WALTER PEREIRA DA SILVA JÚNIOR

**CONVERSORES DO TIPO FONTE DE TENSÃO TRIFÁSICO
COM QUATRO FIOS: PROPOSTA DE IMPLEMENTAÇÃO
E ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO POR LARGURA DE
PULSO**

Dissertação apresentada à Escola Politécnica
da Universidade de São Paulo para obtenção
do Título de Mestre em Engenharia.

São Paulo
2007

WALTER PEREIRA DA SILVA JÚNIOR

**CONVERSORES DO TIPO FONTE DE TENSÃO TRIFÁSICO
COM QUATRO FIOS: PROPOSTA DE IMPLEMENTAÇÃO
E ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO POR LARGURA DE
PULSO**

Dissertação apresentada à Escola Politécnica
da Universidade de São Paulo para obtenção
do Título de Mestre em Engenharia.

Área de Concentração:
Sistemas de Potência

Orientador:
Prof. Dr. Lourenço Matakas Júnior

São Paulo
2007

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

FICHA CATALOGRÁFICA

Silva Júnior, Walter Pereira da

Conversores do tipo fonte de tensão trifásico com quatro fios: propostas de implementação e estratégia de modulação por largura de pulso / W.P. da Silva Júnior. -- São Paulo, 2007. 72 p.

Dissertação (Mestrado) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

1.Conversores elétricos 2.Controle digital de conversores I.Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II.t.

*A Deus por direcionar os
meus passos e fortalecer a
minha vida.*

*A minha esposa Ana Cristina e
meus filhos Marcus, Pamella e
Geovanna pelo apoio e carinho.*

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Dr. Lourenço Matakas Júnior pela orientação, pelos ensinamentos e pela oportunidade de realização deste trabalho.

Ao Prof. Dr. Walter Kaiser e Prof. Dr. Wilson Komatsu pelos ensinamentos e pela oportunidade de cursar o programa de pós-graduação.

Ao Antônio Ricardo Giaretta pela obtenção dos resultados experimentais.

Aos membros da banca examinadora pelas sugestões e oportunidade de melhoria neste trabalho.

Aos amigos da Naticom Ltda pela colaboração e o apoio.

Aos amigos da Tecnotrafo Ltda pelo apoio.

Aos meus irmãos pelo incentivo e apoio.

RESUMO

O número crescente de cargas baseadas em conversores eletrônicos criou a preocupação com a distorção harmônica em sistemas de energia elétrica. Qualidade de energia é um assunto importante tanto para as companhias distribuidoras e geradoras de energia elétrica como para os consumidores. A utilização de equipamentos para a eliminação de harmônicos tornou-se necessária e são diversas as soluções possíveis. Em sistemas trifásicos com quatro fios, os filtros ativos de potência e os sistemas de energia ininterrupta são equipamentos empregados para a melhoria da qualidade de energia elétrica. Tais equipamentos apresentam em sua estrutura um conversor trifásico com quatro fios podendo ser do tipo fonte de tensão ou fonte de corrente. Este estudo propõe uma estratégia para a minimização da ondulação das correntes de linha e de neutro em um conversor do tipo fonte de tensão trifásico com quatro fios. A estratégia consiste em injetar uma tensão de sequência zero nas referências dos blocos PWM's que não altere o valor médio da corrente, mas somente a sua ondulação. Propõe-se uma metodologia que possibilita a escolha de um valor ótimo para a tensão de sequência zero. São também apresentados a região dos vetores sintetizáveis, a análise da tensão de saída e o modelamento do conversor. Propõe-se uma estratégia de controle de corrente com reguladores PI para um sistema trifásico com quatro fios usando conversor com quatro fios. O comportamento do conversor é verificado por simulações numéricas e resultados experimentais, confirmando o desempenho da estratégia de PWM proposta.

ABSTRACT

The growing number of power electronics-based loads has created concern about harmonic distortion in electric systems. Power quality is an important issue both for utilities and consumers. The use of harmonic filtering equipment has become necessary and many solutions have been studied. In three phase systems, active power filters and uninterruptible power supply are used for improving power quality. These equipments present in their topologies a three-phase four-wire voltage source converter or three-phase four-wire current source converter. This study proposes a strategy for the minimization of the line and neutral ripple current of a three-phase four-wire Voltage Source Converter. The strategy consists of injecting an instantaneous zero sequence to the references of a triangular carrier PWM that does not affects the local average of the converter output voltages, but only the ripple currents. A methodology to evaluate the instantaneous optimal value of the injected zero sequence voltage is presented. The locus of the synthesizable voltage vectors and the modeling of the converter are also shown. It presents a strategy of current control for three-phase four-wire systems using three-phase four-wire converter. The behavior of the converter is verified by numerical simulation and experimental results, confirming the performance of the proposed PWM strategy.

SUMÁRIO

RESUMO.....	vii
ABSTRACT.....	viii
SUMÁRIO.....	ix
LISTA DE ABREVIATURAS	xii
LISTA DE SÍMBOLOS.....	xiv
LISTA DE TABELAS.....	xx
LISTA DE FIGURAS.....	xxi
CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO.....	1
CAPÍTULO 2 – CONVERSORES DO TIPO FONTE DE TENSÃO TRIFÁSICO COM QUATRO FIOS.....	4
2.1 Estrutura dos Conversores.....	4
2.2 Modelo Matemático do Conversor (VSC3P4W-FL).....	5
2.2.1 Componentes Balanceadas.....	8
2.2.2 Componente de Seqüência Zero.....	10
2.2.3 Modelo Matemático Completo do Conversor.....	11

2.3 Análise da Tensão de Saída.....	13
2.3.1 Conversor com Três Braços com Quatro Fios (VSC3P4W-CCP).....	14
2.3.2 Conversor com Quatro Braços com Quatro Fios (VSC3P4W-FL).....	18
 CAPÍTULO 3 – ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO (PWM).....	 22
3.1 Modulação com Portadora Triangular.....	22
3.2 PWM Trifásico para Conversor com Quatro Fios (VSC3P4W-FL)	24
3.3 Relação entre Modulação com Portadora Triangular e Modulação Vetorial.....	26
3.4 Modulação com Portadora Triangular com Injeção de um Sinal de Seqüência Zero.....	30
 CAPÍTULO 4 – OTIMIZAÇÃO DA TENSÃO DE SEQÜÊNCIA ZERO..	 33
4.1 Definição do Problema de Otimização.....	33
4.2 Solução Gráfica da Otimização.....	34
4.3 Obtenção da Tensão de Seqüência Zero Ótimo por Processo Gráfico.....	35
 CAPÍTULO 5 – PROPOSTA DE ESTRATÉGIA DE CONTROLE DE CORRENTE.....	 38
 CAPÍTULO 6 – SIMULAÇÕES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	 41
6.1 Parâmetros do Conversor para as Simulações e Experimento.....	41
6.2 Arranjo Experimental.....	42

6.3 Efeito da Indutância de Neutro na Ondulação das Correntes.....	44
6.3.1 Conversor (VSC3P4W-CCP).....	44
6.3.2 Conversor (VSC3P4W-FL).....	45
6.4 Efeito da Injeção de Sequência Zero.....	45
6.5 Desempenho da Malha de controle de Corrente Propostas.....	52
 CAPÍTULO 7 – CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA A CONTINUIDADE DO TRABALHO.....	54
 APÊNDICE – CONJUNTO DE GRÁFICOS PARA CONVERSOR (VSC3P4W-FL).....	56
 LISTA DE EFÊRENCIAS.....	69

LISTA DE ABREVIATURAS

A/D	Conversor Analógico – Digital
ASR	PWM por “Amostragem Regular e Assimétrica” (Asymmetrical Regular Sampling)
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Continua
CPU	Unidade Central de Processamento (Central Process Unit)
CPWM	Modulação por Largura de Pulso com Portadora Triangular (Carrier Based Pulse Width Modulation)
D/A	Conversor Digital – Analógico
DSP	Digital Signal Processor
EPUSP	Escola Politécnica da Universidade de São Paulo
EVM	Modulo de Avaliação (Evaluation Module)
FFT	Fast Fourier Transformer
HB	Meia Ponte (Half Bridge)
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistors
LGR	Lugar Geométrico das Raízes
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo MOS (Metal Oxide Semiconductor)
NS	PWM por “Amostragem Natural” (Natural Sampling)
PI	Controlador Proporcional Integral
PU	Valores por unidade (Per unit value)
PWM	Modulação por Largura de Pulso (Pulse Width Modulation)
RMS	Raiz Media Quadrática (Root Mean Square) = Valor Eficaz

SRS	PWM por “Amostragem Regular e Simétrica” (Symmetrical Regular Sampling)
SVPWM	Modulação por Largura de Pulso Vetorial (Space Vector Pulse Width Modulation)
THD	Distorção Harmônica Total (Total Harmonic Distortion) definida como razão da raiz media quadrática do conteúdo harmônico pelo valor da raiz media quadrática da grandeza fundamental, expressa como porcentagem da fundamental
VSC	Conversor do tipo Fonte de Tensão (Voltage Source Converter)
UPS	Sistemas de Energia Ininterrupta (Uninterruptible Power Supply)
VSC3P3W	Conversor do Tipo Fonte de Tensão Trifásico com Três Fios (Voltage Source Converter Three Phase Four Wire)
VSC3P4W	Conversor do Tipo Fonte de Tensão Trifásico com Quatro Fios (Voltage Source Converter Three Phase Four Wire)
VSC3P4W-CCP	Conversor do Tipo Fonte de Tensão Trifásico com Três Braços com Quatro Fios com Capacitor no Ponto Central (Voltage Source Converter Three Phase Four Wire Capacitor Center Point)
VSC3P4W-FL	Conversor do Tipo Fonte de Tensão Trifásico com Quatro Braços com Quatro Fios (Voltage Source Converter Three Phase Four Wire Four Leg)

LISTA DE SÍMBOLOS

B	Matriz 3×3 de coeficientes
C	Capacitância de linha
Carga	Carga do conversor
f	Frequência da portadora triangular
i_R	Corrente na fase R do conversor
i_{R_ref}	Corrente injetada para a fase R
i_{R_medido}	Corrente imposta pelo conversor para a fase R
i_S	Corrente na fase S do conversor
i_{S_ref}	Corrente injetada para a fase S
i_{S_medido}	Corrente imposta pelo conversor para a fase S
i_T	Corrente na fase T do conversor
i_{T_ref}	Corrente injetada para a fase T
i_{T_medido}	Corrente imposta pelo conversor para a fase T
i_N	Corrente na fase N do conversor
i_{N_medido}	Corrente imposta pelo conversor para o neutro
i_{Rb}	Componente balanceada da corrente na fase R do conversor
i_{Sb}	Componente balanceada da corrente na fase S do conversor
i_{Tb}	Componente balanceada da corrente na fase T do conversor

i_Z	Corrente de seqüência zero do conversor
i_{0_ref}	Corrente de seqüência zero de referência injetada
I	Matriz _{4x1} de correntes de fase e neutro do conversor
I_b	Matriz _{3x1} de correntes de fase balanceada do conversor
I_C	Função custo
I_Z	Matriz _{4x1} de correntes de seqüência zero do conversor
Δi_{RMSk}	Valor eficaz da ondulação de corrente na fase K
$\Delta i_R(t)$	Ondulação instantânea da corrente na fase R
$\Delta i_S(t)$	Ondulação instantânea da corrente na fase S
$\Delta i_T(t)$	Ondulação instantânea da corrente na fase T
$\Delta i_N(t)$	Ondulação instantânea da corrente na fase N
k_p	Ganho do controlador PI
L	Indutância de acoplamento em cada uma das fases na entrada do conversor
m	Índice de modulação
L_N	Indutância de acoplamento no condutor neutro do conversor
p	Número de pulsos de chaveamento por período da portadora
R, S, T	Os três braços do conversor VSC3P4W-CCP
R, S, T, N	Índice relativos aos quatros braços do conversor VSC3P4W-FL
R+ , R -	Índices relativos às chaves do braço da fase R do conversor
S+ , S -	Índices relativos às chaves do braço da fase S do conversor
T+ , T -	Índices relativos às chaves do braço da fase T do conversor

$N+, N-$	Índices relativos às chaves do braço da fase N do conversor
t	Tempo
T_i	Tempo de integração do controlador PI
t_0, t_7	Intervalo de tempo dos vetores nulos para conversor (VSC3P4W-CCP)
t_0, t_{15}	Intervalo de tempo dos vetores nulos para conversor (VSC3P4W-FL)
T	Período da portadora triangular
$T^{-1} = T^T$	Transformação de ortogonalidade
v_{RX}	Tensão da fase R do conversor, referenciada a X
v_{SX}	Tensão da fase S do conversor, referenciada a X
v_{TX}	Tensão da fase T do conversor, referenciada a X
v_{NX}	Tensão de neutro do conversor, referenciada a X
v_{RX_ref}	Sinal de Referência do PWM da fase R, referenciado a X
v_{SX_ref}	Sinal de Referência do PWM da fase S, referenciado a X
v_{TX_ref}	Sinal de Referência do PWM da fase T, referenciado a X
v_{NX_ref}	Sinal de Referência do PWM da fase N, referenciado a X
v_Z	Tensão de seqüência zero do conversor trifásico
v_{0_ref}	Tensão de seqüência zero de referência injetada
v_0	Tensão de seqüência zero injetada
$v_{0\_ref\_min}$	Tensão de seqüência zero de referência mínima injetada
$v_{0\_ref\_max}$	Tensão de seqüência zero de referência máxima injetada
$v_{0\_ref\_otimo}$	Tensão de seqüência zero de referência ótimo injetada

$v_{0\_ref\_SV}$	Tensão de sequência zero de referência utilizada na modulação vetorial (SVPWM)
v_{CR}	Tensão na carga da fase R, referenciada a Y
v_{CS}	Tensão na carga da fase S, referenciada a Y
v_{CT}	Tensão na carga da fase T, referenciada a Y
v_{CN}	Tensão na carga de neutro, referenciada a Y
$v_{Rb}(t)$	Tensão instantânea balanceada da fase R, referenciada a W
$v_{Sb}(t)$	Tensão instantânea balanceada da fase S, referenciada a W
$v_{Tb}(t)$	Tensão instantânea balanceada da fase T, referenciada a W
v_d	Metade da tensão do barramento no lado CC
$\vec{V}$	Projeção do vetor espacial no plano $\alpha\beta$
$\vec{V}_X$	Vetor para o sistema trifásico com três fios
$\vec{V}_{X\_ref}$	Vetor de referência para o sistema trifásico com três fios
$\vec{V}_\delta, \vec{V}_Y, \vec{V}_\lambda$	Vetores próximos a $\vec{V}_X$
$\vec{V}_\alpha, \vec{V}_\beta$	Vetores componentes do vetor $\vec{V}_X$ no plano $\alpha\beta$
$\vec{V}_0, \vec{V}_7$	Vetores nulos para conversor (VSC3P4W-CCP)
$\vec{V}_0, \vec{V}_{15}$	Vetores nulos para conversor (VSC3P4W-FL)
$\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_7$	Vetores ativos para o tetraedro 1
$\vec{V}_{1\alpha\beta}$	Vetor $\vec{V}_1$ projetado no plano $\alpha\beta$
$\vec{V}_{2\alpha\beta}$	Vetor $\vec{V}_2$ projetado no plano $\alpha\beta$

$\overrightarrow{V_{3\alpha\beta}}$	Vetor $\overrightarrow{V_3}$ projetado no plano $\alpha\beta$
$\overrightarrow{V_{4\alpha\beta}}$	Vetor $\overrightarrow{V_4}$ projetado no plano $\alpha\beta$
$\overrightarrow{V_{5\alpha\beta}}$	Vetor $\overrightarrow{V_5}$ projetado no plano $\alpha\beta$
$\overrightarrow{V_{6\alpha\beta}}$	Vetor $\overrightarrow{V_6}$ projetado no plano $\alpha\beta$
v_{ref}	Tensão de referência para PWM
v_{pwm}	Tensão na saída bloco PWM monofásico
v_{pwm_RX}	Tensão na saída do bloco PWM para a fase R
v_{pwm_SX}	Tensão na saída do bloco PWM para a fase S
v_{pwm_TX}	Tensão na saída do bloco PWM para a fase T
v_{pwm_NX}	Tensão na saída do bloco PWM para o neutro
$v_{\delta X}$	Tensão do conversor para as fases $\delta = R, S, T$ e neutro
$v_{pwm\delta}$	Tensão do PWM para as fases $\delta = R, S, T$ e neutro
θ	Ângulo do Vetor $\overrightarrow{V}$
V	Amplitude do Vetor $\overrightarrow{V}$
V_X	Matriz _{4x1} de $v_{RX} ; v_{SX} ; v_{TX} ; 0$
V_C	Matriz _{4x1} de v_C
V_{Cb}	Matriz _{3x1} de $v_{CR} ; v_{CS} ; v_{CT}$
V_{CN}	Matriz _{4x1} de v_{CN}
V_Z	Matriz _{4x1} de v_Z

V_b	Matriz $_{3 \times 1}$ de v_{Rb} ; v_{Sb} ; v_{Tb}
C	Matriz $_{4 \times 4}$ da equação 2.10
D	Matriz $_{4 \times 4}$ da equação 2.13
E	Matriz $_{4 \times 4}$ da equação 2.13
F	Matriz $_{4 \times 4}$ da equação 2.15
G	Matriz $_{4 \times 4}$ da equação 2.15
X	Referência X utilizada na modelagem do conversor
Y	Referência Y utilizada na modelagem do conversor
W	Referência W utilizada na modelagem do conversor
“+”	Ponto mínimo de v_{0_ref} obtido pela análise gráfica
“*”	$v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_SV}$

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1	Tabela das tensões de saída para VSC3P4W-CCP e seus vetores espaciais	14
Tabela 2.2	Tabela das tensões de saída para VSC3P4W-FL e seus vetores espaciais	19
Tabela 3.1	Relação entre os valores das Tensões trifásicas para as seis regiões triangulares no plano $\alpha\beta$	27
Tabela 3.2	Seqüência de vetores para meio período da portadora	28
Tabela 3.3	Seqüência de vetores para os vinte e quatro tetraedros para meio período da portadora	29
Tabela 6.1	Parâmetros usados nas simulações	41
Tabela 6.2	Parâmetros usados nos experimentos	41

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	Estrutura da dissertação - Diagrama de blocos	3
Figura 2.1	Conversor do tipo fonte de tensão trifásico com três braços com quatro fios com capacitor no ponto central (VSC3P4W-CCP)	4
Figura 2.2	Conversor do tipo fonte de tensão trifásico com quatro braços com quatro fios (VSC3P4W-FL)	5
Figura 2.3	Conversor VSC3P4W-FL como conexão ideal de quatro fontes de tensões independentes	6
Figura 2.4	Conversor VSC3P4W-FL conectado a uma carga	6
Figura 2.5	Conversor com as tensões divididas nas componentes balanceadas e de sequência zero com deslocamento de fontes	8
Figura 2.6	Sistemas de coordenadas $\alpha\beta 0$ e RST	14
Figura 2.7	Vetores espaciais com coordenadas em valores por unidade relativas a v_d das tensões de fase para conversor VSC3P4W-CCP	15
Figura 2.8	Lugar geométrico dos vetores de tensão sintetizáveis para VSC3P4W-CCP	15
Figura 2.9	Lugar geométrico dos vetores de tensão sintetizáveis para VSC3P4W-CCP no sistemas de coordenadas $\alpha\beta 0$ e RST	16
Figura 2.10	O plano $\alpha\beta$, que é o local dos vetores que satisfazem ' $v_{RX} + v_{SX} + v_{TX} = 0$ '; o sistemas de coordenadas $\alpha\beta 0$ e RST; a interseção do cubo e o plano $\alpha\beta$ e a projeção do cubo no plano $\alpha\beta$	17
Figura 2.11	Hexágono externo: Projeção do cubo no plano $\alpha\beta$. Hexágono interno: Interseção do cubo e o plano $\alpha\beta$	18
Figura 2.12	Vetores espaciais (com coordenadas em pu) das tensões de fase para conversor VSC3P4W-FL	20
Figura 2.13	Lugar geométrico dos vetores de tensão sintetizáveis para conversor (VSC3P4W-FL)	21

Figura 3.1	PWM por amostragem natural (NS)	22
Figura 3.2	Diagrama de blocos para PWM por amostragem natural (NS)	23
Figura 3.2	PWM por amostragem regular e simétrica (SRS)	23
Figura 3.4	PWM por amostragem regular e assimétrica (ARS)	23
Figura 3.5	Diagrama de blocos para a estratégia de modulação com portadora triangular independentes	24
Figura 3.6	Formas de onda simuladas para CPWM aplicada ao conversor (VSC3P4W-FL) com a mesma portadora triangular, para os valores de referência $v_{RX\_ref}(t)$, $v_{SX\_ref}(t)$, $v_{TX\_ref}(t)$, $v_{NX\_ref}(t)$ e as tensões PWM do conversor $v_{pwm\_RX}(t)$, $v_{pwm\_SX}(t)$, $v_{pwm\_TX}(t)$, $v_{pwm\_NX}(t)$.	25
Figura 3.7	Hexágono externo: seis regiões triangulares no plano $\alpha\beta$	26
Figura 3.8	Diagrama de blocos para a estratégia de modulação com portadora triangular com injeção de um sinal de sequência zero	30
Figura 3.9	Formas de onda simuladas para CPWM aplicada ao conversor (VSC3P4W-FL), mostrando um período da portadora (T) com a mesma portadora triangular. Coluna (a) com valores de referência $v_{RX\_ref}(t)$, $v_{SX\_ref}(t)$, $v_{TX\_ref}(t)$, $v_{NX\_ref}(t)$, Tensões PWM do conversor $v_{pwm\_RX}(t)$, $v_{pwm\_SX}(t)$, $v_{pwm\_TX}(t)$, $v_{pwm\_NX}(t)$, ondulações de correntes de linha $i_{RX}(t)$, $i_{SX}(t)$, $i_{TX}(t)$, $i_{NX}(t)$. Coluna (b) mesmos sinais de (a), somando-se $v_{Z\_ref} (< 0)$ nas referências $v_{RX\_ref}(t)$, $v_{SX\_ref}(t)$, $v_{TX\_ref}(t)$	32
Figura 4.1	Escolha dos vetores no plano $\alpha\beta$	35
Figura 4.2	Curvas de $(i_{RMS} \times v_{Z\_ref})$ para $\theta = 30^\circ$ e $v = \frac{1}{3} \cdot v_d$. $v_{NX\_ref} = -1.0$ (preto), $v_{NX\_ref} = -0.5$ (magenta) $v_{NX\_ref} = 0$ (verde), $v_{NX\_ref} = 0.5$ (vermelho) e $v_{NX\_ref} = 1.0$ (azul) “+” ponto mínimo de (v_{Z_ref}) obtido pela análise gráfica “*” ponto ótimo de $(v_{Z\_ref} = v_{Z\_ref\_SV})$ obtido pela equação 4.4	37
Figura 5.1	Diagrama de blocos das malhas independentes de controle de corrente para conversor (VSC3P4W-CCP)	38

Figura 5.2	Diagrama de blocos das malhas independentes de controle de corrente para conversor (VSC3P4W-FL)	39
Figura 5.3	Diagrama de blocos das malhas independentes de controle de corrente para conversor (VSC3P4W-FL) com a técnica de PWM com injeção de sequência zero	40
Figura 6.1	Circuito experimental para conversor (VSC3P4W-CCP)	42
Figura 6.2	Circuito experimental para conversor (VSC3P4W-FL)	42
Figura 6.3	Diagrama de blocos do protótipo	43
Figura 6.4	Foto do protótipo – identificação dos módulos	43
Figura 6.5.a	Resultado de Simulação – Caso 1 (Conversor VSC3P4W-CCP) Ondulação de corrente de linha “T” e neutro e seus respectivos espectros. $L_N = 0$; $v_z = 0$.	47
Figura 6.5.b	Resultado Experimental – Caso 1 (Conversor VSC3P4W-CCP) Ondulação de corrente de linha “T” e neutro e seus respectivos espectros. $L_N = 0$; $v_z = 0$.	47
Figura 6.6.a	Resultado de Simulação – Caso 2 (Conversor VSC3P4W-CCP) Ondulação de corrente de linha “T” e neutro e seus respectivos espectros. $L_N = L$; $v_z = 0$.	48
Figura 6.6.b	Resultado Experimental – Caso 2 (Conversor VSC3P4W-CCP) Ondulação de corrente de linha “T” e neutro e seus respectivos espectros. $L_N = L$; $v_z = 0$.	48
Figura 6.7.a	Resultado de Simulação – Caso 3 (Conversor VSC3P4W-FL) Ondulação de corrente de linha “T” e neutro e seus respectivos espectros. $L_N = 0$; $v_z = 0$; $v_{nx} = 0$.	49
Figura 6.7.b	Resultado Experimental – Caso 3 (Conversor VSC3P4W-FL) Ondulação de corrente de linha “T” e neutro e seus respectivos espectros. $L_N = 0$; $v_z = 0$; $v_{nx} = 0$.	49
Figura 6.8.a	Resultado de Simulação – Caso 4 (Conversor VSC3P4W-FL) Ondulação de corrente de linha “T” e neutro e seus respectivos espectros. $L_N = L$; $v_z = 0$; $v_{nx} = 0$.	50

Figura 6.8.b	Resultado Experimental – Caso 4 (Conversor VSC3P4W-FL) Ondulação de corrente de linha “T” e neutro e seus respectivos espectros. $L_N = L$; $v_Z = 0$; $v_{NX} = 0$.	50
Figura 6.9.a	Resultado de Simulação – Caso 5 (Conversor VSC3P4W-FL) Ondulação de corrente de linha “T” e neutro e seus respectivos espectros. $L_N = L$; v_{Z_SV} ; $v_{NX} = v_{Z\_SV}$.	51
Figura 6.9.b	Resultado Experimental – Caso 5 (Conversor VSC3P4W-FL) Ondulação de corrente de linha “T” e neutro e seus respectivos espectros. $L_N = L$; v_{Z_SV} ; $v_{NX} = v_{Z\_SV}$.	51
Figura 6.10	Circuito usado na simulação da malha de controle da corrente e injeção de sequência zero	52
Figura 6.11	Formas de onda das correntes impostas pelo conversor (i_{R_medido} , i_{S_medido} , i_{T_medido}) e dos sinais de referência (i_{R_ref} , i_{S_ref} , i_{T_ref})	53
Figura 6.12	Espectros das formas de onda das correntes impostas pelo conversor (i_{R_medido} , i_{S_medido} , i_{T_medido}) e dos sinais de referência (i_{R_ref} , i_{S_ref} , i_{T_ref})	54
Figura A.1.1	Gráficos de $(i_{RMS} \times v_{0\_ref})$ entre os ângulos (θ) de 15° à 30° , para $V \left(\frac{1}{3} \cdot v_d ; \frac{2}{3} \cdot v_d \text{ e } v_d \right)$, Para $v_{NX\_ref} = -1.0$ (preto), -0.5 (magenta), 0 (verde), 0.5 (vermelho), 1.0 (azul) “*” ponto ótimo ($v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_SV}$) obtido pela equação 4.4 “+” ponto mínimo (v_{0_ref}) obtido pela análise gráfica	59
Figura A.1.2	Gráficos de $(i_{RMS} \times v_{0\_ref})$ entre os ângulos (θ) de 45° à 60° , para $V \left(\frac{1}{3} \cdot v_d ; \frac{2}{3} \cdot v_d \text{ e } v_d \right)$, Para $v_{NX\_ref} = -1.0$ (preto), -0.5 (magenta), 0 (verde), 0.5 (vermelho), 1.0 (azul) “*” ponto ótimo ($v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_SV}$) obtido pela equação 4.4 “+” ponto mínimo (v_{0_ref}) obtido pela análise gráfica	60
Figura A.1.3	Gráficos de $(i_{RMS} \times v_{0\_ref})$ entre os ângulos (θ) de 75° à 90° , para $V \left(\frac{1}{3} \cdot v_d ; \frac{2}{3} \cdot v_d \text{ e } v_d \right)$, Para $v_{NX\_ref} = -1.0$ (preto), -0.5 (magenta), 0 (verde), 0.5 (vermelho), 1.0 (azul) “*” ponto ótimo ($v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_SV}$) obtido pela equação 4.4 “+” ponto mínimo (v_{0_ref}) obtido pela análise gráfica	61

- Figura A.1.4 Gráficos de $(i_{RMS} \times v_{0\_ref})$ entre os ângulos (θ) de 105° à 120° , para 62
 $V \left(\frac{1}{3} \cdot v_d ; \frac{2}{3} \cdot v_d \text{ e } v_d \right)$, Para $v_{NX\_ref} = -1.0$ (preto), -0.5 (magenta),
 0 (verde), 0.5 (vermelho), 1.0 (azul) “*” ponto ótimo ($v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_SV}$)
obtido pela equação 4.4 “+” ponto mínimo (v_{0_ref}) obtido pela análise gráfica
- Figura A.1.5 Gráficos de $(i_{RMS} \times v_{0\_ref})$ entre os ângulos (θ) de 135° à 150° , para 63
 $V \left(\frac{1}{3} \cdot v_d ; \frac{2}{3} \cdot v_d \text{ e } v_d \right)$, Para $v_{NX\_ref} = -1.0$ (preto), -0.5 (magenta),
 0 (verde), 0.5 (vermelho), 1.0 (azul) “*” ponto ótimo ($v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_SV}$)
obtido pela equação 4.4 “+” ponto mínimo (v_{0_ref}) obtido pela análise gráfica
- Figura A.1.6 Gráficos de $(i_{RMS} \times v_{0\_ref})$ entre os ângulos (θ) de 165° à 180° , para 64
 $V \left(\frac{1}{3} \cdot v_d ; \frac{2}{3} \cdot v_d \text{ e } v_d \right)$, Para $v_{NX\_ref} = -1.0$ (preto), -0.5 (magenta),
 0 (verde), 0.5 (vermelho), 1.0 (azul) “*” ponto ótimo ($v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_SV}$)
obtido pela equação 4.4 “+” ponto mínimo (v_{0_ref}) obtido pela análise gráfica
- Figura A.1.7 Gráficos de $(i_{RMS} \times v_{0\_ref})$ entre os ângulos (θ) de 195° à 210° , para 65
 $V \left(\frac{1}{3} \cdot v_d ; \frac{2}{3} \cdot v_d \text{ e } v_d \right)$, Para $v_{NX\_ref} = -1.0$ (preto), -0.5 (magenta),
 0 (verde), 0.5 (vermelho), 1.0 (azul) “*” ponto ótimo ($v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_SV}$)
obtido pela equação 4.4 “+” ponto mínimo (v_{0_ref}) obtido pela análise gráfica
- Figura A.1.8 Gráficos de $(i_{RMS} \times v_{0\_ref})$ entre os ângulos (θ) de 225° à 240° , para 66
 $V \left(\frac{1}{3} \cdot v_d ; \frac{2}{3} \cdot v_d \text{ e } v_d \right)$, Para $v_{NX\_ref} = -1.0$ (preto), -0.5 (magenta),
 0 (verde), 0.5 (vermelho), 1.0 (azul) “*” ponto ótimo ($v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_SV}$)
obtido pela equação 4.4 “+” ponto mínimo (v_{0_ref}) obtido pela análise gráfica
- Figura A.1.9 Gráficos de $(i_{RMS} \times v_{0\_ref})$ entre os ângulos (θ) de 255° à 270° , para 67
 $V \left(\frac{1}{3} \cdot v_d ; \frac{2}{3} \cdot v_d \text{ e } v_d \right)$, Para $v_{NX\_ref} = -1.0$ (preto), -0.5 (magenta),
 0 (verde), 0.5 (vermelho), 1.0 (azul) “*” ponto ótimo ($v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_SV}$)
obtido pela equação 4.4 “+” ponto mínimo (v_{0_ref}) obtido pela análise gráfica
- Figura A.1.10 Gráficos de $(i_{RMS} \times v_{0\_ref})$ entre os ângulos (θ) de 285° à 300° , para 68
 $V \left(\frac{1}{3} \cdot v_d ; \frac{2}{3} \cdot v_d \text{ e } v_d \right)$, Para $v_{NX\_ref} = -1.0$ (preto), -0.5 (magenta),
 0 (verde), 0.5 (vermelho), 1.0 (azul) “*” ponto ótimo ($v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_SV}$)
obtido pela equação 4.4 “+” ponto mínimo (v_{0_ref}) obtido pela análise gráfica

Figura A.1.11 Gráficos de $(i_{RMS} \times v_{0\_ref})$ entre os ângulos (θ) de 315° à 330° , para 69

$V \left(\frac{1}{3} \cdot v_d ; \frac{2}{3} \cdot v_d \text{ e } v_d \right)$, Para $v_{NX\_ref} = -1.0$ (preto), -0.5 (magenta),
 0 (verde), 0.5 (vermelho), 1.0 (azul) “*” ponto ótimo ($v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_SV}$)
 obtido pela equação 4.4 “+” ponto mínimo (v_{0_ref}) obtido pela análise gráfica

Figura A.1.12 Gráficos de $(i_{RMS} \times v_{0\_ref})$ entre os ângulos (θ) de 345° à 360° , para 70

$V \left(\frac{1}{3} \cdot v_d ; \frac{2}{3} \cdot v_d \text{ e } v_d \right)$, Para $v_{NX\_ref} = -1.0$ (preto), -0.5 (magenta),
 0 (verde), 0.5 (vermelho), 1.0 (azul) “*” ponto ótimo ($v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_SV}$)
 obtido pela equação 4.4 “+” ponto mínimo (v_{0_ref}) obtido pela análise gráfica

Capítulo 1 - Introdução

Apresentam-se a justificativa deste trabalho e seu objetivo. A estrutura da dissertação é apresentada em diagrama de blocos.

A intensificação do uso de cargas monofásicas não lineares tem causado o aumento da circulação de correntes harmônicas nos sistemas elétricos de energia [34], [35]. Entende-se por carga monofásica não linear todo e qualquer aparelho ou equipamento que, alimentado com tensões senoidais, origina correntes não senoidais. A maior parte dos equipamentos eletrônicos de uso doméstico apresenta comportamento não linear. Como exemplo pode-se citar: microcomputadores, televisores, DVD's, sistemas de iluminação que empregam lâmpada de descarga (por exemplo fluorescente) e outros aparelhos que são responsáveis pela injeção de correntes harmônicas no sistema elétrico.

Estas cargas monofásicas não lineares possuem retificadores com filtro capacitivo. Se acopladas entre a fase e o neutro em sistemas de distribuição trifásico com quatro fios, provocam a circulação de componentes harmônicas no condutor neutro, sobrecarregando-o, bem como o transformador de distribuição [37]. Para minimizar o conteúdo harmônico do condutor neutro na presença destas cargas monofásicas podem ser usados conversores do tipo fonte de tensão trifásico com quatro fios operando como filtros ativos de potência [3], [13], [28], [29], [33], [35], [36]. Outra aplicação dos conversores com quatro fios são os sistemas de alimentação ininterrupta de energia, que alimentam cargas desequilibradas e com harmônicos, que provocam o aparecimento de corrente no condutor neutro.

O desenvolvimento de novas topologias e estratégias de modulação por largura de pulso (PWM) aplicado nestes conversores tem merecido grande atenção por parte dos engenheiros e pesquisadores da área de eletrônica de potência, visando melhoria de desempenho em características como: minimização das ondulações nas correntes de linha e de neutro, ampliação da faixa de variação da tensão de saída do conversor, melhor utilização do barramento CC e menor esforços de tensão e corrente nos semicondutores.

Várias estratégias de modulação por largura de pulso (PWM) têm sido desenvolvidas nos últimos anos para controle dos conversores de tensão trifásicos [1], [2], [4], [5], [14], [15]. Dentre estas destacam-se: a estratégia de modulação por largura de pulso com portadora triangular e a estratégia de modulação por largura de pulso vetorial (SVPWM).

A estratégia de modulação por largura de pulso com portadora triangular consiste na obtenção do sinal de chaveamento pela comparação entre o sinal de referência e uma portadora triangular englobando as estratégias: modulação por largura de pulso (PWM) natural (NS – Natural Sampling) [6], [7], [17], modulação por largura de pulso (PWM) por “Amostragem Regular e Simétrica” (SRS – Symmetrical Regular Sampling) e modulação por largura de pulso Regular e Assimétrica” (ASR – Asymmetrical Regular Sampling).

A estratégia de modulação por largura de pulso com portadora triangular é largamente utilizada em conversores monofásicos e trifásicos pois melhora o espectro harmônico do conversor movendo a suas componentes para as proximidades dos múltiplos da frequência da portadora [6], [16], [17], [18]. Recentes trabalhos apresentaram a estratégia de modulação por largura de pulso com portadora triangular com injeção de tensão de sequência zero nas referências dos moduladores PWM's para conversores do tipo fonte de tensão trifásico com três braços com três fios (VSC3P3W) [24], [25]. Para esta estratégia de modulação determinou-se a injeção de tensão de sequência zero ótima que minimiza as ondulações nas correntes de linha do conversor e que representam o mesmo comportamento da estratégia de modulação vetorial (SVPWM) como apresentado nas referências [19], [25], [33].

A estratégia de modulação vetorial (SVPWM) é largamente empregada por apresentar baixa amplitude de ondulação da corrente, diminuir o conteúdo harmônico da tensão de saída, reduzir os números de comutações das chaves semicondutoras e permitir a melhor utilização do barramento CC do conversor [28], [29]. A aplicação desta estratégia de modulação em conversor trifásico com quatro fios são apresentadas em [3], [28], [33], [39].

A complexidade apresentada para a estratégia vetorial motivou o estudo da estratégia baseada em portadora triangular. As ideias de minimização de ondulação de corrente foram propostas para conversor com três fios e este trabalho mostra a possibilidade de sua aplicação para conversores com quatro fios.

Este trabalho é centrado no estudo de **conversores do tipo fonte de tensão trifásico com quatro fios, com três e quatro braços, operando em modulação por largura de pulso com portadora triangular a dois níveis**, onde os principais objetivos são:

- Apresentar a estrutura, o modelo matemático e a análise da tensão de saída (a máxima faixa de variação da tensão de saída no lado CA para um dado valor de tensão do barramento CC) para os conversores com quatro fios.
- Apresentar a relação entre modulação com portadora triangular e a modulação vetorial mostrando que:
  - A modulação com portadora triangular com injeção de um sinal de sequência zero nas referências dos blocos PWM's apresenta o mesmo comportamento da modulação vetorial.
  - A injeção de um sinal de sequência zero nas referências dos blocos PWM's reduz a ondulação de corrente do conversor com quatro braços com quatro fios (VSC3P4W-FL).

- Mostrar a possibilidade de obter um valor de tensão de sequência zero ótimo a ser injetado em tempo real nas entradas dos blocos PWM's minimizando a ondulação de corrente do conversor (VSC3P4W-FL). Mostrar a definição do problema de otimização, o método de solução gráfica da otimização.
- Propor método de controle de corrente simples para conversores com quatro fios aplicados em filtro ativo de potência.
- Apresentar os resultados de simulação numérica e experimental comprovando a minimização das ondulações de corrente do conversor com quatro fios.

Estrutura da Dissertação – Diagrama de Blocos

Figura 1 Estrutura da dissertação - Diagrama de blocos.

Capítulo 2 - Conversores do Tipo Fonte de Tensão Trifásico com Quatro Fios

Apresenta-se a estrutura, o modelo matemático, e a análise da tensão de saída dos conversores com quatro fios.

2.1 Estruturas dos Conversores

Para os conversores do tipo fonte de tensão trifásico com quatro fios existem duas possibilidades de implementação [1], [2], [28], [29], [33].

- Conversor do tipo fonte de tensão trifásico com três braços com quatro fios com capacitor no ponto central (VSC3P4W-CCP): O ponto neutro do conversor é obtido dividindo-se o barramento CC, onde o ponto central do barramento CC torna-se o ponto neutro do conversor. A figura 2.1 ilustra o conversor (VSC3P4W-CCP).
- Conversor do tipo fonte de tensão trifásico com quatro braços com quatro fios (VSC3P4W-FL): O ponto neutro do conversor é obtido adicionando-se o quarto braço, isto é, adicionando-se duas chaves semicondutoras, ao conversor convencional trifásico com três braços, formando-se desta forma, o conversor trifásico com quatro braços (VSC3P4W-FL). A figura 2.2 ilustra o conversor (VSC3P4W-FL).

Figura 2.1 Conversor do tipo fonte de tensão trifásico com três braços com quatro fios com capacitor no ponto central (VSC3P4W-CCP).

Figura 2.2 Conversor do tipo fonte de tensão trifásico com quatro braços com quatro fios (VSC3P4W-FL).

2.2 Modelo Matemático do Conversor (VSC3P4W-FL)

Apresenta-se neste item, o modelo matemático do conversor com quatro braços com quatro fios (VSC3P4W-FL). Impondo-se tensão $v_{NX} = 0$ (figura 2.3), obtém-se o modelo para o conversor VSC3P4W-CCP.

O modelo matemático do conversor será apresentado em três partes. A primeira descreve o comportamento das componentes balanceadas do conversor. A segunda descreve o comportamento da componente de sequência zero. A terceira descreve o comportamento completo do conversor somando as componentes balanceadas e de sequência zero. Esta decomposição se mostra conveniente para a análise do conversor (item 2.2), determinação da sequência zero ótima (Capítulo 4), simulação numérica e na proposta de novas estratégias de controle.

Desprezam-se as perdas nos conversores e nos demais componentes. As chaves semicondutoras são consideradas ideais.

Um conversor trifásico com quatro braços com quatro fios (VSC3P4W-FL) pode ser modelado como sendo uma conexão ideal de quatro fontes de tensões independentes como mostrado na figura 2.3. Cada fonte de tensão corresponde a uma topologia do tipo meia ponte com dois níveis, isto é, podem assumir instantaneamente os valores $-v_d$ ou $+v_d$, onde v_d é a metade da tensão instantânea no barramento CC (figura 2.2).

Figura 2.3 Conversor VSC3P4W-FL como conexão ideal de quatro fontes de tensões independentes.

A carga pode ser modelada como quatro fontes de tensões conectadas em estrela satisfazendo a equação 2.1.

$$v_{CR} + v_{CS} + v_{CT} = 0$$

equação 2.1

A figura 2.4 mostra uma carga conectada ao conversor.

Figura 2.4 Conversor VSC3P4W-FL conectado a uma carga.

Define-se então a **tensão de seqüência zero instantânea** $v_Z(t)$ do conversor trifásico formado por $(v_{RX}(t); v_{SX}(t); v_{TX}(t))$ como mostrado na equação 2.2.

$$v_Z(t) = \frac{v_{RX}(t) + v_{SX}(t) + v_{TX}(t)}{3} \quad \text{equação 2.2}$$

As tensões instantâneas de fase $v_{RX}(t)$; $v_{SX}(t)$ e $v_{TX}(t)$ do conversor podem ser decompostas nas componentes balanceadas $(v_{Rb}(t); v_{Sb}(t); v_{Tb}(t))$ e de seqüência zero $v_Z(t)$, conforme mostrado na equação 2.3. As demais tensões $v_{SX}(t)$ e $v_{TX}(t)$ são decompostas de maneira análoga.

$$v_{RX}(t) = v_{Rb}(t) + v_Z(t), \text{ onde: } v_{Rb}(t) = v_{RX}(t) - v_Z(t) \quad \text{equação 2.3}$$

Das equações 2.2 e 2.3, obtém-se:

$$v_{Rb}(t) + v_{Sb}(t) + v_{Tb}(t) = 0 \quad \text{equação 2.4}$$

Aplicando-se o teorema de deslocamento de fontes, obtém-se o circuito da figura 2.5, onde aparece o novo nó denominado por W.

A soma instantanea dos 3 componentes de sequencia balanceada eh nula. Assim, sinais de sequencia positiva e negativa são considerados como sequencia balanceada.

Figura 2.5 Conversor com as tensões decompostas nos componentes balanceada e de seqüência zero com deslocamento de fontes.

Aplicando-se o teorema da superposição, pode-se calcular separadamente o efeito das componentes balanceada e de seqüência zero do conversor.

2.2.1 Componentes Balanceadas

As componentes balanceadas da corrente do conversor podem ser calculadas para cada fase impondo-se $v_Z = v_{CN} = v_{NX} = 0$ no circuito da figura 2.5. Aplicando-se a lei de Kirchhoff das tensões para cada fase, obtém-se as equações 2.5, 2.6 e 2.7.

$$v_{Rb} - L \frac{di_{Rb}}{dt} - v_{CR} - L_N \frac{di_{Nb}}{dt} = 0 \quad \text{equação 2.5}$$

$$v_{Sb} - L \frac{di_{Sb}}{dt} - v_{CS} - L_N \frac{di_{Nb}}{dt} = 0 \quad \text{equação 2.6}$$

$$v_{Tb} - L \frac{di_{Tb}}{dt} - v_{CT} - L_N \frac{di_{Nb}}{dt} = 0 \quad \text{equação 2.7}$$

Somando-se as equações 2.5, 2.6 e 2.7 e considerando-se as equações 2.1 e 2.4, obtém-se a equação 2.8, resultando em tensão nula entre os nós W e Y. A parcela i_{Nb} é constante.

$$\frac{di_{Nb}}{dt} = 0 \quad \text{equação 2.8}$$

Rescrevendo as equações 2.5, 2.6 e 2.7 na forma matricial, obtém-se a corrente balanceada para cada fase, como mostrado na equação 2.9.

$$\frac{d\mathbf{I}_b}{dt} = \frac{1}{L} \cdot (\mathbf{V}_b - \mathbf{C} \cdot \mathbf{V}_C) \quad \text{equação 2.9}$$

Onde,

$$\mathbf{I}_b = \begin{bmatrix} i_{Rb} \\ i_{Sb} \\ i_{Tb} \\ i_{Nb} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{V}_b = \begin{bmatrix} v_{Rb} \\ v_{Sb} \\ v_{Tb} \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{V}_C = \begin{bmatrix} v_{CR} \\ v_{CS} \\ v_{CT} \\ v_{CN} \end{bmatrix}; \quad \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Pode-se rescrever a equação 2.9 em função das tensões de fase do conversor ($v_{RX}; v_{SX}; v_{TX}$) e não das tensões balanceadas ($v_{Rb}; v_{Sb}; v_{Tb}$), como mostrado na equação 2.10.

$$d \frac{\mathbf{I}_b}{dt} = \frac{1}{L} \cdot \left(\frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 & 0 \\ -1 & 2 & -1 & 0 \\ -1 & -1 & 2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{RX} \\ v_{SX} \\ v_{TX} \\ v_{NX} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{CR} \\ v_{CS} \\ v_{CT} \\ v_{CN} \end{bmatrix} \right) = \frac{1}{L} \cdot (\mathbf{B} \cdot \mathbf{V}_X - \mathbf{C} \cdot \mathbf{V}_C)$$

equação 2.10

onde,

$$\mathbf{B} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 & 0 \\ -1 & 2 & -1 & 0 \\ -1 & -1 & 2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{V}_X = \begin{bmatrix} v_{RX} \\ v_{SX} \\ v_{TX} \\ v_{NX} \end{bmatrix}$$

2.2.2 Componente de Seqüência Zero

A corrente de seqüência zero (i_Z) pode ser calculada impondo-se $v_{Rb} = v_{Sb} = v_{Tb} = 0$ e $v_{CR} = v_{CS} = v_{CT} = 0$.

$$\frac{di_Z}{dt} = \frac{1}{\left(\frac{L}{3} + L_N\right)} \cdot (v_Z + v_{CN} - v_{NX}) \quad \text{equação 2.11}$$

A contribuição de (i_Z) nos quatro fios é descrita na forma matricial na equação 2.12.

$$\mathbf{I}_Z = \begin{bmatrix} i_{RZ} \\ i_{SZ} \\ i_{TZ} \\ i_{NZ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_Z / 3 \\ i_Z / 3 \\ i_Z / 3 \\ i_Z \end{bmatrix} \quad \text{equação 2.12}$$

Pode-se rescrever a equação 2.11 na forma matricial em função das tensões de fase do conversor v_X como mostrado na equação 2.13.

Define-se:

$$v_Z = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{RX} \\ v_{SX} \\ v_{TX} \\ v_{NX} \end{bmatrix}; \quad v_{CN} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{CR} \\ v_{CS} \\ v_{CT} \\ v_{CN} \end{bmatrix}; \quad v_{NX} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{RX} \\ v_{SX} \\ v_{TX} \\ v_{NX} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{D} = \frac{1}{9} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & -3 \\ 1 & 1 & 1 & -3 \\ 1 & 1 & 1 & -3 \\ 3 & 3 & 3 & -9 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{E} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 3 \end{bmatrix}$$

Obtém-se:

$$\frac{d\mathbf{I}_Z}{dt} = \frac{1}{\left(\frac{L}{3} + L_N\right)} \cdot \left(\frac{1}{9} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & -3 \\ 1 & 1 & 1 & -3 \\ 1 & 1 & 1 & -3 \\ 3 & 3 & 3 & -9 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{V}_X + \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 3 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{V}_C \right) = \frac{1}{\left(\frac{L}{3} + L_N\right)} \cdot (\mathbf{D} \cdot \mathbf{V}_X + \mathbf{E} \cdot \mathbf{V}_C)$$

equação 2.13

2.2.3 Modelo Matemático Completo do Conversor

A corrente total do circuito pode ser obtida usando-se novamente o teorema da superposição e somando-se as componentes obtidas nas equação 2.9 e equação 2.12, resultando desta forma na equação 2.14.

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \\ i_N \end{bmatrix} = \mathbf{I}_b + \mathbf{I}_Z = \begin{bmatrix} i_{Rb} \\ i_{Sb} \\ i_{Tb} \\ i_{Nb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{RZ} \\ i_{SZ} \\ i_{TZ} \\ i_{NZ} \end{bmatrix} \quad \text{equação 2.14}$$

Rescrevendo a equação 2.14 na forma matricial, obtém-se a corrente total do conversor em função das tensões de fase do conversor $(v_{RX}; v_{SX}; v_{TX}; v_{NX})$, como mostrado na equação 2.15.

$$\frac{d\mathbf{I}}{dt} = \frac{d(\mathbf{I}_b + \mathbf{I}_Z)}{dt} = \mathbf{F} \cdot \mathbf{V}_X + \mathbf{G} \cdot \mathbf{V}_C \quad \text{equação 2.15}$$

onde,

$$F = \frac{1}{(L^2 + 3LL_N)} \cdot \begin{bmatrix} L + 2L_N & -L_N & -L_N & -L \\ -L_N & L + 2L_N & -L_N & -L \\ -L_N & -L_N & L + 2L_N & -L \\ L & L & L & -3L \end{bmatrix}$$

$$G = \begin{bmatrix} \frac{1}{3L} & 0 & 0 & \frac{1}{(L + 3L_N)} \\ 0 & \frac{1}{3L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{3L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{3}{(L + 3L_N)} \end{bmatrix}$$

Para a condição $L = L_N$:

$$F = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} \frac{3}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & \frac{3}{4} & \frac{1}{4} & \frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & \frac{1}{4} & \frac{3}{4} & \frac{1}{4} \\ -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & \frac{3}{4} \end{bmatrix}$$

$$G = \begin{bmatrix} \frac{1}{3L} & 0 & 0 & \frac{1}{4L} \\ 0 & \frac{1}{3L} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{3L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{3}{4L} \end{bmatrix}$$

2.3 Análise da Tensão de Saída

Dadas as tensões instantâneas do conversor $v_{RX}(t)$, $v_{SX}(t)$ e $v_{TX}(t)$, e uma base ortonormal formada pelos vetores $\vec{r}$, $\vec{s}$ e $\vec{t}$ define-se o vetor espacial das tensões de rede na equação (2.16).

$$\vec{V}_X = V_{RX}(t) \cdot \vec{r} + V_{SX}(t) \cdot \vec{s} + V_{TX}(t) \cdot \vec{t} \quad \text{equação 2.16}$$

O valor instantâneo da tensão de seqüência zero $v_z(t)$ foi definido na equação 2.2. Para a condição $v_z(t) = 0$, têm-se $v_{RX}(t) + v_{SX}(t) + v_{TX}(t) = 0$, definindo o plano $\alpha\beta$ mostrado na figura 2.6.

Para um sistema trifásico com três fios, o vetor $\vec{V}_X$ encontra-se neste plano. Um sistema de referência conveniente é o constituído pelos eixos $\vec{\alpha}, \vec{\beta}, \vec{0}$ (figura 2.6). Neste sistema os eixos $\vec{\alpha}, \vec{\beta}$ são perpendiculares entre si e pertencem ao plano $\alpha\beta$. O eixo $\vec{0}$ é ortogonal ao plano $\vec{\alpha}, \vec{\beta}$. O eixo $\vec{\alpha}$ é paralelo à projeção de $\vec{r}$ sobre o plano $\vec{\alpha}, \vec{\beta}$. A relação entre as coordenadas do vetor $\vec{V}_X$ na bases RST e $\alpha\beta 0$ é descrita pela equação 2.17.

No sistema $\alpha\beta 0$ os vetores correspondentes as componentes de seqüência positiva e negativa estão localizados no plano $\alpha\beta 0$. Vetores localizados fora do plano $\vec{\alpha}, \vec{\beta}$ contém parcela de seqüência zero $v_z(t) \neq 0$.

$$\begin{bmatrix} v_0(t) \\ v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}}_{\vec{T}} \cdot \begin{bmatrix} v_{RX}(t) \\ v_{SX}(t) \\ v_{TX}(t) \end{bmatrix} = \mathbf{T} \cdot \begin{bmatrix} v_{RX}(t) \\ v_{SX}(t) \\ v_{TX}(t) \end{bmatrix} \quad \text{equação 2.17}$$

Por esta decomposição a relação entre a parcela de seqüência zero $v_z(t)$ definida na equação 2.2 e $v_0(t)$ da equação 2.7 é $v_z(t) = v_0(t)/\sqrt{3}$.

A equação 2.17 é uma transformação de ortogonalidade ($\mathbf{T}^{-1} = \mathbf{T}^T$), na qual o módulo e a posição relativa entre vetores são invariantes com a transformação de coordenadas.

Figura 2.6 Sistemas de coordenadas $\alpha\beta 0$ e RST.

2.3.1 Conversor com Três Braços com Quatro Fios (VSC3P4W-CCP)

O conversor com três braços com Quatro Fios (VSC3P4W-CCP) mostrado na figura 2.1 pode gerar 8 vetores distintos ($\vec{V}_0; \vec{V}_1; \vec{V}_2; \vec{V}_3; \vec{V}_4; \vec{V}_5; \vec{V}_6; \vec{V}_7$), conforme mostrado na tabela 2.1 e visualizado na figura 2.7.

Tabela 2.1 Tabela das tensões de saída para VSC3P4W-CCP e seus vetores espaciais.

v_{RX}	v_{SX}	v_{TX}	v_{RN}	v_{SN}	v_{TN}	v_α	v_β	v_0	VE
$-v_d$	$-v_d$	$-v_d$	$-v_d$	$-v_d$	$-v_d$	0	0	$\frac{-3}{\sqrt{3}} \cdot v_d$	$\vec{V}_0$
v_d	$-v_d$	$-v_d$	v_d	$-v_d$	$-v_d$	$2 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot v_d$	0	$\frac{-1}{\sqrt{3}} \cdot v_d$	$\vec{V}_1$
v_d	v_d	$-v_d$	v_d	v_d	$-v_d$	$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot v_d$	$\sqrt{2} \cdot v_d$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot v_d$	$\vec{V}_2$
$-v_d$	v_d	$-v_d$	$-v_d$	v_d	$-v_d$	$-\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot v_d$	$\sqrt{2} \cdot v_d$	$\frac{-1}{\sqrt{3}} \cdot v_d$	$\vec{V}_3$
$-v_d$	v_d	v_d	$-v_d$	v_d	v_d	$-2 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot v_d$	0	$\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot v_d$	$\vec{V}_4$
$-v_d$	$-v_d$	v_d	$-v_d$	$-v_d$	v_d	$-\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot v_d$	0	$\frac{-1}{\sqrt{3}} \cdot v_d$	$\vec{V}_5$
v_d	$-v_d$	v_d	v_d	$-v_d$	v_d	$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot v_d$	$-\sqrt{2} \cdot v_d$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot v_d$	$\vec{V}_6$
v_d	v_d	v_d	v_d	v_d	v_d	0	0	$\frac{3}{\sqrt{3}} \cdot v_d$	$\vec{V}_7$

Figura 2.7 Vetores espaciais com coordenadas em valores por unidade relativos à v_d das tensões de fase para conversor VSC3P4W-CCP.

Para o conversor do tipo fonte de tensão trifásico com três braços com quatro fios com capacitor no ponto central (VSC3P4W-CCP) mostrado no circuito da figura 2.1, o valor médio local do terno de tensões v_{RX} ; v_{SX} ; v_{TX} pode variar na faixa de $\pm V_d$.

O cubo mostrado na figura 2.8 é o lugar geométrico dos vetores $\vec{V}_x$, que podem ser sintetizados pelo conversor VSC3P4W-CCP. Os vértices do cubo correspondem aos vetores associados aos oito possíveis estados de chaveamento mostrado na figura 2.7.

Figura 2.8 Lugar geométrico dos vetores de tensão sintetizáveis para VSC3P4W-CCP.

Para gerar qualquer vetor $\vec{V}_x$ no espaço são necessários no mínimo 4 vetores do conversor VSC3P4W-CCP, dois vetores com sequência balanceada nula $\vec{V}_0; \vec{V}_7$ e dois vetores adjacentes $\vec{V}_\delta; \vec{V}_\gamma$, onde o vetor $\vec{V}_x$ é obtido através de uma combinação convexa destes 4 vetores, que satisfazem a relação dada pela Equação 2.18.

$$\vec{V}_x = \frac{t_0}{T} \cdot \vec{V}_0 + \frac{t_\delta}{T} \cdot \vec{V}_\delta + \frac{t_\gamma}{T} \cdot \vec{V}_\gamma + \frac{t_7}{T} \cdot \vec{V}_7 = \zeta_0 \cdot \vec{V}_0 + \zeta_1 \cdot \vec{V}_1 + \zeta_2 \cdot \vec{V}_2 + \zeta_7 \cdot \vec{V}_7$$

equação 2.18

Onde: $\zeta_0 + \zeta_1 + \zeta_2 + \zeta_7 = 1$; pois $t_0 + t_1 + t_2 + t_7 = T$

Os vetores $\vec{V}_\delta$ e $\vec{V}_\gamma$ são vetores próximos a $\vec{V}_x$, como por exemplo, os pares dos vetores $\vec{V}_1; \vec{V}_2$ ou $\vec{V}_2; \vec{V}_3$ ou $\vec{V}_3; \vec{V}_4$ ou $\vec{V}_4; \vec{V}_5$ ou $\vec{V}_5; \vec{V}_6$ ou $\vec{V}_6; \vec{V}_1$. Cada um destes 6 conjuntos de vetores, juntamente com $\vec{V}_0; \vec{V}_7$, formam uma região convexa com formato de tetraedro. Portanto, os vetores a serem utilizados para sintetizarem $\vec{V}_x$ são aqueles que formam o tetraedro que contém $\vec{V}_x$.

Graficamente, a região convexa definida pelos vetores $(\vec{V}_0; \vec{V}_1; \vec{V}_2; \vec{V}_3; \vec{V}_4; \vec{V}_5; \vec{V}_6; \vec{V}_7)$ é o cubo da figura 2.8.

Redesenhando-se a figura 2.8 de modo a se explicitar os eixos $\alpha\beta 0$, mantendo-se o plano $\alpha\beta$ na horizontal obtém-se a figura 2.9.

Figura 2.9 Lugar geométrico dos vetores de tensão sintetizáveis para VSC3P4W-CCP no sistemas de coordenadas $\alpha\beta 0$ e RST.

A projeção do cubo sobre o plano $\alpha\beta$ (figuras 2.10 e 2.11) define o hexágono externo correspondente aos valores máximos de $\vec{V}_\alpha$ e $\vec{V}_\beta$ (máximos valores de seqüência balanceada) que o conversor VSC3P4W-CCP consegue injetar.

$\vec{V}_\alpha$ e $\vec{V}_\beta$ são as componentes do vetor $\vec{V}_x$ nos eixos $\alpha\beta$. A máxima amplitude de um terno de tensões $[v_{RX} ; v_{SX} ; v_{TX}]$ senoidal de seqüência positiva é dado pelo raio da circunferência inscrita no hexágono interno como mostrado na figura 2.11.

Figura 2.10 : O plano $\alpha\beta$, que é o local dos vetores que satisfazem ' $v_{RX} + v_{SX} + v_{TX} = 0$ '; o sistemas de coordenadas $\alpha\beta 0$ e RST; a interseção do cubo e o plano $\alpha\beta$ e a projeção do cubo no plano $\alpha\beta$.

Se o condutor neutro for retirado, tem-se um conversor com três braços com três fios (VSC3P3W), que somente pode gerar vetores no plano $\alpha\beta$. Neste caso os vetores sintetizados se localizam dentro do hexágono interno, definido pela interseção do cubo com o plano ' $\alpha\beta$ ', como mostrado nas figuras 2.11.

A máxima amplitude de um terno de tensões $[v_{RX} ; v_{SX} ; v_{TX}]$ senoidal de seqüência positiva é dado pelo raio da circunferência inscrita no hexágono interno.

Figura 2.11 Hexágono externo: Projeção do cubo no plano $\alpha\beta$.
Hexágono interno: Interseção do cubo e o plano $\alpha\beta$.

O vetor $\vec{V}_{1\alpha\beta}$ da figura 2.11 é o vetor $\vec{V}_1$ projetado no plano $\alpha\beta$. O mesmo vale para os demais vetores.

Conectando-se o condutor neutro, tem-se o conversor com três braços com quatro fios (VSC3P4W-CCP). O **componente de sequência zero** ($v_z(t)$) (equação 2.2) pode ser usada para impor corrente no condutor neutro.

2.3.2 Conversor com quatro braços com Quatro Fios (VSC3P4W-FL)

O Conversor com quatro braços com Quatro Fios (VSC3P4W-FL) mostrado na figura 2.2 pode gerar 16 vetores distintos ($\vec{V}_0; \vec{V}_1; \vec{V}_2; \vec{V}_3; \vec{V}_4; \vec{V}_5; \vec{V}_6; \vec{V}_7; \vec{V}_8; \vec{V}_9; \vec{V}_{10}; \vec{V}_{11}; \vec{V}_{12}; \vec{V}_{13}; \vec{V}_{14}; \vec{V}_{15}$), conforme mostrado na tabela 2.2 e visualizado na figura 2.12.

Este conversor pode gerar vetores que satisfazem a relação dada pela equação 2.18, que corresponde a uma combinação convexa de vetores. Graficamente, a região convexa definida pelos vetores ($\vec{V}_0; \vec{V}_1; \vec{V}_2; \vec{V}_3; \vec{V}_4; \vec{V}_5; \vec{V}_6; \vec{V}_7; \vec{V}_8; \vec{V}_9; \vec{V}_{10}; \vec{V}_{11}; \vec{V}_{12}; \vec{V}_{13}; \vec{V}_{14}; \vec{V}_{15}$) é o dodecaedro formado pelos vértices destes 16 vetores como mostrado na figura 2.12.

Tabela 2.2 Tabela das tensões de saída para VSC3P4W-FL e seus vetores espaciais.

v_{RX}	v_{SX}	v_{TX}	v_{NX}	v_{RN}	v_{SN}	v_{TN}	v_α	v_β	v_0	VE
$-v_d$	$-v_d$	$-v_d$	$-v_d$	0	0	0	0	0	0	$\vec{V}_0$
v_d	$-v_d$	$-v_d$	$-v_d$	$2v_d$	0	0	$2 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot v_d$	0	$\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot v_d$	$\vec{V}_1$
v_d	v_d	$-v_d$	$-v_d$	$2v_d$	$2v_d$	0	$\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot v_d$	$\sqrt{2} \cdot v_d$	$\frac{4}{\sqrt{3}} \cdot v_d$	$\vec{V}_2$
$-v_d$	v_d	$-v_d$	$-v_d$	0	$2v_d$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot v_d$	$\sqrt{2} \cdot v_d$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot v_d$	$\vec{V}_3$
$-v_d$	v_d	v_d	$-v_d$	0	$2v_d$	$2v_d$	$-2 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot v_d$	0	$\frac{4}{\sqrt{3}} \cdot v_d$	$\vec{V}_4$
$-v_d$	$-v_d$	v_d	$-v_d$	0	0	$2v_d$	$-\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot v_d$	$-\sqrt{2} \cdot v_d$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot v_d$	$\vec{V}_5$
v_d	$-v_d$	v_d	$-v_d$	$2v_d$	0	$2v_d$	$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot v_d$	$-\sqrt{2} \cdot v_d$	$\frac{4}{\sqrt{3}} \cdot v_d$	$\vec{V}_6$
v_d	v_d	v_d	$-v_d$	$2v_d$	$2v_d$	$2v_d$	0	0	$\frac{6}{\sqrt{3}} \cdot v_d$	$\vec{V}_7$
$-v_d$	$-v_d$	$-v_d$	v_d	$-2v_d$	$-2v_d$	$-2v_d$	0	0	$\frac{-6}{\sqrt{3}} \cdot v_d$	$\vec{V}_8$
v_d	$-v_d$	$-v_d$	v_d	0	$-2v_d$	$-2v_d$	$2 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot v_d$	0	$\frac{-4}{\sqrt{3}} \cdot v_d$	$\vec{V}_9$
v_d	v_d	$-v_d$	v_d	0	0	$-2v_d$	$\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot v_d$	$\sqrt{2} \cdot v_d$	$\frac{-2}{\sqrt{3}} \cdot v_d$	$\vec{V}_{10}$
$-v_d$	v_d	$-v_d$	v_d	$-2v_d$	0	$-2v_d$	$-\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot v_d$	$\sqrt{2} \cdot v_d$	$\frac{-4}{\sqrt{3}} \cdot v_d$	$\vec{V}_{11}$
$-v_d$	v_d	v_d	v_d	$-2v_d$	0	0	$-2 \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot v_d$	0	$\frac{-2}{\sqrt{3}} \cdot v_d$	$\vec{V}_{12}$
$-v_d$	$-v_d$	v_d	v_d	$-2v_d$	$-2v_d$	0	$-\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot v_d$	$-\sqrt{2} \cdot v_d$	$\frac{-4}{\sqrt{3}} \cdot v_d$	$\vec{V}_{13}$
v_d	$-v_d$	v_d	v_d	0	$-2v_d$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot v_d$	$-\sqrt{2} \cdot v_d$	$\frac{-2}{\sqrt{3}} \cdot v_d$	$\vec{V}_{14}$
v_d	v_d	v_d	v_d	0	0	0	0	0	0	$\vec{V}_{15}$

Figura 2.12 Vetores espaciais (com coordenadas em pu) das tensões de fase para conversor VSC3P4W-FL.

Assim, como no caso anterior, para gerar qualquer vetor $\vec{V}_x$ no espaço são necessários no mínimo 4 vetores do conversor VSC3P4W-FL. O capítulo 3 mostra que um deles é obrigatoriamente um vetor nulo, representado pelos vetores $\vec{V}_0$ e $\vec{V}_{15}$. O segundo é um vetor $\vec{V}_\delta$ com seqüência balanceada nula, podendo ser $\vec{V}_7$ ou $\vec{V}_8$. Os dois vetores restantes $\vec{V}_\gamma$ e $\vec{V}_\lambda$ devem ser pares de vetores vizinhos, podendo ser qualquer um dos pares $\vec{V}_1; \vec{V}_2$ ou $\vec{V}_2; \vec{V}_3$ ou $\vec{V}_3; \vec{V}_4$ ou $\vec{V}_4; \vec{V}_5$ ou $\vec{V}_5; \vec{V}_6$ ou $\vec{V}_6; \vec{V}_7$ ou $\vec{V}_7; \vec{V}_8$ ou $\vec{V}_8; \vec{V}_9$ ou $\vec{V}_9; \vec{V}_{10}$ ou $\vec{V}_{10}; \vec{V}_{11}$ ou $\vec{V}_{11}; \vec{V}_{12}$ ou $\vec{V}_{12}; \vec{V}_{13}$ ou $\vec{V}_{13}; \vec{V}_{14}$.

Um vetor $\vec{V}_x$ qualquer é obtido através de uma combinação convexa destes 5 vetores, $\vec{V}_0$ e $\vec{V}_{15}$; $\vec{V}_\delta = \vec{V}_7$ ou $\vec{V}_8$, $\vec{V}_\gamma$; $\vec{V}_\lambda$, que satisfazem a relação dada pela Equação 2.19.

$$\vec{V}_x = \frac{t_0}{T} \cdot \vec{V}_0 + \frac{t_\delta}{T} \cdot \vec{V}_\delta + \frac{t_\gamma}{T} \cdot \vec{V}_\gamma + \frac{t_\lambda}{T} \cdot \vec{V}_\lambda + \frac{t_{15}}{T} \cdot \vec{V}_{15} = \zeta_0 \cdot \vec{V}_0 + \zeta_\delta \cdot \vec{V}_\delta + \zeta_\gamma \cdot \vec{V}_\gamma + \zeta_\lambda \cdot \vec{V}_\lambda + \zeta_{15} \cdot \vec{V}_{15}$$

Equação 2.19

Onde: $\zeta_0 + \zeta_\delta + \zeta_\gamma + \zeta_\lambda + \zeta_{15} = 1$; pois $t_0 + t_\delta + t_\gamma + t_\lambda + t_{15} = T$

Estes 5 conjuntos de vetores formam a região convexa **tetraédrica**. O item 3.3 mostra que existem 24 tetraedros.

A amplitude da tensão de sequência zero que pode ser injetada, eixo '0' da figura 2.12, é muito reduzida, e decresce com o aumento das amplitudes v_{RX} ; v_{SX} ; v_{TX} por gerar tensões de sequência positiva definidas pela circunferência da figura 2.11. Verifica-se pela figura 2.11 a reduzida capacidade de injeção de sequência zero v_Z dada pelo eixo '0'. Uma solução seria operar na região central do hexágono, o que corresponde a baixos valores de índice de modulação e necessidade de se operar com maiores valores de v_d , requerendo capacitores e semicondutores de valores nominais de tensão mais elevados.

A figura 2.13 mostra que o quarto braço contribui para o eixo '0' com a adição da tensão v_{NX} com uma variação de $\pm 1pu$. O cubo se deslocará ao longo do eixo '0' de $+\sqrt{3}$ na direção positiva e $-\sqrt{3}$ na direção negativa. Por exemplo, $v_{NX} = +1pu$, equivale a somar $-1pu$ às tensões v_{RX} ; v_{SX} ; v_{TX} , causando um deslocamento de $-\sqrt{3}pu$. A figura 2.13 mostra também o lugar geométrico gerado pelos vetores espaciais do conversor (VSC3P4W-FL), onde as faces laterais do poliedro não são mostradas.

Figura 2.13 Lugar geométrico dos vetores de tensão sintetizáveis para conversor (VSC3P4W-FL).

Capítulo 3 - Estratégias de Modulação por Largura de Pulso (PWM)

Apresentam-se as estratégias de modulação PWM para os conversores com quatro fios e a estratégia PWM proposta neste trabalho.

3.1 Modulação com Portadora Triangular

Três diferentes estratégias de modulação com portadora triangular são apresentadas para um sinal modulador de amplitude v_{ref} . Nos três casos, v_{ref} é comparado à portadora triangular de frequência $f = 1/T$, gerando o sinal v_{PWM} que assume os valores -1 e $+1$. Para os três casos mostra-se apenas um período da portadora.

- **Modulação com Portadora Triangular por “Amostragem Natural (NS)”** [7], [17] - No PWM por “Amostragem Natural” (NS – Natural Sampling), o sinal modulador é amostrado pela interseção das duas formas de onda. A largura do pulso de saída do modulador varia de acordo com a amplitude relativa da referência, em comparação com a portadora triangular como mostrado na figura 3.1 e o diagrama de blocos mostrado na figura 3.2. Neste caso, a frequência f também corresponde à frequência de chaveamento do conversor.
- **Modulação com Portadora Triangular por “Amostragem Regular e Simétrica (SRS)”** [6], [7], [17] - No PWM por “Amostragem Regular e Simétrica” (SRS – Symmetrical Regular Sampling) o sinal modulador é amostrado a cada pico negativo (ou positivo) da portadora triangular como mostrado na figura 3.3.
- **Modulação com Portadora Triangular por “Amostragem Regular e Assimétrica (ARS)”** [6] - No PWM por “Amostragem Regular e Assimétrica” (ARS – Asymmetrical Regular Sampling) o sinal modulador é amostrado nos picos positivo e negativo da portadora triangular como mostrado na figura 3.4.

Figura 3.1 PWM por amostragem natural (NS).

Figura 3.2 Diagrama de blocos para PWM por amostragem natural (NS).

Figura 3.3 PWM por amostragem regular e simétrica (SRS).

Figura 3.4 PWM por amostragem regular e assimétrica (ARS).

3.2 PWM Trifásico para Conversor com Quatro Braços (VSC3P4W-FL)

Apresenta-se neste item a modulação por largura de pulso (PWM) trifásico para o conversor com quatro braços com quatro fios (VSC3P4W-FL), que será objeto de estudo neste trabalho. Devido à baixa capacidade do conversor (VSC3P4W-CCP) na injeção da tensão de sequência zero (item 2.3), não será discutido o PWM para o conversor (VSC3P4W-CCP) nesta seção.

Para o conversor (VSC3P4W-FL), utilizam-se quatro PWM's independentes com a mesma portadora triangular como mostrado no diagrama de blocos da figura 3.5. A figura 3.6 ilustra as formas de onda relevantes simuladas no Matlab.

Figura 3.5 Diagrama de blocos para a estratégia de modulação com portadora triangular independentes.

Figura 3.6 Formas de onda simuladas para CPWM aplicada ao conversor (VSC3P4W-FL) com a mesma portadora triangular, para os valores de referência $v_{RX\_ref}(t)$, $v_{SX\_ref}(t)$, $v_{TX\_ref}(t)$, $v_{NX\_ref}(t)$ e as tensões PWM do conversor $v_{pwm\_RX}(t)$, $v_{pwm\_SX}(t)$, $v_{pwm\_TX}(t)$, $v_{pwm\_NX}(t)$.

As tensões de saída do conversor $v_{\delta X}$ ($\delta = R, S, T, N$) são dadas por $v_{\delta X} = v_{PWM\delta} \cdot v_d$ ($v_{pwm\delta} = 1$, $\delta = R, S, T, N$). A partir dos vetores espaciais definidos na tabela 3.1, explicita-se na figura 3.6 o vetor correspondente a cada combinação de estado das quatro chaves do conversor (VSC3P4W-FL).

3.3 Relação entre Modulação com Portadora Triangular e Modulação Vetorial

No item 3.2 (figura 3.6), mostrou-se os sinais moduladores em valores por unidade (tomando-se como base a tensão v_d do lado CC), para as fases R-S-T-N, para os sinais de referência respeitando à relação $v_{RX\_ref} \rangle v_{SX\_ref} \rangle v_{TX\_ref} \rangle v_{NX\_ref}$ e para um período da portadora. Como resultado, obteve-se a sequência de vetores simétrica para o conversor (VSC3P4W-FL) como segue: $\vec{V}_{15} - \vec{V}_7 - \vec{V}_2 - \vec{V}_1 - \vec{V}_0 - \vec{V}_1 - \vec{V}_2 - \vec{V}_7 - \vec{V}_{15}$, cada um com duração de $\frac{t_{15}}{2} - \frac{t_7}{2} - \frac{t_2}{2} - \frac{t_1}{2} - t_0 - \frac{t_1}{2} - \frac{t_2}{2} - \frac{t_7}{2} - \frac{t_{15}}{2}$, respectivamente.

A figura 2.12 mostra que os vetores $\vec{V}_7$, $\vec{V}_2$, $\vec{V}_1$ são vizinhos, formando um tetraedro que contém o vetor $\vec{V}_{X\_ref}$ tal que $v_{RX\_ref} \rangle v_{SX\_ref} \rangle v_{TX\_ref} \rangle v_{NX\_ref}$.

Inspecionando-se a figura 3.6 verifica-se que qualquer conjunto de tensões de referência que obedeça a relação $v_{RX\_ref} \rangle v_{SX\_ref} \rangle v_{TX\_ref} \rangle v_{NX\_ref}$, apresenta a sequência de vetores $\vec{V}_{15} - \vec{V}_7 - \vec{V}_2 - \vec{V}_1 - \vec{V}_0 - \vec{V}_1 - \vec{V}_2 - \vec{V}_7 - \vec{V}_{15}$, com o vetor $\vec{V}_{X\_ref}$ contida na região convexa tetraédrica formada por $\vec{V}_0 - \vec{V}_{15} - \vec{V}_1 - \vec{V}_2 - \vec{V}_7$.

Para analisarmos as outras regiões, consideram-se inicialmente os vetores gerados pelo conversor trifásico com três braços com quatro fios (VSC3P4W-CCP). A figura 3.7 mostra seis regiões triangulares no plano $\alpha\beta$, cada uma definida pelos valores das tensões trifásicas v_{RX_ref} , v_{SX_ref} , v_{TX_ref} .

Figura 3.7 Hexágono externo: seis regiões triangulares no plano $\alpha\beta$

A tabela 3.1 mostra a relação entre os valores das tensões trifásicas para cada setor.

Tabela 3.1 Relação entre os valores das Tensões trifásicas para as seis regiões triangulares no plano $\alpha\beta$.

Setores	Tensões Trifásicas
1	$v_{RX\_ref} \rangle v_{SX\_ref} \rangle v_{TX\_ref}$
2	$v_{SX\_ref} \rangle v_{RX\_ref} \rangle v_{TX\_ref}$
3	$v_{SX\_ref} \rangle v_{TX\_ref} \rangle v_{RX\_ref}$
4	$v_{TX\_ref} \rangle v_{SX\_ref} \rangle v_{RX\_ref}$
5	$v_{TX\_ref} \rangle v_{RX\_ref} \rangle v_{SX\_ref}$
6	$v_{RX\_ref} \rangle v_{TX\_ref} \rangle v_{SX\_ref}$

Os planos perpendiculares ao plano $\alpha\beta$, contendo os vetores $\overrightarrow{V_{1\alpha\beta}}, \overrightarrow{V_{2\alpha\beta}}, \overrightarrow{V_{3\alpha\beta}}, \overrightarrow{V_{4\alpha\beta}}, \overrightarrow{V_{5\alpha\beta}}, \overrightarrow{V_{6\alpha\beta}}$, definem seis prismas triangulares. A relação entre as tensões $v_{RX\_ref}, v_{SX\_ref}, v_{TX\_ref}$ define a região prismática, que contém o vetor de referência (figura 3.6 e tabela 3.1). Para cada região prismática, pode-se variar v_{NX_ref} , obtendo-se quatro possibilidades. Por exemplo, para o primeiro prisma ($v_{RX\_ref} \rangle v_{SX\_ref} \rangle v_{TX\_ref}$) tem-se:

- $v_{RX\_ref} \rangle v_{SX\_ref} \rangle v_{TX\_ref} \rangle v_{NX\_ref}$ (R-S-T-N)
- $v_{RX\_ref} \rangle v_{SX\_ref} \rangle v_{NX\_ref} \rangle v_{TX\_ref}$ (R-S-N-T)
- $v_{RX\_ref} \rangle v_{NX\_ref} \rangle v_{SX\_ref} \rangle v_{TX\_ref}$ (R-N-S-T)
- $v_{NX\_ref} \rangle v_{RX\_ref} \rangle v_{SX\_ref} \rangle v_{TX\_ref}$ (N-R-S-T)

Na tabela 3.2 apresenta-se a sequência de vetores associada a cada região para meio período da portadora.

Tabela 3.2 Seqüência de vetores para meio período da portadora.

Ordem RSTN	Seqüência de Vetores
R-S-T-N	$\vec{V}_{15} - \vec{V}_7 - \vec{V}_2 - \vec{V}_1 - \vec{V}_0$
R-S-N-T	$\vec{V}_{15} - \vec{V}_{10} - \vec{V}_2 - \vec{V}_1 - \vec{V}_0$
R-N-S-T	$\vec{V}_{15} - \vec{V}_{10} - \vec{V}_9 - \vec{V}_1 - \vec{V}_0$
N-R-S-T	$\vec{V}_{15} - \vec{V}_{10} - \vec{V}_9 - \vec{V}_8 - \vec{V}_0$

* R-S-T-N indica $v_{RX\_ref} \rangle v_{SX\_ref} \rangle v_{TX\_ref} \rangle v_{NX\_ref}$

Cada caso define uma região tetraédrica de vetores vizinhos que contém o vetor $\vec{V}_X$, correspondente a v_{RX_ref} , v_{SX_ref} , v_{TX_ref} , v_{NX_ref} . Assim, tem-se para cada região prismática, quatro sub-regiões tetraédricas, totalizando vinte e quatro tetraedros como mostrado na tabela 3.3. A tabela 3.3 apresenta a seqüência de vetores para os vinte e quatro tetraedros para meio período da portadora.

Resumindo, o algoritmo correspondente ao método de modulação vetorial (SVPWM) tem-se as seguintes etapas:

1. Dado o vetor $\vec{V}_{X\_ref}$, verifica-se o tetraedro que o contém. Fica definida a seqüência de vetores como mostrado na tabela 3.3.
2. Calcula-se a duração de cada vetor pela equação 2.18 (item 2.3.2). Como $\vec{V}_0$ e $\vec{V}_{15}$ são vetores nulos resulta:

$$\vec{V}_{X\_ref} = \frac{t_\delta}{T} \vec{V}_\delta + \frac{t_\gamma}{T} \vec{V}_\gamma + \frac{t_\lambda}{T} \vec{V}_\lambda = \zeta_\delta \vec{V}_\delta + \zeta_\gamma \vec{V}_\gamma + \zeta_\lambda \vec{V}_\lambda \quad \text{equação 3.1}$$

Resolvendo-se o sistema de equações com três incógnitas e três equações (cada vetor é tridimensional) obtém-se ζ_δ , ζ_γ , ζ_λ .

3. Calculando-se a duração dos vetores nulos dada pela equação 2.18 obtém-se:

$$\zeta_0 + \zeta_{15} = 1 - (\zeta_\delta + \zeta_\gamma + \zeta_\lambda) \quad \text{equação 3.2}$$

Para ζ_0 e ζ_{15} , as referências [23] e [24] sugerem a utilização de $\zeta_0 = \zeta_{15}$, afirmando ser esta a condição de mínima ondulação de corrente, sem comprová-la.

O capítulo 4 comprova a veracidade desta afirmação. Comprova-se assim que o comportamento da modulação vetorial (SVPWM) segundo [23] e [24] é semelhante ao da modulação com portadora triangular, utilizando os mesmos vetores, as mesmas sequência de vetores e a mesma duração dos vetores (exceto ζ_0 e ζ_{15}).

Tabela 3.3 Sequência de vetores para os vinte e quatro tetraedros para meio período da portadora.

Prisma	Tetraedro	Ordem R-S-T-N	Sequência de Vetores
1	1	R-S-T-N *	$\vec{V}_{15} - \vec{V}_7 - \vec{V}_2 - \vec{V}_1 - \vec{V}_0$
	2	R-S-N-T	$\vec{V}_{15} - \vec{V}_{10} - \vec{V}_2 - \vec{V}_1 - \vec{V}_0$
	3	R-N-S-T	$\vec{V}_{15} - \vec{V}_{10} - \vec{V}_9 - \vec{V}_1 - \vec{V}_0$
	4	N-R-S-T	$\vec{V}_{15} - \vec{V}_{10} - \vec{V}_9 - \vec{V}_8 - \vec{V}_0$
2	5	S-R-T-N	$\vec{V}_{15} - \vec{V}_7 - \vec{V}_2 - \vec{V}_3 - \vec{V}_0$
	6	S-R-N-T	$\vec{V}_{15} - \vec{V}_{10} - \vec{V}_2 - \vec{V}_3 - \vec{V}_0$
	7	S-N-R-T	$\vec{V}_{15} - \vec{V}_{10} - \vec{V}_{11} - \vec{V}_3 - \vec{V}_0$
	8	N-S-R-T	$\vec{V}_{15} - \vec{V}_{10} - \vec{V}_{11} - \vec{V}_8 - \vec{V}_0$
3	9	S-T-R-N	$\vec{V}_{15} - \vec{V}_7 - \vec{V}_4 - \vec{V}_3 - \vec{V}_0$
	10	S-T-N-R	$\vec{V}_{15} - \vec{V}_{12} - \vec{V}_4 - \vec{V}_3 - \vec{V}_0$
	11	S-N-T-R	$\vec{V}_{15} - \vec{V}_{12} - \vec{V}_{11} - \vec{V}_3 - \vec{V}_0$
	12	N-S-T-R	$\vec{V}_{15} - \vec{V}_{12} - \vec{V}_{11} - \vec{V}_8 - \vec{V}_0$
4	13	T-S-R-N	$\vec{V}_{15} - \vec{V}_7 - \vec{V}_4 - \vec{V}_5 - \vec{V}_0$
	14	T-S-N-R	$\vec{V}_{15} - \vec{V}_{12} - \vec{V}_4 - \vec{V}_5 - \vec{V}_0$
	15	T-N-S-R	$\vec{V}_{15} - \vec{V}_{12} - \vec{V}_{13} - \vec{V}_5 - \vec{V}_0$
	16	N-T-S-R	$\vec{V}_{15} - \vec{V}_{12} - \vec{V}_{13} - \vec{V}_8 - \vec{V}_0$
5	17	T-R-S-N	$\vec{V}_{15} - \vec{V}_7 - \vec{V}_6 - \vec{V}_5 - \vec{V}_0$
	18	T-R-N-S	$\vec{V}_{15} - \vec{V}_{14} - \vec{V}_6 - \vec{V}_5 - \vec{V}_0$
	19	T-N-R-S	$\vec{V}_{15} - \vec{V}_{14} - \vec{V}_{13} - \vec{V}_5 - \vec{V}_0$
	20	N-T-R-S	$\vec{V}_{15} - \vec{V}_{14} - \vec{V}_{13} - \vec{V}_8 - \vec{V}_0$
6	21	R-T-S-N	$\vec{V}_{15} - \vec{V}_7 - \vec{V}_6 - \vec{V}_1 - \vec{V}_0$
	22	R-T-N-S	$\vec{V}_{15} - \vec{V}_{14} - \vec{V}_6 - \vec{V}_1 - \vec{V}_0$
	23	R-N-T-S	$\vec{V}_{15} - \vec{V}_{14} - \vec{V}_9 - \vec{V}_1 - \vec{V}_0$
	24	N-R-T-S	$\vec{V}_{15} - \vec{V}_{14} - \vec{V}_9 - \vec{V}_8 - \vec{V}_0$

* R-S-T-N indica $v_{RX\_ref} \rangle v_{SX\_ref} \rangle v_{TX\_ref} \rangle v_{NX\_ref}$

Estas seqüências de vetores correspondem às mesmas seqüências utilizadas na modulação vetorial (SVPWM) mostrado em [28], [29] e que será utilizada no item 3.4. Nota-se que os vetores nulos ($\vec{V}_0$ e $\vec{V}_{15}$) estão sempre presentes na seqüência.

3.4 Modulação com Portadora Triangular com Injeção de um Sinal de Seqüência Zero

A figura 3.8 mostra o diagrama de blocos para a estratégia de modulação com portadora triangular com injeção de um sinal de seqüência zero (v_{0_ref}) nas referências dos blocos PWM's.

Figura 3.8 Diagrama de blocos para a estratégia de modulação com portadora triangular com injeção de um sinal de seqüência zero (v_{0_ref}).

A figura 3.9 mostra as formas de onda de um sinal de referência v_{RX_ref} , v_{SX_ref} , v_{TX_ref} , v_{NX_ref} , para as tensões de saída do conversor v_{RX} , v_{SX} , v_{TX} , v_{NX} e as ondulações das correntes de linha e neutro, para um período da portadora. Os gráficos da coluna da direita mostram o efeito da injeção de um sinal de tensão de seqüência zero v_{0_ref} aos quatro blocos dos PWM's. Para este caso particular, a redução da ondulação da corrente é alcançada.

O comportamento da média local das correntes de linha e neutro não é alterado. Este fato pode ser explicado pelas figuras 2.4 e 2.5. Se o sinal v_{0_ref} é somado às referências do PWM, ele aparecerá simultaneamente nas quatro fases R, S, T e N (figura 2.4) não causando mudança no comportamento da média local das quatro correntes correspondentes.

Utilizando-se a figura 2.5 pode-se explicar o fato notando-se que ao somar a sequência zero (v_{0_ref}) (equação 4.4) aos componentes v_Z e v_{NX} (equação 2.11 e equação 2.15), não ocorrerá alteração no valor médio do componente de tensão de sequência zero ($v_Z - v_{NX}$) responsável por impor a corrente de sequência zero.

Entretanto, as larguras de pulso dos sinais PWM são alterados, afetando o conteúdo harmônico das tensões e correntes do conversor (VSC3P4W-FL). Este caso pode ser explicado baseado nos vetores espaciais gerados pelo conversor (VSC3P4W-FL). Para estes valores particulares de v_{RX_ref} , v_{SX_ref} , v_{TX_ref} , v_{NX_ref} usado na figura 3.9, a sequência de vetores espaciais impostas para um período da portadora é $\vec{V}_{15}, \vec{V}_7, \vec{V}_2, \vec{V}_1, \vec{V}_0, \vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_7, \vec{V}_{15}$, conforme mostrado na tabela 3.3, não se alterando com a injeção de v_{0_ref} (equação 4.4).

A figura 3.9 mostra que a injeção de v_{0_ref} (equação 4.4) desloca verticalmente os quatro sinais de referência v_{RX_ref} , v_{SX_ref} , v_{TX_ref} , v_{NX_ref} , deslocando-se as bordas dos sinais PWMs v_{RX} , v_{SX} , v_{TX} , v_{NX} horizontalmente.

A figura 3.9 mostra que os intervalos de duração (ζ_7 , ζ_2 e ζ_1) dos vetores ativos $\vec{V}_7, \vec{V}_2, \vec{V}_1$, do tetraedro 1 não se alteraram, resultando no mesmo vetor de tensão médio $\vec{V}_X$ correspondente a v_{RX_ref} , v_{SX_ref} , v_{TX_ref} , v_{NX_ref} , para um período da portadora. A sequência de vetores espaciais geradas pelo uso dos quatro blocos PWM e seu vetor de duração é idêntico ao usado na modulação vetorial (SVPWM) [23] e [24].

Estas conclusões sugerem a possibilidade da busca de um valor ótimo de v_{0_ref} que minimize a ondulação das correntes do conversor (VSC3P4W-FL), que será apresentado no capítulo 4.

Figura 3.9 Formas de onda simuladas para CPWM aplicada ao conversor (VSC3P4W-FL), mostrando um período da portadora (T) com a mesma portadora triangular.

Coluna (a) com valores de referência $v_{RX\_ref}(t)$, $v_{SX\_ref}(t)$, $v_{TX\_ref}(t)$, $v_{NX\_ref}(t)$, Tensões PWM do conversor $v_{pwm\_RX}(t)$, $v_{pwm\_SX}(t)$, $v_{pwm\_TX}(t)$, $v_{pwm\_NX}(t)$, ondulações de correntes de linha $\Delta i_{RX}(t)$, $\Delta i_{SX}(t)$, $\Delta i_{TX}(t)$, $\Delta i_{NX}(t)$. Coluna (b) mesmos sinais de (a), somando-se $v_{0\_ref} (< 0)$ nas referências $v_{RX\_ref}(t)$, $v_{SX\_ref}(t)$, $v_{TX\_ref}(t)$, $v_{NX\_ref}(t)$.

Capítulo 4 – Otimização da Tensão de Seqüência Zero

Mostra-se neste item como obter o sinal de seqüência zero ótimo que injetado em tempo real nas entradas dos PWMs que minimiza a ondulação de corrente do conversor (VSC3P4W-FL).

Mostrou-se no item 3.4 que a injeção de um sinal de seqüência zero de referência (v_{0_ref}) nas quatro referências do conversor (VSC3P4W-FL) para o conjunto de tensões de referência (v_{RX_ref} , v_{SX_ref} , v_{TX_ref} , v_{NX_ref}), não alterará o comportamento da média local das correntes do conversor (VSC3P4W-FL), mas afetará as ondulações das correntes dos quatro fios.

Neste capítulo, define-se uma função custo, obtendo-se por processo gráfico, o valor ótimo de seqüência zero v_{0_ref} a ser injetada. Mostrou-se que a condição mínima de ondulação na corrente ocorre para $t_0 = t_{15}$. Propõe-se uma fórmula simples para o cálculo de v_{0_ref} .

4.1 Definição do Problema de Otimização

O primeiro passo para se definir um problema de otimização é a definição de uma função custo. Define-se na equação 4.1, a função custo (I_C) como a soma dos valores eficazes das ondulações de corrente nos quatro fios do conversor (VSC3P4W-FL). O problema de otimização consiste em encontrar um valor instantâneo de v_{0_ref} ($v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_otimo}$) que minimiza a função custo (I_C).

$$I_C = \sum_{K=R,S,T,N} \Delta i_{RMSK} \quad \text{equação 4.1}$$

O termo (Δi_{RMSK}) é o valor eficaz de ondulação da corrente na fase K (K = R, S, T, N).

Para resolver o problema de otimização considera-se:

- Quatro indutores do filtro iguais.
- Estratégia PWM com amostragem regular e simétrica*.
- Mesma portadora para os quatros blocos do PWM.
- Não ocorre sobremodulação em nenhum dos blocos do PWM.
- Nota: análise em 1 período de chaveamento, podendo ser usado qualquer uma das tres estrategias de PWM.

Como a soma de um sinal de seqüência zero de referência (v_{0_ref}) nas quatro referências (v_{RX_ref} , v_{SX_ref} , v_{TX_ref} , v_{NX_ref}) não pode levar nenhum dos blocos PWM a região de sobremodulação, o sinal de seqüência zero de referência (v_{0_ref}) deve estar na faixa $v_{0\_ref\_min} \leq v_{0\_ref} \leq v_{0\_ref\_max}$, cujos limites estão definidos nas equações 4.2 e 4.3.

$$v_{0\_ref\_min} = -v_d - \min(v_{RX\_ref}; v_{SX\_ref}; v_{TX\_ref}; v_{NX\_ref}) \quad \text{equação 4.2}$$

$$v_{0\_ref\_max} = v_d - \max(v_{RX\_ref}; v_{SX\_ref}; v_{TX\_ref}; v_{NX\_ref}) \quad \text{equação 4.3}$$

4.2 Solução Gráfica da Otimização

Para o conjunto de tensões de um sinal de referência (v_{RX_ref} , v_{SX_ref} , v_{TX_ref} , v_{NX_ref}) e para um valor específico de injeção de um sinal de seqüência zero de referência (v_{0_ref}), simula-se no Matlab o conversor (VSC3P4W-FL) usando as equações 2.9, 2.10 e 2.15, e calculando a função custo (I_C). O sinal v_{0_ref} é variado na faixa definida pelas equações 4.2 e 4.3 evitando-se a sobremodulação dos blocos PWM. Simula-se um período de PWM, mantendo-se os sinais de referência constantes.

Para sistematicamente varrer toda a faixa de variação dos sinais v_{RX_ref} , v_{SX_ref} , v_{TX_ref} , v_{NX_ref} e v_{0_ref} , adotou-se a seguinte sistemática:

- O terno de tensões (v_{RX_ref} , v_{SX_ref} , v_{TX_ref}) foi escolhido com a ajuda da figura 4.1 que mostra a projeção do vetor espacial correspondente no plano $\alpha\beta$. O ângulo do vetor (θ) foi variado na faixa ($0 \sim 360^\circ$), de 15 em 15 graus, e sua amplitude (V) na faixa ($0 \sim 1v_d$), assumindo os valores $1/3v_d$, $2/3v_d$, e v_d (figura 4.1). Cada vetor espacial no plano $\alpha\beta$ define um terno de tensões (v_{RX_ref} , v_{SX_ref} , v_{TX_ref}) correspondente ao conversor trifásico.
- Para o terno de tensões (v_{RX_ref} , v_{SX_ref} , v_{TX_ref}), varia-se o valor de (v_{NX_ref}) na faixa ($-v_d \sim +v_d$), assumindo os valores $-1.0v_d$, $-0.5v_d$, $0v_d$, $0.5v_d$ e $1.0v_d$.

Figura 4.1 Escolha dos vetores no plano $\alpha\beta$

4.3 Obtenção da Tensão de Seqüência Zero Ótimo por processo gráfico

A figura 4.2 mostra o comportamento da função custo (I_C) em função do sinal de referência de seqüência zero (v_{0_ref}) para $\theta = 30^\circ$ e $V = \frac{1}{3} \cdot v_d$, parametrizada em valores de v_{NX_ref} .

As curvas ($I_C \times v_{0\_ref}$) apresentam um único ponto mínimo como mostrado na figura 4.2. O símbolo (+) mostra o ponto mínimo. O método apresentado para avaliar o cálculo de $v_{0\_ref\_otimo}$, não é apropriado para aplicações em tempo real.

Para facilitar a obtenção de $v_{0\_ref\_otimo}$ será aplicado o mesmo raciocínio apresentado em [25]. [25] diz que para o conversor trifásico com três braços com três fios (VSC3P3W), comportamento idêntico ao do método de vetores espaciais pode ser obtido através do método da modulação por largura de pulso com portadora triangular com injeção de seqüência zero ótima. Mostra que este valor força os intervalos de tempo t_0 e t_7 , correspondentes aos vetores nulos $\vec{V}_0$ e $\vec{V}_7$, a assumirem valores próximos. No método de vetores espaciais utiliza-se $t_0 = t_7$. Esta condição é obtida no método de modulação por largura de pulso com portadora triangular injetando-se um sinal de seqüência zero às referências, garantindo que os sinais de referência máximo e mínimo tenham o mesmo valor em módulo.

Para o conversor (VSC3P4W-FL), [28] e [29] afirmam que para a modulação vetorial (SVPWM), os intervalos de tempo dos vetores nulos ($\vec{V}_0$ e $\vec{V}_{15}$) devem ser iguais para minimizar a corrente de ondulação, porém sem comprovação.

A figura 3.9 mostra que a condição t_0 e t_{15} implica em valores máximo e mínimo (entre as quatro referências) iguais em módulo. Isto se consegue injetando-se $v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_SV}$ mostrado na equação 4.4.

$$v_{0\_ref\_SV} = \frac{-(\max(v_{RX\_ref}; v_{SX\_ref}; v_{TX\_ref}; v_{NX\_ref}) + \min(v_{RX\_ref}; v_{SX\_ref}; v_{TX\_ref}; v_{NX\_ref}))}{2}$$

equação 4.4

O valor da função custo (I_C) foi calculado para todos os casos previamente simulados, injetando-se ($v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_SV}$) e mostrado na figura 4.2 pelo símbolo “*”.

Mostra-se que o comportamento de modulação vetorial (SVPWM) obtido através da modulação com portadora triangular com injeção de $v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_SV}$ fornece valores da função custo (I_C) próximos aos obtidos com a injeção de $v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_otimo}$.

Confirma-se assim, a minimização da ondulação para t_0 e t_{15} . Conclui-se que o comportamento de modulação vetorial (SVPWM) pode ser obtido através da modulação com portadora triangular injetando-se $v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_SV}$ que é facilmente calculado em tempo real.

CPU's dedicadas ao controle dos conversores dispõem de modulação por largura de pulso com portadora triangular, não requerendo processamento adicional. O esforço computacional necessário para calcular $v_{0\_ref\_SV}$ é reduzido.

Apresenta-se no apêndice A, o conjunto completo de gráficos cobrindo toda a faixa de operação do conversor (VSC3P4W-FL).

Figura 4.2 Curvas de $(i_{RMS} \times v_{Z\_ref})$ para $\theta = 30^\circ$ e $V = \frac{1}{3} \cdot v_d$.

$v_{NX\_ref} = -1.0$ (preto), $v_{NX\_ref} = -0.5$ (magenta), $v_{NX\_ref} = 0$ (verde), $v_{NX\_ref} = 0.5$ (vermelho) e $v_{NX\_ref} = 1.0$ (azul)

“+” ponto mínimo (v_{0_ref}) obtido pela análise gráfica

“*” ponto ótimo ($v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_SV}$) obtido pela equação 4.4.

Capítulo 5 – Proposta de Estratégia de Controle de Corrente

Propõe-se uma estratégia de controle de corrente com reguladores PI para um sistema trifásico com quatro fios usando conversor com quatro fios.

Diversas estratégias de rastreamento da corrente no lado CA do conversor foram propostas na literatura. Algumas baseiam-se em vetores espaciais [28], [29] outras em estratégias escalares [8], [19], [20], [21], [22], [23]. O bloco controlador de corrente pode ser do tipo PI [19], dead-beat [8], [19], [20], [21], [22], [23], histerese e outros.

Este trabalho propõe a utilização de três malhas independentes de controle, para as fases R, S, T como mostrado na figura 5.1. As saídas dos controladores fornecem os sinais de referência (v_{RX_ref} , v_{SX_ref} , v_{TX_ref}) para os blocos de geração de PWM.

Figura 5.1 Diagrama de blocos das malhas independentes de controle de corrente para conversor (VSC3P4W-CCP).

O diagrama da figura 5.1 pode ser prontamente utilizado para o conversor com três braços (VSC3P4W-CCP). A componente de tensão de sequência zero (v_z) (figura 2.5) será gerado naturalmente pelos três braços do conversor trifásico (fases R,S,T). Devido a baixa capacidade de injeção de tensão de sequência zero (v_z) do conversor (VSC3P4W-CCP) (item 2.3), tem-se grande chance de ocorrência de sobremodulação nas fases R,S,T.

Para o conversor com quatro braços (VSC3P4W-FL) tem-se adicionalmente a possibilidade de se injetar seqüência zero pelo conversor da fase “N” (v_{NX}).

Deve-se elaborar uma estratégia para definir qual será a parcela de contribuição do conversor trifásico (v_Z) e do conversor com quatro braços (v_{NX}) para injetar a corrente de seqüência zero de referência (i_{0_ref}). Propõe-se a estratégia abaixo descrita. Utiliza-se o diagrama de blocos da figura 5.1, impondo-se $v_{NX\_ref} = 0$ como mostrado na figura 5.2.

Figura 5.2 Diagrama de blocos das malhas independentes de controle de corrente para conversor (VSC3P4W-FL)

As três malhas de controle se encarregarão de calcular v_{RX_ref} , v_{SX_ref} , v_{TX_ref} que impõem as três correntes desejadas (i_{R_ref} , i_{S_ref} , i_{T_ref}). Dispondo do conjunto de sinais de referência (v_{RX_ref} , v_{SX_ref} , v_{TX_ref} , $v_{NX\_ref} = 0$), aplica-se a técnica de PWM com injeção de seqüência zero, mostrado na figura 5.3, conseguindo-se:

- Distribuir a contribuição da parcela de tensão de seqüência zero entre o conversor trifásico (R,S,T) e o conversor monofásico (quarto braço, fase N).
- Deixar os sinais de referência de maior e menor amplitude equidistantes (em módulo), reduzindo a chance de ocorrência da sobremodulação.
- Minimização na ondulação de corrente das quatro fases (capítulo 4).

Figura 5.3 Diagrama de blocos das malhas independentes de controle de corrente para conversor (VSC3P4W-FL) com a técnica de PWM com injeção de seqüência zero.

Capítulo 6 - Simulações e Resultados Experimentais

As estratégias de PWM propostas são analisadas através de simulação numérica e comparadas com os resultados experimentais obtidos através de um protótipo. Simula-se também a malha de controle de corrente para conversor com quatro fios (VSC3P4W-FL).

6.1 Parâmetros do Conversor para as Simulações e Experimentos

Neste capítulo foram empregados os parâmetros listados nas tabelas 6.1 (valores em pu) e 6.2 (valores absolutos). As simulações dos itens 6.5.a, 6.6.a, 6.7.a, 6.8.a, 6.9.a foram obtidas a partir de integração numérica das equações 2.15 e 4.4, correspondendo ao circuito da figuras 2.5, utilizando-se o programa Matlab.

Tabela 6.1 Parâmetros usados nas simulações.

Símbolo	Parâmetro	Valor
p	Número de pulsos de chaveamento por período da portadora	30 pulsos
v_d	Metade da tensão do barramento CC	1.0 pu
$\omega L_{(1)}$	Reatância de filtro de linha	0.2 pu
ωL_N	Reatância de filtro de neutro	0 pu 0.2 pu
m	Índice de modulação para cada braço	1.0 pu
v_{NX_ref}	Tensão injetada no quatro braço do conversor (VSC3P4W-FL)	0 $v_{0\_ref\_SV}$
v_{0_ref}	Tensão de seqüência zero injetada nas referências dos blocos PWM's	0 $v_{0\_ref\_SV}$

* (1) $Z_{base}(pu) = V_{base}(v_d) / I_{base}$; $V_{base} = v_d$; $I_{base} = I_{no\ min\ al\ de\ fase}$

Tabela 6.2 Parâmetros usados nos experimentos.

Símbolo	Parâmetro	Valor
$v_d(2)$	Tensão do barramento CC (1pu)	30V
R (2)	Resistor de carga (figura 6.1 e 6.2)	47Ω
L	Indutância de linha (para reatância de 0.2pu)	25 mH
L_N	Indutância de neutro (para reatância de 0.2pu)	25 mH
C	Capacitância de carga (figura 6.1 e 6.2)	10μF

* (2) $Z_{base} = 47\ \Omega$; $V_{base} = 30V$

6.2 Arranjo Experimental

A etapa de potência dos conversores empregados nos experimentos é mostrada nas figuras 6.1 e 6.2. Os pares RC (carga) representam as tensões (v_{CR} , v_{CS} , v_{CT} , v_{CN}) da figura 2.5.

Figura 6.1 Circuito experimental para conversor (VSC3P4W-CCP).

Figura 6.2 Circuito experimental para conversor (VSC3P4W-FL).

O diagrama de blocos do protótipo é mostrado na figura 6.3 e a figura 6.4 mostra uma foto do protótipo identificando os vários módulos.

Figura 6.3 Diagrama de blocos do protótipo

Figura 6.4 Foto do protótipo – identificação dos módulos.

As medições das correntes de linha para a fase “T” e de neutro “N” foram realizadas com o equipamentos da Tektronix incluindo, osciloscópio de quatro canais Modelo TDS3014B e amplificadores das pontas de corrente AM503. As formas de onda obtidas no osciloscópio foram exportadas para o computador através do programa Wavestar da Tektronix. Para mostrar as ondulações das correntes em valores por unidade, as correntes medidas foram numericamente processadas no programa Matlab (extração do seu componente fundamental, cálculo dos valores pu, cálculo dos espectros).

6.3 Efeito da Indutância de Neutro na Ondulação das Correntes

6.3.1 Conversor (VSC3P4W-CCP)

O conversor (VSC3P4W-CCP) foi simulado para a condição de três portadoras em fase e sem injeção de seqüência zero ($v_{0\_ref} = 0$). O conversor não permite a injeção de seqüência zero para minimização da ondulação, pois estas imporiam correntes nas três fases R,S,T e neutro. No caso 1 impõe-se $L_N = 0$ e no caso 2 $L_N = L$.

Os resultados de simulações e experimentais são comentados a seguir:

- Caso 1 – As figuras 6.5.a e 6.5.b mostram os resultados de simulação e experimental. O componente harmônico da tensão de saída do conversor (VSC3P4W-CCP) na frequência de chaveamento tem comportamento de seqüência zero. Para os moduladores baseados em portadora triangular este harmônico tem elevada amplitude quando comparado ao fundamental. A indutância equivalente para a seqüência zero é pequena ($L/3$). A figura 6.5.a mostra que a amplitude da ondulação de corrente de neutro é maior do que a amplitude da ondulação de corrente de linha para a fase “T”. A amplitude da 30ª harmônica para o condutor neutro é exatamente três vezes o valor da amplitude da corrente de linha. O espectro da corrente de linha apresenta todos os componentes do espectro da tensão de fase dos conversores monofásicos e individuais (v_{RX}, v_{SX}, v_{TX}). Apenas os componentes de seqüência zero (espectros 30, 57, 63, 90 e etc) aparecem no espectro da corrente de neutro. Os componentes de seqüência positiva e negativa são cancelados. As formas de onda e os espectros obtidos experimentalmente (figura 6.5.b) apresentam valores coerentes com os simulados. Os componentes de baixa frequência que aparecem no caso experimental são devidos à operação do conversor (que emprega IGBT's de 800V) em tensão baixa (30V). A tensão dreno-source (V_{DS}) do IGBT acaba causando uma deformação apreciável na tensão de saída do conversor.
- Caso 2 – As figuras 6.6.a e 6.6.b mostram os resultados simulado e experimental. Com a introdução do indutor no neutro, a indutância equivalente para o componente de seqüência zero passará para $4L/3$. Com uma impedância de seqüência zero quatro vezes maior do que no caso 1, a 30ª harmônica das correntes de neutro e de linha é quatro vezes menor que as do caso 1.

6.3.2 Conversor (VSC3P4W-FL)

O conversor (VSC3P4W-FL) foi simulado para a condição de quatro portadoras em fase e sem injeção da tensão de sequência zero ($v_{0\_ref}=0$) e tensão no quarto braço nula ($v_x=0$). No caso 3 impõe-se $L_N = 0$ e no caso 4 $L_N = L$.

Os resultados de simulação e experimental são comentados a seguir:

- Caso 3 – As figuras 6.7.a e 6.7.b mostram os resultados de simulação e experimental. Os resultados são similares ao caso 1. Como $v_{NX} = 0$, o espectro de v_{NX} tem uma forte 30ª harmônica com amplitude maior do que v_Z . Embora v_{NX} e v_Z tem contribuição oposta, a influência da corrente de sequência zero é alta como mostrado nas figuras 6.7.a. e 6.7.b.
- Caso 4 – As figuras 6.8.a e 6.8.b mostram os resultados simulado e experimental. Os resultados apresentam um comportamento similar ao do caso 2, como mostrado na figura 6.8.a. A indutância de sequência zero é alta ($4L/3$), resultando no decréscimo da componente de sequência zero das correntes de linha e de neutro, da ordem de quatro vezes, quando comparadas ao caso 3.

6.4 Efeito da Injeção de Sequência Zero

O conversor (VSC3P4W-FL) foi simulado para a condição de quatro portadoras em fase e com injeção de sequência zero. Os casos onde $L_N = 0$ apresentaram ondulações na corrente de neutro da ordem de 0.30 a 0.35 pu (para $L_N = 0.2$ pu e 30 pulsos de chaveamento por ciclo). Como $L_N = 0$ é inviável, verifica-se a injeção de sequência zero apenas para o caso 5 ($L_N = L$).

Os resultados de simulações e experimentais são comentados a seguir:

- Caso 5 – As figuras 6.9.a e 6.9.b mostram os resultados simulado e experimental. Comparando-se o caso 4 ($L_N = L$ e sem injeção de sequência zero) e o caso 5 ($L_N = L$ e com injeção de sequência zero) verifica-se a redução nas amplitudes do espectro para o caso 5 (figuras 6.9.a e 6.9.b). Para o caso 5 ocorreram discrepâncias da ordem de 20% entre os valores experimentais e de simulação, devido:
  - À operação do conversor em tensão baixa (30V), barramento CC de 30V.
  - À forte componente de 3ª harmônica do sinal v_{0_SV} , que exige uma maior banda passante do sistema de PWM + inversor.
  - A não utilização de compensação de tempo-morto.

Notou-se que o potencial de minimização das ondulações das correntes é muito pequena. Isto também acontece para o conversor (VSC3P4W-CCP) [25]. Como o comportamento da modulação com portadora triangular com injeção de sequência zero é idêntico ao da modulação vetorial (SVPWM) [31], [32], pode-se afirmar que as ondulações das correntes da modulação vetorial (SVPWM) não é muito menor do que a apresentada pela modulação com portadora triangular sem injeção de sequência zero. Por outro lado, citam-se algumas vantagens substanciais da injeção de sequência zero:

- Melhor utilização do barramento CC.
- Redução da possibilidade de ocorrência de sobremodulação.
- Redução da possibilidade de operação com pulsos estreitos.
- Tem-se um algoritmo de menor complexidade quando comparado ao vetorial, exigindo menor carga de processamento.
- Consegue-se estabelecer qual a contribuição dos conversores trifásico (v_{RX}, v_{SX}, v_{TX}) e monofásico (v_{NX}) na imposição da tensão de sequência zero.
- Facilidade na implementação de malhas de controle no sistema de coordenadas trifásicas (RSTN), evitando-se transformações de coordenadas e os acoplamentos entre variáveis.

Figura 6.5.a Resultado de Simulação – Caso 1 (Conversor VSC3P4W-CCP)
 Ondulação de corrente de linha “T” e neutro e seus respectivos espectros
 $L_N = 0$; $v_0 = 0$

Figura 6.5.b Resultado Experimental – Caso 1 (Conversor VSC3P4W-CCP)
 Ondulação de corrente de linha “T” e neutro e seus respectivos espectros
 $L_N = L$; $v_0 = 0$

Figura 6.6.a Resultado de Simulação – Caso 2 (Conversor VSC3P4W-CCP)
 Ondulação de corrente de linha “T” e neutro e seus respectivos espectros
 $L_N = L$; $v_0 = 0$

Figura 6.6.b Resultado Experimental – Caso 2 (Conversor VSC3P4W-CCP)
 Ondulação de corrente de linha “T” e neutro e seus respectivos espectros
 $L_N = L$; $v_0 = 0$

Figura 6.7.a Resultado de Simulação – Caso 3 (Conversor VSC3P4W-FL)
 Ondulação de corrente de linha “T” e neutro e seus respectivos espectros
 $L_N = 0; v_0 = 0; v_{NX} = 0$

Figura 6.7.b Resultado Experimental – Caso 3 (Conversor VSC3P4W-FL)
 Ondulação de corrente de linha “T” e neutro e seus respectivos espectros
 $L_N = 0; v_0 = 0; v_{NX} = 0$

Figura 6.8.a Resultado de Simulação – Caso 4 (Conversor VSC3P4W-FL)
Ondulação de corrente de linha “T” e neutro e seus respectivos espectros

$$L_N = L; v_0 = 0; v_{NX} = 0$$

Figura 6.8.b Resultado Experimental – Caso 4 (Conversor VSC3P4W-FL)
Ondulação de corrente de linha “T” e neutro e seus respectivos espectros

$$L_N = L; v_0 = 0; v_{NX} = 0$$

Figura 6.9.a Resultado de Simulação – Caso 5 (Conversor VSC3P4W-FL)
Ondulação de corrente de linha “T” e neutro e seus respectivos espectros

$$L_N = L; v_{0\_SV}; v_{NX} = v_{0\_SV}$$

Figura 6.9.b Resultado Experimental – Caso 5 (Conversor VSC3P4W-FL)
Ondulação de corrente de linha “T” e neutro e seus respectivos espectros

$$L_N = L; v_{0\_SV}; v_{NX} = v_{0\_SV}$$

6.5 Desempenho da Malha de Controle de Corrente Proposta

A estratégia de controle de corrente para o conversor (VSC3P4W-FL) foi verificada através da simulação do circuito da figura 6.10 usando-se o programa PSIM. Os sinais de referência contém um componente fundamental com amplitude de 1pu (seqüência positiva) e um componente de 3ª harmônica, de seqüência zero e com amplitude 0.1pu. Como controlador de corrente foram utilizados três controladores do tipo PI com ganho $k_p = 25$ e $T_i = 1\text{ms}$.

Para o conversor foram adotados os parâmetros:

- $v_d = 1.2\text{ pu}$;
- $L = 0.5\text{mH}$ (para 60Hz corresponde a reatância de 0.19 pu)
- Amplitude da tensão de rede = 1pu (pico, seqüência positiva);

Figura 6.10 Circuito usado na simulação da malha de controle da corrente e injeção de seqüência zero.

A figura 6.11 mostra que as correntes impostas pelo conversor (i_{R_medido} , i_{S_medido} , i_{T_medido}) seguem os sinais de referência (i_{R_ref} , i_{S_ref} , i_{T_ref}). Apresenta-se também a corrente de neutro (i_{N_medido}). Os espectros das formas de onda das correntes são mostrados na figura 6.12. Mostra-se que os componentes de baixa frequência do espectro das correntes injetadas pelo conversor é praticamente coincidente com o dos sinais de referência. Para a corrente do quarto braço (i_{N_medido}) tem-se a presença da 3ª harmônica (180hz) com amplitude três vezes maior (0.3pu).

Figura 6.11 Formas de onda das correntes impostas pelo conversor (i_{R_medido} , i_{S_medido} , i_{T_medido}) e dos sinais de referência (i_{R_ref} , i_{S_ref} , i_{T_ref}).

Figura 6.12 Espectros das formas de onda das correntes impostas pelo conversor (i_{R_medido} , i_{S_medido} , i_{T_medido}) e dos sinais de referência (i_{R_ref} , i_{S_ref} , i_{T_ref}).

Capítulo 7 – Conclusões e Sugestões para a Continuidade do Trabalho

Apresentam-se as conclusões finais e as sugestões para a continuidade do trabalho

Para as duas estruturas de conversores apresentadas no capítulo 2, verificou-se através da análise da tensão de saída (item 2.3), que o conversor (VSC3P4W-FL) apresenta melhor desempenho que o conversor (VSC3P4W-CCP), pois permite uma maior capacidade de injeção da tensão de sequência zero e melhor utilização do barramento CC. Devido à baixa capacidade do conversor (VSC3P4W-CCP) na injeção da tensão de sequência zero não foi proposta uma estratégia PWM para este conversor.

Mostrou-se que a estratégia PWM proposta para o conversor (VSC3P4W-FL), **modulação por largura de pulso com portadora triangular com injeção de um sinal de tensão de sequência zero ótimo nas referências dos blocos PWM's**, apresenta o mesmo comportamento da modulação vetorial (SVPWM) descrita em [28,] [29]. O capítulo 3 (item 3.3) mostrou a relação entre a estratégia PWM proposta e a modulação vetorial.

Justifica-se o uso desta estratégia:

- Pela simplicidade de implementação e bom desempenho.
- Pela menor carga computacional (a geração do PWM é realizado por um circuito dedicado dentro do processador).
- Pela redução da possibilidade de sobremodulação.
- Pela redução da possibilidade de operação com pulsos estreitos.
- Pela facilidade de se implementar malhas de controle de corrente no sistema de coordenadas (RSTN), evitando-se transformações e os acoplamentos entre variáveis.

A estratégia PWM proposta reduz a ondulação de corrente do conversor (VSC3P4W-FL), sem alterar o comportamento da média local das correntes de linha e neutro. Mostrou-se no capítulo 4 como obter o sinal de sequência zero ótimo que injetado em tempo real nas entradas dos blocos PWM's minimiza a ondulação nas correntes do conversor.

Foi proposta uma estratégia de controle de corrente simples que emprega três controladores de corrente e a estratégia de injeção de tensão de sequência zero. Consegue-se baixa ondulação nas correntes, além de fácil determinação das contribuições dos conversores trifásico (v_{RX}, v_{SX}, v_{TX}) e monofásico (v_{NX}) na imposição de tensão de sequência zero.

As simulações numéricas e os resultados experimentais apresentados no capítulo 6, mostraram as formas de onda da ondulação de corrente de linha para a fase “T” e a ondulação de corrente de neutro “N” para os dois conversores.

Nos itens 6.5, 6.6, 6.7, 6.8 e 6.9 foram realizados:

- Verificação do efeito da indutância de neutro para os dois conversores com quatro fios, conversor (VSC3P4W-CCP) e conversor (VSC3P4W-FL), via simulação e experimento.
- Verificação do efeito da injeção de tensão de sequência zero, via simulação e experimento.
- Verificação do desempenho da estratégia de controle de corrente proposta, via simulação, empregando-se três controladores do tipo PI.

Propostas para a continuidade deste trabalho:

- Utilização da técnica de PWM e da malha de controle de corrente aplicados em sistemas de energia ininterrupta (UPS).
- Implementação do conversor trifásico com quatro braços com quatro fios (VSC3P4W-FL) utilizando a malha de controle de corrente proposta na montagem de um filtro ativo paralelo de potência em sistemas elétricos trifásicos com quatro fios para eliminar correntes harmônicas, correntes reativas e correntes de neutro.

APÊNDICE

A.1 CONJUNTO DE GRÁFICOS PARA CONVERSOR (VSC3P4W-FL)

Apresenta-se o conjunto completo de gráficos cobrindo toda a faixa de operação do conversor (VSC3P4W-FL).

O método de análise gráfica foi definido no capítulo 4 (item 4.2).

Figura A.1.1 Gráficos de $(i_{RMS} \times v_{0\_ref})$ entre os ângulos (θ) de 15° à 30°, para $V \left(\frac{1}{3} \cdot v_d ; \frac{2}{3} \cdot v_d \text{ e } v_d \right)$,

Para $v_{NX\_ref} = -1.0$ (preto), -0.5 (magenta), 0 (verde), 0.5 (vermelho), 1.0 (azul)

“*” ponto ótimo ($v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_SV}$) obtido pela equação 4.4

“+” ponto mínimo (v_{0_ref}) obtido pela análise gráfica

Figura A.1.2 Gráficos de $(i_{RMS} \times v_{0\_ref})$ entre os ângulos (θ) de 45° à 60° , para $V \left(\frac{1}{3} \cdot v_d ; \frac{2}{3} \cdot v_d \text{ e } v_d \right)$,

Para $v_{NX\_ref} = -1.0$ (preto), -0.5 (magenta), 0 (verde), 0.5 (vermelho), 1.0 (azul)

“*” ponto ótimo ($v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_SV}$) obtido pela equação 4.4

“+” ponto mínimo (v_{0_ref}) obtido pela análise gráfica

Figura A.1.3 Gráficos de $(i_{RMS} \times v_{0\_ref})$ entre os ângulos (θ) de 75° à 90° , para $V \left(\frac{1}{3} \cdot v_d ; \frac{2}{3} \cdot v_d \text{ e } v_d \right)$,

Para $v_{NX\_ref} = -1.0$ (preto), -0.5 (magenta), 0 (verde), 0.5 (vermelho), 1.0 (azul)

“*” ponto ótimo ($v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_SV}$) obtido pela equação 4.4

“+” ponto mínimo (v_{0_ref}) obtido pela análise gráfica

Figura A.1.4 Gráficos de $(i_{RMS} \times v_{0\_ref})$ entre os ângulos (θ) de 105° à 120° , para $V \left(\frac{1}{3} \cdot v_d ; \frac{2}{3} \cdot v_d \text{ e } v_d \right)$,

Para $v_{NX\_ref} = -1.0$ (preto), -0.5 (magenta), 0 (verde), 0.5 (vermelho), 1.0 (azul)

“*” ponto ótimo ($v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_SV}$) obtido pela equação 4.4

“+” ponto mínimo (v_{0_ref}) obtido pela análise gráfica

Figura A.1.5 Gráficos de $(i_{RMS} \times v_{0\_ref})$ entre os ângulos (θ) de 135° à 150° , para $V \left(\frac{1}{3} \cdot v_d ; \frac{2}{3} \cdot v_d \text{ e } v_d \right)$,

Para $v_{NX\_ref} = -1.0$ (preto), -0.5 (magenta), 0 (verde), 0.5 (vermelho), 1.0 (azul)

“*” ponto ótimo ($v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_SV}$) obtido pela equação 4.4

“+” ponto mínimo (v_{0_ref}) obtido pela análise gráfica

Figura A.1.6 Gráficos de $(i_{RMS} \times v_{0\_ref})$ entre os ângulos (θ) de 165° à 180° , para $V \left(\frac{1}{3} \cdot v_d ; \frac{2}{3} \cdot v_d \text{ e } v_d \right)$,

Para $v_{NX\_ref} = -1.0$ (preto), -0.5 (magenta), 0 (verde), 0.5 (vermelho), 1.0 (azul)

“*” ponto ótimo ($v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_SV}$) obtido pela equação 4.4

“+” ponto mínimo (v_{0_ref}) obtido pela análise gráfica

Figura A.1.7 Gráficos de $(i_{RMS} \times v_{0\_ref})$ entre os ângulos (θ) de 195° à 210° , para $V \left(\frac{1}{3} \cdot v_d ; \frac{2}{3} \cdot v_d \text{ e } v_d \right)$,

Para $v_{NX\_ref} = -1.0$ (preto), -0.5 (magenta), 0 (verde), 0.5 (vermelho), 1.0 (azul)

“*” ponto ótimo ($v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_SV}$) obtido pela equação 4.4

“+” ponto mínimo (v_{0_ref}) obtido pela análise gráfica

Figura A.1.8 Gráficos de $(i_{RMS} \times v_{0\_ref})$ entre os ângulos (θ) de 225° à 240° , para $V \left(\frac{1}{3} \cdot v_d ; \frac{2}{3} \cdot v_d \text{ e } v_d \right)$,

Para $v_{NX\_ref} = -1.0$ (preto), -0.5 (magenta), 0 (verde), 0.5 (vermelho), 1.0 (azul)

“*” ponto ótimo ($v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_SV}$) obtido pela equação 4.4

“+” ponto mínimo (v_{0_ref}) obtido pela análise gráfica

Figura A.1.9 Gráficos de $(i_{RMS} \times v_{0\_ref})$ entre os ângulos (θ) de 255° à 270° , para $V \left(\frac{1}{3} \cdot v_d ; \frac{2}{3} \cdot v_d \text{ e } v_d \right)$,

Para $v_{NX\_ref} = -1.0$ (preto), -0.5 (magenta), 0 (verde), 0.5 (vermelho), 1.0 (azul)

“*” ponto ótimo ($v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_SV}$) obtido pela equação 4.4

“+” ponto mínimo (v_{0_ref}) obtido pela análise gráfica

Figura A.1.10 Gráficos de $(i_{RMS} \times v_{0\_ref})$ entre os ângulos (θ) de 285° à 300°, para $V \left(\frac{1}{3} \cdot v_d ; \frac{2}{3} \cdot v_d \text{ e } v_d \right)$,

Para $v_{NX\_ref} = -1.0$ (preto), -0.5 (magenta), 0 (verde), 0.5 (vermelho), 1.0 (azul)

“*” ponto ótimo ($v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_SV}$) obtido pela equação 4.4

“+” ponto mínimo (v_{0_ref}) obtido pela análise gráfica

Figura A.1.11 Gráficos de $(i_{RMS} \times v_{0\_ref})$ entre os ângulos (θ) de 315° à 330° , para $V \left(\frac{1}{3} \cdot v_d ; \frac{2}{3} \cdot v_d \text{ e } v_d \right)$,

Para $v_{NX\_ref} = -1.0$ (preto), -0.5 (magenta), 0 (verde), 0.5 (vermelho), 1.0 (azul)

“*” ponto ótimo ($v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_SV}$) obtido pela equação 4.4

“+” ponto mínimo (v_{0_ref}) obtido pela análise gráfica

Figura A.1.12 Gráficos de $(i_{RMS} \times v_{0\_ref})$ entre os ângulos (θ) de 345° à 360° , para $V \left(\frac{1}{3} \cdot v_d ; \frac{2}{3} \cdot v_d \text{ e } v_d \right)$,

Para $v_{NX\_ref} = -1.0$ (preto), -0.5 (magenta), 0 (verde), 0.5 (vermelho), 1.0 (azul)

“*” ponto ótimo ($v_{0\_ref} = v_{0\_ref\_SV}$) obtido pela equação 4.4

“+” ponto mínimo (v_{0_ref}) obtido pela análise gráfica

LISTA DE REFERÊNCIAS

- [1] Ali, S.M.; Kasmierkowshi, M.P. PWM Voltage and Current Control of Four Leg VSI. IEEE Transaction on Power Electronics, Volume 39, N° 5, September 1985.
- [2] Ali, S.M.; Kasmierkowshi, M.P. PWM Current Regulation of Four-Leg PWM VSI Converter. IEEE Transaction on Industry Application, Volume 26, N° 5, October 1998, Pages 1853-1858.
- [3] Aredes, M.; et. Al. Three-phase Four-Wire Shunt Active Filter Control Strategies. IEEE Transaction on Power Electronics, Volume 12, N° 2, March 1997, Pages 311-318.
- [4] Bakhshai, A.R.; et al. Space Vector Modulation Based on Classification Method in Three-Phase Multilevel Voltage Source Inverters. IEEE IAS Annual Meet, 2001, Pages 597-602.
- [5] Boys, J.T.; Walton S. J. New Sinusoidal Pulsewidth-Modulated Inverter. Proc. IEEE, Volume 122, N° 11, November 1975.
- [6] Bowes, S.R. New Sinusoidal PulseWidth-Modulated Invertor. Proc. IEEE, Volume 122, N° 12, November 1975.
- [7] Bowes, S.R.; Lay, Y.S. The Relationship Between Space Vector Modulation and Regular Sampled PWM. IEEE Transaction on Power Electronics, Volume 44, N° 5, 1977 Pages 670-679.
- [8] Buso, S. Digital Control of Power Converters. (Lecture notes). Disponível em <http://www.dscee.fee.unicamp.br/~antenor/Digital.html>.
- [9] Cheng, P.T.; Hou, C.C. A New Harmonic Supression Scheme for Three-Phase Four-Wire Distribution Systems. IEEE Transactions on Industrial Applications, Volume 24, N° 1, 2001, Pages 1287 – 1293.
- [10] Chiang, S.J.; et. Al. A Three-Phase Four-Wire Conditioner with Load-Dependent Voltage Regulation for Energy Saving, IEEE 2003.
- [11] Cutri, R. Compensação de Desequilíbrios de Cargas Empregando Conversor Estático Operando com Modulação em Largura de Pulso. 2004 Dissertação (Mestrado), Escola Politécnica, Universidade de São Paulo. São Paulo.
- [12] Doval, G. J.; et al. Three Alternatives for Implementing Space Vector Modulation with the DSP TMS320F240. IEEE IECON Proc.: 1999. Pages 336-341.

- [13] Enjeti, P.N.; et al. Analysis and Design of New Active Filter to Cancel Neutral Current Harmonics in Three-Phase Four-Wire Electric Distribution Systems. IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 30, Nº 6, 1988. Pages 1565-1572.
- [14] Grant, T.L.; Barton, T.H. "Control Strategies for PWM Drives". IEEE Transactions on Industrial Applications, Volume 16, Nº 2, March/April 1988. Pages 211 – 215.
- [15] Hamman, J.; Van Der Merwe, F.S. Voltage Harmonics Generated by Voltage-Fed Inverters Using PWM Natural Sampling. IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 3, Nº 3, July 1988.
- [16] Holmes, D.G.; Lipo, T. A. Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice 1 Ed. Realing: John Wiley & Sons, 2002.
- [17] Holtz, J. Pulsewidth Modulation – A survey. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Volume 39, Nº 5, October 1992.
- [18] Juang, H.K.; Seung, K.S. A Carrier-Based PWM Method for Three-Phase Four-Leg Voltage Source Converters. IEEE Transactions on Industrial Applications, Volume 19, Nº 1, January 2004, Pages 885 – 893.
- [19] Junqueira, D. A. Retificador Trifásico com Elevado Fator de Potência, Dissertação Mestrado, Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2004.
- [20] Kawabata, T.; Miyashita, T.; Yamamoto, Y. Dead Beat Control of Three Phase PWM Inverter, IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 5, Nº 1, January 1990.
- [21] Kawamura, A.; Haneyoshi, T.; Hoft, R. G. Deadbeat Controlled PWM Inverter with Parameter Estimation Using Only Voltage Sensor IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 3, Nº 2, April 1988.
- [22] Kazmierkowski, M.P; Malesani, L. Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Volume 45, Nº 5, October 1998. Pages 691-703.
- [23] Komatsu, W.; Kaiser, W.; Matakas, L. PWM Current Source Converter with Deadbeat Control. In: International Power Electronics Conference, Tokyo, 2000. Proceedings. Tokyo, IEEJ, 2000, Volume 2, Pages 911-917.
- [24] Matakas, Jr. L.; Masada E. A Instantaneous Optimum PWM and its Comparison to the Space Vector and Regular Sampling. IEEJ94, Japan , 1994.
- [25] Matakas, Jr. L.; Komatsu W.; A Didactic Comparison of Space Vector PWM and Carrier-based PWM with Optimal Zero-Sequence Injection. Cobep 2005, Recife, Brasil, 2005.

- [26] Matakas, Jr. L. Conexão Paralela de Conversores Estáticos do Tipo Fonte de Tensão sem Transformador – Características e Estratégias de Controle. Dissertação Doutorado. Escola Politécnica, Universidade de São Paulo. São Paulo, 2004.
- [27] Nagy, I.; Matakas, Jr. L.; Masada E. Novel Adaptative Switching Pattern of AC-DC Conversion for Suppressing Network Pollution. Third International Conference on Power Quality. User Applications and perspectives, October 1994, Pages 24 – 27.
- [28] Pinheiro, H. et. Al. Modulação Space Vector para Inversores Alimentados em Tensão: Uma Abordagem Unificada – XIV Congresso Brasileiro de Automática, 2002, Pages 784-794.
- [29] Pinheiro, H.; et. Al. Novos Algoritmos de Limitação para Inversores de Tensão PWM a Quatro Braços utilizando Modulação Space Vector. Revista Controle & Automação, volume 15, Nº 3, Julho 2004.
- [30] Quinn, C. A.; Mohan N. Active Filtering of Harmonic Currents in Three-Phase Four-Wire Systems with Three-Phase and Single-Phase Non-Linear Loads. In Proc. APEC, Volume 2, 1992, Pages 829-835.
- [31] Robba, J.; et al. Introdução a Sistemas Elétricos de Potência. 2 edição. 1996. Edgard Bluscher. São Paulo.
- [32] Ryan; M.J.; et al. Decoupled Control of a Four-Leg Inverter Via a New 4x4 Transformation Matrix, IEEE PESC Conf. Rec., 1999, Pages 187-192.
- [33] Silva, Jr. W.; Giarreta, A. R.; Matakas, Jr. L. Comparing Two Strategies for the Implementation of Three-Phase Four-Wire VSI converters. VII International Conference of Industrial Application, Recife, Brazil, 2006.
- [34] Van Der Broeck, H.W.; Skudelny, H.C.; Stanke, G.V. Analysis and Realization of a Pulse Width Modulation Based on Voltage Space Vectors, IEEE Transactions on Industrial Applications, Volume 24, Nº 1, 1998, Pages 142 – 150.
- [35] Villalva, M.G.; et al. Detailed Implementation of a Current Controller with 3D Space Vector for Wire Active Filters. IEEE Transactions on Industrial Applications. Volume 32, Nº 6, 2003, Pages 536 – 541.
- [36] Villalva, M.G. Estudo e Aplicação de Filtros Ativos para Sistemas Trifásicos com Quatro Fios, Dissertação Mestrado, UNICAMP, São Paulo, 2005.
- [37] Wada K.; Shimizu T. Mitigation Method of 3rd-Harmonic Voltage for a Three-Phase Four-Wire Distribution System Based on a Series Active Filter for the Neutral Conductor. IEEE/IAS Annual Meeting, Volume 1, 2002, Pages 64-69.
- [38] Zhang R.; et al. A Three-Phase Inverter with a Neutral Leg with Space Vector Modulation. In Proc. APEC, Volume 2, 1997, Pages 864-870.

[39] Zhang R.; et al. Analysis and Comparison of Space Vector Modulation Schemes for a Four-Leg Voltage Source Inverter. In. Proc. APEC, Volume 2 , 1997, Pages 864-870.

[40] Zhang R.; et al. Three-Dimensional Space Vector Modulation for Four-Leg Voltage-Source Converters. IEEE Transactions on Industrial Applications, Volume 17, N° 3, 1998, Pages 314 – 150.