversor trifásico clássico com três braços e o inversor de quatro-braços. O constatado foi que, em relação a distorção harmônica, para valores de índice de modulação maiores, e a máxima tensão de saída sintetizada, o inversor com quatro braços teve características superiores.

O desempenho do modulador PWM foi analisado também em uma aplicação típica, como filtro ativo do tipo paralelo. Nessa aplicação a vantagem principal é a possibilidade de alimentar uma carga trifásica a quatro fios a partir de um sistema trifásico sem o neutro, condição essa comum nos sistemas de distribuição. Aproveitou-se também para analisar as características do filtro.

Com esses resultados, motivou-se o estudo da viabilidade de empregar um inversor com essas

características em um sistema UPS. As vantagens ressaltadas de imediato e que foram comprovadas é que se poderia reduzir o barramento de bateria, caso ambos conversores trabalhem sincronizados, excluir uma malha de controle de tensão do divisor capacitivo presente na topologia clássica e ainda conseguir uma tensão de saída com uma menor distorção harmônica para índices de modulação acima de 0,5. A abordagem e análise apresentada para um retificador trifásico controlado e inversor com quatro braços, constituindo um sistema com sete braços, é uma acréscimo no estudo desse tipo de conversor nesse trabalho.

Para aplicação UPS, um sistema de controle é estudado para malha de controle da tensão no barramento e outro para controle do fator de potência do retificador.

Foi implementado o modulador PWM em um DSP (TMS320F2812) do fabricante *Texas Instruments*, utilizando um único *Event Manager*, e montado um inversor trifásico de quatro-braços, para que resultados experimentais fossem confirmados. Todo o software foi desenvolvido em funções encapsuladas em módulos que podem ser chamados diretamente em linguagem *C*.

Apresentada solução para implementação de modulador PWM para o conversor com sete braços mostrando a arquitetura de software a ser empregada.

7.2 Propostas de continuidade

O trabalho exposto se fundamentou além de outras importantes características na escolha de um padrão de chaveamento tido como otimizado. Na escolha desse padrão os limites que nortearam foi um padrão de chaveamento simétrico que possibilitasse uma baixa distorção harmônica e também um padrão de chaveamento descontínuo.

Uma possibilidade é que outros padrões de chaveamentos possam ser estudados tendo como referência outros parâmetros de mérito, como por exemplo, perdas de chaveamento e/ou ripple.

A condição de sobre-modulação é um ponto que pode ser explorado em futuros trabalhos. Também aplicações onde se tem cargas fortemente desbalanceadas é uma condição que merece um maior esmero.

Na análise experimental pode-se abordar o emprego do conversor de sete-braços nos sistemas de energia ininterrupta mostrando os ganhos obtidos, que neste trabalho foram apresentados somente em simulações, e o funcionamento do conversor e controle elaborados. Bem também, o emprego

desse tipo de conversor alimentando cargas monofásicas. O que pode ser complementado em outros trabalhos é a implementação prática dessa solução apresentada.

Algumas condições de falhas foram observadas, mas cabe ainda uma análise e avaliação de tipos de faltas possíveis em um sistema UPS.

Apêndice A

Demonstração matemática da equivalência entre os métodos

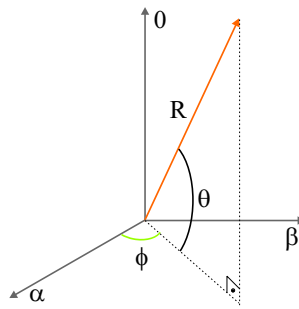
O objetivo dessa seção é demonstrar que o método apresentado baseado em portadora é equivalente ao 3D simetricamente alinhado.

A.1 *Baseado em portadora é equivalente ao SVPWM-3D*

Uma forma de demonstrar esta equivalência pode ser obtida empregando a transformada abc - $\alpha\beta 0$ e coordenadas esféricas. A matriz de conversão do sistema abc para $\alpha\beta 0$ é a apresentada abaixo.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2\sqrt{2}} & \frac{1}{2\sqrt{2}} & \frac{1}{2\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{af} \\ V_{bf} \\ V_{cf} \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

Usando a Figura A.1, na qual um vetor de referência foi representado no sistema $\alpha\beta 0$, é possível transformar cada um dos eixos em sua referente coordenada esférica, conforme segue.

Figura A.1: Vetor de Tensão em $\alpha\beta 0$

$$V_{\alpha} = R \cos \theta \cos \phi$$

$$V_{\beta} = R \cos \theta \sin \phi$$

$$V_0 = R \sin \theta$$

Serão feitas as duas abordagens considerando a fase c e no final os resultados obtidos serão comparados.

A.1.1 Aplicando o método algébrico para o portadora

Conforme deduções já apresentadas, tem-se:

$$\begin{aligned} \tau_c &= \frac{T_{pwm}}{2} + \frac{V_{cn}}{E} T_{pwm} \\ V_{cn} &= V_{cf} + V_{fn} \end{aligned} \tag{A.2}$$

Considerando a situação de carga balanceada para o $P1$ pode-se dizer que:

$$V_{fn} = \frac{-(V_{af} + V_{cf})}{2} \tag{A.3}$$

Resolvendo o sistema da equação A.1 e expressando as tensões de fase da equação A.3 em

coordenadas esféricas tem-se:

$$V_{af} = R(\cos \theta \cos \phi + \sqrt{2} \sin \theta) \quad (\text{A.4})$$

$$V_{cf} = \frac{-R}{2}(\cos \theta \cos \phi + \sqrt{3} \cos \theta \sin \phi - 2\sqrt{2} \sin \theta) \quad (\text{A.5})$$

Substituindo as equações A.4 e A.5 na equação A.3 obtém-se:

$$\begin{aligned} V_{fn} &= -\frac{R(\cos \theta \cos \phi + \sqrt{2} \sin \theta) - \frac{R}{2}(\cos \theta \cos \phi + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta \sin \phi - 2\sqrt{2} \sin \theta)}{2} \\ V_{fn} &= -\frac{R}{2}\left(\frac{\cos \theta \cos \phi}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta \sin \phi + 2\sqrt{2} \sin \theta\right) \end{aligned}$$

Voltando a equação A.2 e substituindo os termos V_{fn} encontrado acima e V_{cf} definido na equação A.5, tem-se:

$$V_{cn} = \frac{-R}{2}(\cos \theta \cos \phi + \sqrt{3} \cos \theta \sin \phi - 2\sqrt{2} \sin \theta) - \frac{R}{2}\left(\frac{\cos \theta \cos \phi}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta \sin \phi + 2\sqrt{2} \sin \theta\right)$$

Por fim, simplificando a expressão acima, chega-se na equação de V_{cn}

$$V_{cn} = -\frac{R}{2}\left(\frac{3}{2} \cos \theta \cos \phi + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \theta \sin \phi\right) \quad (\text{A.6})$$

A.1.2 Aplicando o método algébrico para o 3D

O desenvolvimento das equações tem como base as etapas empregadas no método 3D para determinação dos tempos de condução. As mesmas escolhas feitas para o método de portadora estão sendo seguidas aqui.

A matriz de conversão de coordenadas apresentadas na equação A.1 pode ser usada para se determinar a transformada inversa, do sistema $\alpha\beta 0$ para abc , como abaixo:

$$\frac{3}{2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2\sqrt{2}} & \frac{1}{2\sqrt{2}} & \frac{1}{2\sqrt{2}} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{af} \\ V_{bf} \\ V_{cf} \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

A equação A.7, dividindo ambos lados pelo termo E , pode ser usada para determinar o cálculo

duty-cycles, para um dado vetor de comando.

$$\begin{bmatrix} D1 \\ D2 \\ D3 \end{bmatrix} = \frac{1}{E} \frac{3}{2} M \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

Onde,

$$\begin{aligned} D1 &= \frac{V_{af}}{E} \\ D2 &= \frac{V_{bf}}{E} \\ D3 &= \frac{V_{cf}}{E} \\ 1 &= D0 + D1 + D2 + D3 \end{aligned} \quad (\text{A.9})$$

e M é a matriz de decomposição formada pela inversa da matriz constituída pelos vetores ativos existentes no tetraedro.

Para comprovar a equivalência entre os dois métodos, serão calculados os duty-cycles para um vetor de referência, que se encontra no $P1$ e $T1$. Neste tetraedro os vetores ativos são $V8$, $V9$ e $V13$. Então pode-se definir a matriz de decomposição, conforme segue.

$$M1 = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 & \frac{2\sqrt{2}}{3} \\ \frac{1}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{2\sqrt{2}}{3} \\ 0 & \frac{2\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.10})$$

Utilizando a equação A.8 é possível determinar os duty-cycles conforme apresentado a seguir.

$$\begin{aligned} D1 &= \frac{3}{2E} \left(\frac{2}{3} V_\alpha + \frac{2\sqrt{2}}{3} V_0 \right) \\ D2 &= \frac{3}{2E} \left(\frac{1}{3} V_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{3} V_\beta - \frac{2\sqrt{2}}{3} V_0 \right) \\ D3 &= \frac{3}{2E} \left(\frac{2\sqrt{3}}{3} V_\beta \right) \end{aligned}$$

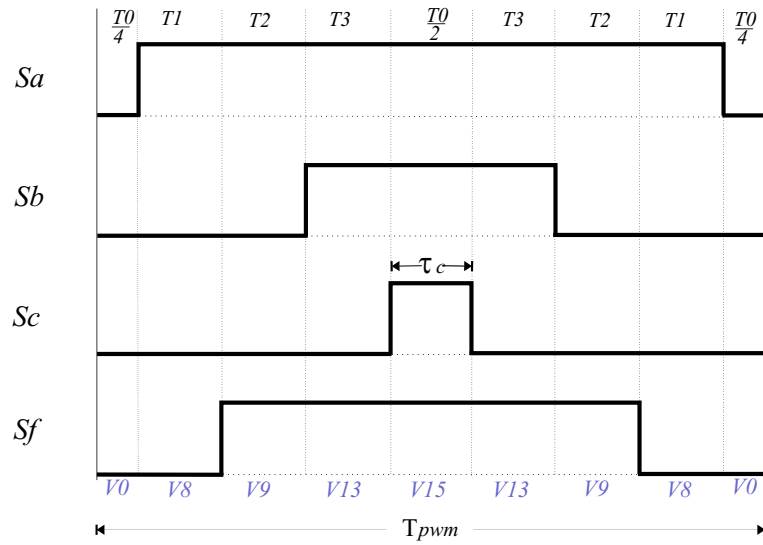


Figura A.2: Padrão de chaveamento simetricamente alinhado

Observando a Figura A.2 percebe-se que o período que a chave S_c permanecerá ligada é dado pelo tempo $\frac{T_0}{2}$. Como foi escolhida a fase C para deduzir as equações anteriores, será preciso determinar esse intervalo de tempo através da equação A.9.

$$\begin{aligned}\tau_c &= \frac{T_0}{2} \\ T_0 &= D_0 T_{pwm}\end{aligned}\tag{A.11}$$

Utilizando a matriz $M1$ chega-se na seguinte expressão:

$$D_0 = 1 - \frac{(3V_\alpha - \sqrt{3}V_\beta)}{2E}$$

Convertendo os valores V_α e V_β em seus respectivos valores em as coordenadas esféricas, tem-se:

$$D_0 = 1 - \frac{3(R \cos \phi \cos \theta)}{2E} - \frac{\sqrt{3}(R \cos \theta \sin \phi)}{2E}\tag{A.12}$$

Agora substituindo a equação A.12 em A.11 chega-se:

$$\tau_c = \frac{T_{pwm}}{2} + \left[\frac{R}{2} \left(-\frac{3}{2}(R \cos \phi \cos \theta) - \frac{\sqrt{3}}{2}(R \cos \theta \sin \phi) \right) \right] \frac{T_{pwm}}{E}\tag{A.13}$$

Olhando para equação apresentada acima e para a equação A.2, percebe-se, claramente, que o termo entre colchetes representa o valor da tensão V_{cn} .

Assim,

$$V_{cn} = \frac{R}{2} \left(-\frac{3}{2} (R \cos \phi \cos \theta) - \frac{\sqrt{3}}{2} (R \cos \theta \sin \phi) \right) \quad (\text{A.14})$$

Por fim, retornando na equação A.6 conclui-se que o método baseado em portadora é equivalente ao método SVPWM-3D.

Referências Bibliográficas

- [1] Maurício Aredes. Active power lines conditioners. *Doctor dissertation-University of Berlin*, March 2003.
- [2] F. Botterón, R.F de Camargo, H.L. Hey e et al. On the space vector modulation and limiting algorithms for three-phase four-leg voltage source inverter in abc coordinates. *in Proc. PESC'02*, 1:232–237, 2002.
- [3] V.H. Prasad, D. Boroyevich e R. Zhang. Analysis and comparison of space vector modulation schemes for a four-leg inverter. *in Proc. IEEE-APEC'97 Conf.*, pages 864–871, 1997.
- [4] M.J. Ryan, R.D. Lorenz e R.W. De Doncker. Modeling of sinewave inverters: A geometric approach. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 46:1183–1191, December 1999.
- [5] J-Hwan Kim e Seung-Ki Sul. A carrier-based PWM method for three-phase four-leg voltage source converters. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 19(1):66–75, January 2004.
- [6] J-Hwan Kim e Seung-Ki Sul. Overmodulation strategy for a three-phase four-leg voltage source converter. *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, 2004.
- [7] S.M. Ali e M.P. Kazmierkowski. PWM voltage and current control of four-leg VSI. *in Proc. IEEE ISIE'98 Conf.*, pages 196–201, 1998.
- [8] D. Shen e P.W. Lehn. Fixed-frequency space-vector-modulation control for three-phase four-leg active power filters. *in Proc. Inst Elect. Eng.*, 149:268–274, July 2002.
- [9] Jang-Hwan Kim, Seung-Ki Sul, Hyosung Kim e Jun-Keun Ji. A PWM strategy for four-leg voltage source converters and applications to a novel line interactive ups in a three-phase four-wire system. *IEEE Trans. on Power Electronics*.

- [10] Cláudio H.F. Felix. Controle digital de uma ups trifásica. *Master's thesis-PPGEE-UFMG*, (337), Fevereiro 2003.
- [11] Leandro Oliveira. Desenvolvimento de um sistema de energia ininterrupta monofásico. *Master's thesis-PPGEE-UFMG*, (387), Outubro 2003.
- [12] M.J. Ryan, R.W. De Doncker e R.D. Lorenz. Decoupled control of a four-leg inverter via a new 4x4 transformation matrix. *IEEE Trans. Power Electron.*, 16(5):694–701, September 2001.
- [13] Ahmet M.Hava, Russel J.Kerkman e Thomas A.Lipo. Simple analytical and graphical methods for carrier-based PWM-VSI drives. *in Proc. PESC'02*, 14(1), January 1999.
- [14] H.Pinheiro, F. Botterón, C.Rech, L.Schuch, R.F.Camargo, H.L.Hey, H.A.Gründling, e J.R.Pinheiro. Modulação space vector para inversores alimentados em tensão: uma abordagem unificada. 2004.
- [15] R. Zhang, V.H. Prasad, D. Boroyevich e F.C Lee. Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters. *IEEE Trans. Power Electron.*, 17(1):314–325, May 2002.
- [16] F. Botterón, R.F de Camargo, H.L. Hey e et al. New limiting algorithms for space vector modulated three-phase four-leg voltage source inverter. *in Proc. PESC'02*, 1:232–237, 2002.
- [17] Pedro Rodríguez, Josep Barcells, Rafael Pindado e Manel Lamich. Power terms involved in the control of shunt active power filters under non-sinusoidal and unbalanced conditions. *L'Energia Elettrica*, 81, 2004.
- [18] C.A. Quinn e Ned Mohan. Active filtering of harmonic currents in three-phase, four-wire systems with three-phase and single-phase nonlinear loads. *in Proc. IEEE-APEC'93 conf.*, pages 841–846, 1993.
- [19] Juinne-Ching Liao e Sheng-Nian Yeh. A novel instantaneous power control strategy and analytical model for integrated rectifier/inverter systems. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 15(6), November 2000.
- [20] Hansruedi Bühler. Réglages échantillonnés. *Presses polytechniques*.

-
- [21] Mariusz Malinowski, Marian P.Kazmierkowski e Andrzej M. Trzynadlowski. A comparative study of control techniques for PWM rectifiers in ac adjustable speed drives. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 18(6), November 2003.