

Alex-Sander Amável Luiz

**TENSÕES E CORRENTES SENOIDAIS EM
CONVERSORES PARA MÉDIA TENSÃO INDUSTRIAL.**

*Texto submetida a Banca Avaliadora para
o exame de doutorado do Programa de
Pós-graduação em Engenharia Elétrica da
Universidade Federal de Minas Gerais,
como requisito parcial à obtenção do título
de Doutor em Engenharia Elétrica.*

*Área de Conhecimento:
Eletrônica de Potência
Orientador: Braz de Jesus C. Filho.
Universidade Federal de Minas Gerais*

Belo Horizonte
Escola de Engenharia da UFMG
2007

RESUMO

Este trabalho propõe o uso de filtros passivos e da técnica da eliminação seletiva de harmônicos para a obtenção de tensões e correntes senoidais a partir de conversores estáticos de alta potência para média tensão industrial. O trabalho apresenta um estudo que envolve as principais topologias de conversores multiníveis, as técnicas de modulação e as alternativas para a redução do conteúdo harmônico empregadas nessa classe de conversores buscando a produção de tensão e corrente com baixo conteúdo harmônico. A partir desse estudo, o conversor adotado para o trabalho consiste na topologia de três níveis com neutro grampeado a diodo NPC cujos semicondutores são comandados com baixíssimas frequência de comutação, da ordem de 200Hz. O método de filtragem sugerido constitui-se do filtro *LCL* de terceira ordem ao qual se adicionam alguns ramos ressonantes para melhorar sua capacidade de atenuação de harmônicos de baixa frequência. Para o filtro, o trabalho apresenta e avalia um critério de projeto otimizado baseado em sua potência reativa e que minimiza o tamanho e o custo de seus componentes. O trabalho também propõe e confirma a viabilidade da utilização dessa configuração do filtro em condições de frequência fundamental fixa e variável. A técnica da eliminação seletiva de harmônicos é concebida de modo a responder a variações instantâneas na condição de operação do conjunto do modulador, do conversor e do filtro, a partir de um regulador de corrente clássico, de forma semelhante a outras técnicas de modulação encontradas na literatura. Para o modulador vários aspectos teóricos e práticos são ainda discutidos. Os resultados de simulação e experimentais mostram que é possível obter formas de ondas de tensão e corrente com reduzido conteúdo harmônico, com uma baixíssima frequência de comutação dos dispositivos semicondutores, com um desempenho satisfatório em ampla faixa de funcionamento do conversor.

ABSTRACT

This work proposes the use of a passive filter and the selective harmonic elimination in order to synthesize sinusoidal voltages and current with high power and medium voltage static converters. The work presents an investigation of the most important multilevel topologies, the modulation techniques and the alternative harmonic reduction methods for this class of power converters mainly concerned with the synthesis sinusoidal voltages and current with low harmonic content. Following this investigation, the NPC neutral point clamped three-level converter was chosen as the multilevel topology in this study. Its power semiconductor devices work with very low switching frequency, about 200Hz. The harmonic reduction method consists of a third order LCL configuration with resonant branches, added to the main filter so as to improve its low frequency attenuation ratio. In this case, the work proposes and evaluates an optimized design procedure based on the filter total reactive power set up to reduce the cost and size of the filter reactive elements. The work proves that the proposed filter can be useful for both constant and variable fundamental frequency applications. As the modulation technique the selective harmonic elimination was conceived to be able to respond to changes in the system operation conditions within a classical current control loop like all other pulse width modulation techniques in the literature. The work also discusses other theoretical and practical aspects related to the selective harmonic elimination. Simulation and experimental results confirm that it is possible to produce sinusoidal voltage and current with very low switching frequency, and high performance in large converter operation range.

ÍNDICE

RESUMO.....	III
ABSTRACT	V
ÍNDICE.....	VII
LISTA DE SÍMBOLOS	IX
1 INTRODUÇÃO.....	1
1.1 RELEVÂNCIA.....	1
1.2 OBJETIVOS.....	3
1.3 PROPOSTA DE TRABALHO.....	4
1.4 CONTRIBUIÇÕES.....	4
1.5 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO.....	5
2 TENSÕES E CORRENTES SENOIDAIS EM CONVERSORES MULTINÍVEIS.....	7
2.1 INTRODUÇÃO.....	7
2.2 PRINCIPAIS TOPOLOGIAS.....	8
2.2.1 <i>Conversor de três níveis com neutro grampeado a diodo</i>	8
2.2.2 <i>Conversor em cascata</i>	9
2.2.3 <i>Conversor de três níveis com grampeamento capacitivo</i>	10
2.2.4 <i>Outras topologias de conversores multiníveis</i>	11
2.3 CARACTERÍSTICAS DOS CONVERSORES MULTINÍVEIS.....	14
2.3.1 <i>Análise vetorial das estruturas multiníveis</i>	14
2.3.2 <i>Análise topológica das estruturas multiníveis</i>	16
2.4 COMPARAÇÃO DAS TOPOLOGIAS COMERCIAIS.....	21
2.5 SOLUÇÕES PARA REDUÇÃO DO CONTEÚDO HARMÔNICO.....	28
2.6 AVALIAÇÃO DE FILTROS PARA CONVERSORES DE POTÊNCIA.....	32
2.6.1 <i>Comportamento do Filtro L</i>	32
2.6.2 <i>Comportamento do Filtro LCL</i>	35
2.6.3 <i>Comportamento do Filtro LCL'L</i>	37
2.6.4 <i>Comportamento do Filtro LCL com ramos ressonantes</i>	40
2.7 MÉTODOS DE MODULAÇÃO MULTINÍVEIS.....	44
2.7.1 <i>Classificação dos métodos de modulação multiníveis</i>	45
2.7.2 <i>Métodos de modulação de alta frequência</i>	45
2.7.3 <i>Métodos de modulação de baixa frequência</i>	46
2.7.4 <i>Comparação de moduladores</i>	50
2.8 CONCLUSÕES.....	54
3 ELIMINAÇÃO SELETIVA DE HARMÔNICOS.....	57
3.1 INTRODUÇÃO.....	57
3.2 MÉTODO GENERALIZADO DA ELIMINAÇÃO SELETIVA DE HARMÔNICOS.....	58
3.2.1 <i>Equações gerais da eliminação seletiva de harmônicos</i>	58
3.2.2 <i>Solução das equações para eliminação seletiva de harmônicos</i>	60
3.2.3 <i>Utilização do barramento c.c.</i>	75
3.2.4 <i>Distorção harmônica total</i>	77
3.2.5 <i>Operação do modulador</i>	79
3.2.6 <i>Aspectos práticos e dinâmicos do modulador SHEPWM</i>	97
3.3 MODELAGEM DO CONVERSOR NPC DE TRÊS NÍVEIS.....	114
3.4 CONCLUSÕES.....	116

4	FILTRO SENOIDAL E CONTROLE DO SISTEMA.	119
4.1	INTRODUÇÃO.	119
4.2	EQUACIONAMENTO DO FILTRO DO FILTRO SENOIDAL.	120
4.2.1	<i>Equações para o filtro LCL.</i>	<i>121</i>
4.2.2	<i>Equações para os ramos ressonantes.</i>	<i>122</i>
4.3	PROJETO DO FILTRO SENOIDAL.	124
4.4	AValiação DE DESEMPENHO.	133
4.5	OPERAÇÃO DO FILTRO SENOIDAL NA CONDIÇÃO DE FREQUÊNCIA VARIÁVEL.	142
4.6	CONTROLE DO SISTEMA.	144
4.7	RESULTADOS.	148
4.7.1	<i>Resultados de Simulação.</i>	<i>148</i>
4.7.1.1	Operação do sistema com frequência fundamental fixa.	148
4.7.1.2	Operação do sistema com frequência fundamental variável.	158
4.7.2	<i>Resultados Experimentais.</i>	<i>169</i>
4.7.2.1	Operação do sistema com frequência fundamental fixa.	172
4.7.2.2	Operação do sistema com frequência fundamental variável.	186
4.8	CONCLUSÕES.	202
5	CONCLUSÃO.	207
5.1	CONCLUSÕES GERAIS.	207
5.2	CONTRIBUIÇÕES DO TRABALHO.	212
5.3	TAREFAS CONCLUÍDAS.	213
5.4	LISTA DE PUBLICAÇÕES.	214
5.5	PROPOSTA DE CONTINUIDADE.	215
	REFERÊNCIAS.	217
	APÊNDICE 1	223
	APÊNDICE 2	229
	APÊNDICE 3	231
	APÊNDICE 4	233

LISTA DE SÍMBOLOS

- $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M$: os ângulos de comutação,
- $\bar{\alpha}_k$: o vetor dos M ângulos de comutação em um instante de tempo k ,
- $\bar{\alpha}_0 = [\alpha_{10} \quad \alpha_{20} \quad \dots \quad \alpha_{M0}]^T$: o valor inicial do vetor $\bar{\alpha}_k$, $k = 0$,
- $\beta_s = e/i_c$: a constante com dimensões de impedância e parâmetro de projeto do filtro,
- $\Delta\bar{\alpha}_k$: a resolução tal que $\Delta\bar{\alpha}_k = -\bar{J}^{-1}(\bar{\alpha}_k) \cdot \bar{f}(\bar{\alpha}_k)$ e $\bar{\alpha}_{k+1} = \bar{\alpha}_k + \Delta\bar{\alpha}_k$,
- $\Delta\theta_a$: a precisão em graus escolhida para as subdivisões do período fundamental,
- $\Delta\theta_{amin}$: a mínima precisão em graus desejada na implementação do sintetizada,
- Δi_a : o erro absoluto entre os fasores de corrente,
- Δi_r : o erro relativo entre os fasores de corrente,
- ΔM : a faixa de variação do número M entre as frequências fundamental nominal f_r e a mínima f_o ,
- Δm_i : os incrementos de valores do índice m_i ,
- Δu_a : o erro absoluto entre os fasores de tensão,
- Δu_r : o erro relativo entre os fasores de tensão,
- ε : a condição de precisão tal que $|f_{ik}| \leq \varepsilon \quad \forall i \in \{1, 2, \dots, M\}$,
- $\theta = \omega_1 t$: a posição angular no instante de tempo t ,
- θ^* : a posição da referência do vetor tensão,
- ω_1 : a frequência angular fundamental da tensão da rede v_g e do conversor u ,
- ω_{co} : a frequência angular de corte do filtro,
- ω_e : a velocidade arbitrária do sistema de eixos cartesianos,
- ω_e^* : a referência de frequência angular fundamental,
- $\xi = 1/(2Q)$: o amortecimento do filtro,
- f'_{res} : a frequência de ressonância,
- $\bar{J}(\bar{\alpha}_k)$: a matriz Jacobiana,
- A1 a AN, B1 a BN e C1 a CN: os N módulos de potência das fases a, b e c,
- a_n e b_n : os coeficientes da serie de Fourier da onda $f(\theta)$,
- C_j : a capacitância do ramo paralelo dos filtros LC , LCL , $LCL'L$ e LCL com ramos ressonantes,
- C_{r_i} : a capacitância do ramo paralelo do filtro LCL com ramos ressonantes $\{i = 1, 2, 3, \dots\}$,
- $d_i = \text{floor}(d_x) = n_i$: a razão cíclica modificada,
- d_x : a razão cíclica para impor tensão de saída $v_o(kT_{sw})$,

- $E = V_d/2$: a metade da tensão do barramento c.c.,
- e : a tensão do ramo paralelo dos filtros LC , LCL , $LCL'L$ e LCL com ramos ressonantes,
- $f(\theta)$: a onda de tensão em função de θ da análise de Fourier,
- f_1 : a frequência fundamental sintetizada pelo conversor,
- f_{1max} : a máxima frequência fundamental a ser sintetizada pelo conversor,
- f_b : a largura da faixa de passagem do sistema,
- f_c : a frequência de comutação dos dispositivos semicondutores do conversor,
- f_{cmax} : a máxima frequência de comutação,
- f_{cmed} : o valor médio da frequência de comutação,
- f_{cmin} : a mínima frequência de comutação,
- f_{co} : a frequência de corte do filtro,
- f_{CPD} : a frequência de comutação das chaves do conversor NPC 3 níveis e modulador PD-PWM,
- f_{cSHE} : a frequência de comutação para o modulador SHEPWM,
- f_D : a frequência do harmônico de mais baixa ordem do processo de modulação,
- f_{DPD} : a frequência do harmônico dominante para o modulador PD-PWM,
- f_{DSHE} : a frequência do harmônico dominante para o modulador SHEPWM,
- f_e : a referência de frequência fundamental,
- f_k e f_{k+1} : os valores das frequências de transição no intervalo k_M , $\{k_M \in \mathbb{N} | 0 \leq k_M \leq r\}$,
- f_l : o limite inferior teórico para a frequência do harmônico dominante,
- f_{li} : o limite inferior prático/real para a frequência do harmônico dominante,
- f_{ls} : o limite superior prático/real para a frequência do harmônico dominante,
- f_{ne} : a frequência dos harmônicos não eliminados pelo processo de modulação,
- f_{ne1} : a frequência do primeiro harmônicos não eliminados pelo processo de modulação,
- f_{ne2} : a frequência do segundo harmônicos não eliminados pelo processo de modulação,
- f_{nemax} : a máxima frequência do harmônico dominante,
- f_{nemin} : a mínima frequência do harmônico dominante,
- f_o : a mínima frequência de transição especificada pela razão f_r/f_o do projeto do modulador;
- f_{res} : a frequência de ressonância,
- f_{ri} : a frequência de sintonia dos ramos ressonantes do filtro senoidal $\{i = 1, 2, 3, \dots\}$
- f_s : a frequência de amostragem e/ou de cálculo o algoritmo do modulador,
- f_{sw} : a frequência das portadoras de alta frequência e/ou resultante do processo de modulação,

- f_{swPD} : a frequência de portadora para o modulador PD-PWM,
- f_{swSHE} : a frequência resultante do processo de modulação,
- f_{tr} : as frequências de transição do número de padrão de pulsos M_k ,
- f_u : o limite superior teórico para a frequência do harmônico dominante,
- $G_i(s)$: a função de transferência que relaciona a corrente i_g à corrente do conversor i ,
- $G_u(s)$: a função de transferência que relaciona a corrente i com a tensão do conversor u ,
- $G_v(s)$: a função de transferência que relaciona a corrente i com a tensão da rede v_g ,
- $h = 1, 2, \dots, l-1$: o número do hexágono do diagrama de vetores de tensão,
- $H_i(s)$: a função de transferência que relaciona a corrente i_g à corrente do conversor i ,
- $H_u(s)$: a função de transferência que relaciona a corrente i_g com a tensão do conversor u ,
- $H_v(s)$: a função de transferência que relaciona a corrente i_g com a tensão da rede v_g ,
- i : a corrente neste ramo série, do lado do conversor como retificador ou inversor,
- I_d : a corrente no terminal negativo do barramento c.c.,
- I_{d+} : a corrente no terminal positivo do barramento c.c.,
- I_{dis} : o valor eficaz das distorções da corrente de entrada do filtro
- I_{do} : a corrente no terminal do ponto médio do barramento c.c.,
- i_f : a componente da corrente do ramo paralelo do filtro principal,
- i_{fo} : a componente da corrente do ramo paralelo do filtro principal com os ramos ressonantes,
- i_g : a corrente da rede ou do transformador, na entrada do filtro ou no PCC, para o retificador,
- i_{ri} : as componentes da corrente do ramo paralelo devido aos filtros ressonantes, $\{i = 1, 2, 3, \dots\}$,
- i_{rip} : a máxima ondulação de corrente especificada,
- i_s : a corrente de saída do filtro do lado do inversor, na carga ou motor elétrico,
- k_{prc} : o ganho proporcional do regulador de corrente,
- k_{pwm} : o ganho de tensão do processo de modulação,
- l : o número níveis de tensão,
- L_c : a indutância do ramo série do lado conversor, dos filtros LCL , $LCL'L$ e LCL com ramos ressonantes,
- $L_{eq} = L_t L_c / (L_t + L_c)$: a indutância equivalente do filtro principal,
- L_f : a indutância do ramos série do filtro do lado da rede,
- L_g : a indutância de curto equivalente da rede ou do transformador de entrada,
- L_r : do ramo paralelo do filtro $LCL'L$,

- L_{ri} : a indutância do ramo paralelo do filtro LCL com ramos ressonantes, $\{i = 1, 2, 3, \dots\}$,
- $L_t = L_g + L_f$: a indutância total do ramos série do lado da rede, na entrada do retificador,
- M : o número de pulsos, ou cortes, em cada semiciclo da tensão,
- M_f : o número de pulsos obtido com frequência fundamental igual ou maior a nominal,
- $m_i = U_{m1}/E$: o índice de modulação de amplitude,
- $m_{imax} = 2/\sqrt{3} \cong 1,1547$: o máximo m_i pela adição de 3ª harmônica na modulação convencional,
- m_{imax} : o valor máximo do índice m_i ,
- m_{imin} : o valor mínimo do índice m_i ,
- M_k , número de padrão de pulsos no intervalo k_M definido pelas frequências de transição f_k e f_{k+1} ,
- M_{max} : o maior número M de pulsos e de curvas para os ângulos de comutação,
- $n\omega_1$: a frequência angular do n -ésimo harmônico da tensão da rede v_g e do conversor u ,
- n : a ordem do harmônico,
- N : o conjunto dos números naturais,
- N : o número de módulos monofásicos em série por fase,
- N_a , número de subdivisões do período fundamental,
- N_b : o número de bits da palavra binária que representa a precisão dos ângulos de comutação,
- N_{cg} o número de capacitores de grampeamento,
- N_{ch} o número total de chaves de uma fase,
- N_{dg} o número de diodos de grampeamento,
- N_{ff} o número de total de níveis de tensão de linha,
- N_{fn} o número total de níveis da tensão da fase para o neutro da carga conectada em Y,
- N_{ft} o número de fontes de tensão em série, que compõem seu barramento,
- $n_h = n_l + 1$: o nível de tensão adjacente superior a referência de tensão $v_o^*(kT_{sw})$,
- n_l o nível de tensão adjacente inferior a referência de tensão $v_o^*(kT_{sw})$,
- N_m : o número de subdivisões escolhidos para a faixa de variação do índice m_i ,
- n_{max} é a ordem máxima do harmônico avaliado para satisfazer certa condição de projeto,
- N_{mb} : o menor número de bits para representar cada valor dos índices de modulação m_i ,
- n_{ne} : a ordem dos harmônicos não eliminados pelo processo de modulação,
- n_{ne1} : a ordem do primeiro harmônicos não eliminados pelo processo de modulação,
- n_{ne2} : a ordem do segundo harmônicos não eliminados pelo processo de modulação,
- N_{pr} : o número de conjuntos de padrões de pulsos,

nrr : é o número de ramos paralelos do filtro LCL com ramos ressonantes,
 n_{scd} : o fator de separação entre as frequências de corte f_{co} e f_D do harmônico dominante,
 n_{sfc} : o fator de separação entre as frequências fundamental f_{1max} e f_{co} de corte do filtro,
 N_{tv} : o número total de vetores,
 N_{va} : o número total de vetores nulos N_{vn} ,
 N_{vas} : o número total de vetores ativos por setor,
 N_{vn} : o número total de vetores nulos,
 N_{vr} : o número total de vetores redundantes,
 N_{vrs} : o número total de vetores redundantes por setor,
 Q : o fator de qualidade,
 Q_{rt} : a potência reativa total do filtro e função custo para o projeto do filtro,
 r : o número de conjuntos de padrões de pulsos entre as frequências fundamental nominal f_r e a mínima f_o , (dada pela razão de frequências escolhida para o modulador),
 r_c : a resistência do ramo série do lado conversor, dos filtros $LC, LCL, LCL'L$ e LCL com ramos ressonantes,
 r_d : a resistência de amortecimento dos filtros $LC, LCL, LCL'L$ e LCL com ramos ressonantes,
 r_f : a resistência do ramos série do filtro do lado da rede,
 r_g : a resistência de curto equivalente da rede ou do transformador de entrada,
 r_{ri} : a resistência do ramo paralelo do filtro LCL com ramos ressonantes, $\{i = 1, 2, 3, \dots\}$,
 $r_t = r_g + r_f$: a resistência total do ramos série do lado da rede, na entrada do retificador,
 t : o instante de tempo,
 T_1 : o período fundamental,
 T_s : o intervalo de amostragem e/ou de cálculo o algoritmo do modulador,
 u : a tensão sintetizada pelo conversor NPC três níveis como retificador ou inversor,
 U_1 : o valor eficaz da componente fundamental da tensão de fase do conversor
 U_{m1} : a amplitude da componente fundamental da tensão do conversor
 U_n : é o valor eficaz do harmônico de ordem n da tensão do conversor
 v : a tensão na entrada do filtro, no ponto de acoplamento comum, PCC para o retificador,
 v_c : a tensão no capacitor C_f do ramo paralelo do filtro principal,
 v_{cri} : as tensões nos capacitores dos ramos ressonantes do filtro senoidal, $\{i = 1, 2, 3, \dots\}$,
 V_d a tensão total do barramento cc.,

V_{dis} : o valor eficaz das distorções da tensão entrada do filtro
 v_g : a tensão equivalente da rede ou do transformador de entrada,
 v_{gn} : os harmônicos da tensão da rede ou do transformador de entrada,
 $v_o(kT_{sw})$: a tensão sintetizada pelo conversor no intervalo de tempo kT_{sw}
 $v_o^*(kT_{sw})$: a referência de tensão amostrada no início de cada período de modulação T_{sw}
 v_s : a tensão de saída do filtro do lado do inversor, na carga ou motor elétrico,
 Z_{A1}, Z_{A2}, Z_{A3} e Z_{A4} : as chaves ou os estados das chaves para a fase a ,
 Z_{B1}, Z_{B2}, Z_{B3} e Z_{B4} : as chaves ou os estados das chaves para a fase b ,
 Z_{C1}, Z_{C2}, Z_{C3} e Z_{C4} : as chaves ou os estados das chaves para a fase c ,
 Z_l : a impedância da carga trifásica equilibrada, ligada em Y,
 $Z_s = r_s + j\omega_1 L_s$: a impedância equivalente da carga ou motor elétrico,

Sobrescritos e Super-escritos

$\hat{}$: valor estimado;
 \ast : valor de referência;
 T : valor transposto;
—: vetor ou matriz de variáveis,
 \rightarrow : vetor espacial orientado em um sistema de eixos girando a uma velocidade arbitrária ω_e ,

Subscritos

a : valor absoluto,
 a, b, c : relativos às fases do sistema abc,
 d : relativo ao barramento ou elo c.c.,
 d, q : relativos às componentes de um sistema de eixos a uma velocidade arbitrária ω_e ,
 g : relativo a rede ou ao transformador de entrada,
 max : valor máximo,
 min : valor mínimo,
 nom : valor nominal,

n : relativo aos harmônicos,
 n : relativo ao neutro da carga ligada em Y,
 o : relativo ao ponto médio do barramento c.c.,
 r : valor relativo,
 s : relativo à carga do lado do inversor, ou a máquina ou ao motor elétrico,
 x : relativos a elementos e grandezas genericamente designadas,
 y : relativos a elementos e grandezas genericamente designadas,

Símbolos matemáticos

Δ : desvio, erro,
 $\text{Re}(\)$: parte real,
 $\text{Im}(\)$: parte imaginária,
 j : operador imaginário,
 s : operador diferencial, no domínio da frequência,
 $\text{sign}(\)$: sinal de,
 $\text{floor}(\)$: o maior número inteiro imediatamente inferior a,
 $\text{ceil}(\)$: o primeiro inteiro positivo superior a,
 $| \ |$: valor absoluto ou módulo de,
 $=$: igual a,
 \cong : aproximadamente igual a,
 \neq : diferente de,
 \equiv : idêntico a, por definição igual a,
 \in : pertence a,
 $>$: maior que,
 $<$: menor que,
 \geq : maior que ou igual a, (não é menor que),
 \leq : menor que ou igual a, (não é maior que),
 \gg : muito maior que,
 \ll : muito menor que,

\pm : mais ou menos,

\forall : para todo,

$|$: tal que,

∞ : infinito.

Capítulo 1

1 Introdução

1.1 Relevância.

A utilização de conversores estáticos de potência em acionamentos elétricos à frequência variável resulta em uma considerável economia de energia e em um aumento de produtividade em muitas situações onde se verifica o uso de motores elétricos em velocidades fixas. Estima-se que os motores elétricos respondem por cerca de 60% de toda a energia consumida pela indústria e que a adoção de mecanismos a exemplo dos conversores eletrônicos de potência no acionamento de motores ligados a cargas como compressores, bombas e ventiladores, pode reduzir esse consumo em cerca de 30% [1]. Este quadro aponta para uma gradativa tendência de substituição e/ou atualização dos acionamentos elétricos impulsionada pelo rápido retorno do investimento ou, muitas vezes, por subsídios financeiros aos custos de tais atualizações através de programas institucionais de redução do consumo de energia.

Contudo, a proliferação dos equipamentos eletrônicos e cargas não lineares, tendo retificadores a diodo ou tiristor como bloco de entrada, gera grandes problemas para as concessionárias de energia elétrica devido ao conteúdo de harmônicos produzido pelos mesmos. Este é o caso dos sistemas de acionamentos de motores à velocidade variável. Também devido ao conteúdo harmônico, as tensões e/ou correntes de saída dos inversores comerciais, constituídas de pulsos de alta frequência, apresentam alguns efeitos indesejados tais como o aumento produção de calor e perdas nos motores industriais "standard", com conseqüente redução da sua vida útil. Isto é muitas vezes resolvido de forma paliativa através da subutilização, "motor derating", ou do superdimensionamento da classe de isolamento desse tipo de motor. Para enfrentar esse tipo de problema e outros relacionados à excessiva distorção harmônica de tensão e corrente as concessionárias de energia e os institutos de pesquisa e de padronização sugerem a adoção de várias normas e recomendações para equipamentos a serem conectados a rede elétrica e cargas c.a. pré-existentes, como a IEEE519-1992 nos Estados Unidos e IEC 61000-3-2/IEC 61000-3-4 na Europa.

Existem várias alternativas para a redução e/ou eliminação do conteúdo harmônico gerado por conversores eletrônicos [2], que se diferenciam em termos de sua complexidade, custo ou facilidade de aplicação no lado inversor de um sistema de acionamento elétrico, [3]-[7]. Independentemente disso, a adoção de uma dessas alternativas adiciona custos ao sistema quando se busca uma adequação do conteúdo harmônico produzido pelo mesmo a uma determinada norma ou recomendação.

Alguns trabalhos ressaltam que o emprego de soluções mais simples como a utilização de filtros passivos, denominados *filtros senoidais*, constitui uma boa opção para a redução do conteúdo harmônico de conversores estáticos de alta potência. Esta solução já é adotada por vários fabricantes de equipamentos para operação em média tensão como a *Siemens*, [3], *ABB*, [7], e outros. Porém, a exigência da operação destes conversores com baixa frequência de comutação dificulta bastante o projeto dos filtros. Além disso, problemas inerentes ao processo de filtragem fazem com que os valores dos elementos do filtro sejam elevados, o que resulta em topologias caras e de grande volume para esse tipo de aplicação. Embora existam trabalhos tratando de filtros senoidais para conversores estáticos ([8]-[11] e outros), poucos são voltados para estruturas de três níveis NPC [7], que se apresenta como uma importante alternativa para operação em média tensão [12]-[14], amplamente empregada na indústria de equipamentos de alta potência, (*Siemens*, *ABB*, *Toshiba/Mitsubishi/GE*, etc, [3], [7]). Adicionalmente, um número ainda menor de trabalhos discute o problema de filtragem em baixa frequência de comutação [15], e mesmo neste caso, os procedimentos de projeto resultam em filtros pesados e caros. No Brasil a utilização de filtros senoidais em conversores estáticos de alta potência no setor industrial é ainda pouco satisfatória tanto do ponto de vista de seu volume e custo quanto de desempenho de filtragem e eficiência.

A globalização da economia e os avanços da tecnologia de fabricação de dispositivos semicondutores, com a conseqüente evolução e queda dos preços dos componentes eletrônicos, fazem com que empresas brasileiras de eletrônica de potência passem a concorrer em grandes mercados como os dos Estados Unidos e de países da Europa, anteriormente restritos a um pequeno grupo de grandes corporações como *ABB*, *Siemens*, *Toshiba/Mitsubishi/GE*, etc.. Neste contexto, é de grande importância um estudo aprofundado de estratégias para operação de alto desempenho de conversores de média tensão e alta potência permitindo o desenvolvimento e a implementação de

soluções de baixo custo e de alta qualidade que visem contribuir para o aumento do valor agregado da produção nacional e a elevação do patamar de competitividade do Brasil no cenário mundial.

Objetivamente, este trabalho tem seu foco em topologias multiníveis [16], com ênfase na estrutura de três níveis com neutro grampeado a diodos – NPC, [12]-[13], operando com baixa frequência de comutação, como retificador e inversor em sistemas de acionamento elétrico de motores a frequência fundamental variável. Neste trabalho é apresentada uma metodologia para o projeto de filtros passivos destinados à redução do conteúdo harmônico gerado pelo conversor. Para isso, será realizado um estudo criterioso do filtro, isolado e como parte do sistema que inclui o conversor e os circuitos de medição, controle e modulação. Destaca-se o uso de técnicas de modulação específicas para o comando de conversores com baixa frequência de comutação, com o objetivo de melhorar a composição espectral das grandezas de entrada/saída do sistema para a simplificação dos procedimentos de projeto do filtro senoidal e a redução dos valores de seus componentes. Outros aspectos a serem considerados ainda são a capacidade de o sistema responder a alterações instantâneas em sua condição de operação (como por exemplo, as variações momentâneas da carga), o seu desempenho global, sua eficiência, custos, volume e peso, robustez e confiabilidade.

1.2 Objetivos.

Os objetivos específicos deste trabalho são os seguintes:

- Desenvolver um conjunto de ações que permitam obter uma operação com alto desempenho e baixa frequência de comutação de conversores de três níveis para operação em acionamentos elétricos de alta potência e média tensão, operando como retificador e inversor.
- Apresentar soluções para o problema de geração de conteúdo harmônico de baixa ordem, resultante processo de modulação em baixa frequência de comutação.
- Criar mecanismos que permitam o funcionamento do sistema dentro de um esquema de controle tipo regulador de corrente e ainda atendam aos objetivos anteriores, levando em conta, a eficiência, os custos, o volume, o peso, a robustez e a confiabilidade do conjunto.

1.3 Proposta de trabalho.

As propostas para este trabalho são as seguintes:

- Uso de filtros passivos baseados em topologias *LC* e *LCL* que apresentam desempenho superior aos filtros indutivos puros empregados em retificadores e inversores, neste último caso, constituídos pela indutância equivalente de motores ou outras cargas c.a..
- Adição de elementos ressonantes sintonizados ao filtro senoidal para eliminação de potência harmônica concentrada em regiões específicas do espectro de frequências auxiliando o filtro principal e incrementado sua capacidade de atenuação em condições de frequência fundamental fixa e variável.
- Emprego de técnicas de modulação de baixa frequência, apropriadas ao comando de conversores em frequências de modulação inferiores a 1 kHz, capazes de fornecerem tensões de saída com reduzido conteúdo harmônico de baixa ordem, [17], como alternativa ao uso de técnicas convencionais de modulação de largura de pulso – PWM, estratégias tipicamente de alta frequência de comutação.
- Adaptação dos moduladores de baixa frequência de comutação, que são considerados elementos lentos e normalmente com emprego no comando de sistemas apenas em regime permanente, para a operação com controle de corrente.

1.4 Contribuições.

As contribuições deste trabalho de pesquisa são:

- Avaliação e proposição de critérios para a escolha da topologia do conversor, da técnica de modulação e das alternativas de redução do conteúdo harmônico.
- Seleção e implementação de uma técnica de modulação de baixa frequência de comutação preferencialmente àquelas tipicamente de alta frequência.
- Apresentação de um projeto do modulador que garanta um desempenho de operação em frequência variável equivalente ao do funcionamento em

freqüência fixa, considerando a sua eficiência e a sua faixa livre de harmônicos, para ampla gama de valores da freqüência fundamental.

- Eliminação da necessidade de um número de pulsos elevados e/ou de limitar a mínima freqüência sintetizada pelo modulador na operação em baixa velocidade.
- Proposição de uma nova utilização da técnica de modulação que permita responder a variações instantâneas do controle.
- Seleção e implementação para o filtro senoidal da configuração de filtros passivos de terceira ordem com ramos ressonantes.
- Proposição e avaliação de um critério de projeto que minimiza o custo e volume do filtro senoidal.
- Proposição e verificação da viabilidade da operação do filtro senoidal, incluindo os ramos ressonantes, em condições de freqüência fundamental fixa e variável.
- Seleção da estrutura de controle mais adequada à aplicação proposta em condições de faixa passante reduzida.
- Modelagem do sistema e verificação da validade das idéias apresentadas através de resultados de simulações em condições de funcionamento variadas.
- Implementação experimental do sistema e realização de testes de laboratório.

1.5 Organização do texto.

O texto relativo a este trabalho de pesquisa se encontra dividido em cinco capítulos e os parágrafos seguintes trazem uma breve descrição de cada um deles.

O capítulo 1 apresenta a relevância deste trabalho, os principais objetivos e metas a serem atingidas e as contribuições dele esperadas.

O capítulo 2 apresenta uma breve revisão dos conversores multiníveis envolvendo as topologias e seus aspectos comuns e específicos voltados para a produção de tensão e correntes senidais. O capítulo discute também as questões relativas à filtragem e a modulação em baixa freqüência de comutação, apresentado as principais dificuldades,

pontos positivos e negativos e apontando para as melhores alternativas para aplicação em média tensão e alta potência, nas condições estabelecidas para este trabalho. O capítulo traz ainda uma avaliação sucinta dos métodos de modulação para operação em baixa frequência de comutação e a seleção do método mais adequado para o comando do sistema proposto considerando a composição espectral das grandezas de entrada/saída do sistema.

O capítulo 3 traz uma discussão mais detalhada do método de modulação para operação em baixa frequência de comutação, anteriormente selecionado, para simplificação dos procedimentos de projeto do filtro senoidal e redução dos valores de seus componentes. O capítulo trata também do desenvolvimento do modulador com características tais que permitam sua operação em frequência fundamental fixa e variável além de tratar de outras questões ligadas a sua implementação prática, seu custo computacional e complexidade. O capítulo discute ainda um aspecto importante à adequada operação do sistema é a modelagem matemática do conversor NPC três níveis.

O capítulo 4 traz a topologia passiva do filtro senoidal. Neste capítulo encontra-se uma metodologia para projeto em condições de faixa passante reduzida e uma avaliação do comportamento do filtro como parte do sistema. Entre os vários trabalhos sobre filtros na literatura, poucos como foi dito, são voltados para estruturas de três níveis NPC. Um número menor ainda aborda o problema de filtragem em baixa frequência de comutação e, nesse caso, os procedimentos de projeto, quando aplicados as condições frequência de comutação reduzida geram filtros pesados e caros. O capítulo descreve também as particularidades do controle de corrente para a operação do retificador de um sistema de acionamento à velocidade variável conectado à rede e para seu inversor alimentando um motor de indução de média tensão. O capítulo discute ainda as soluções adotadas para se obter um bom desempenho do sistema sem o comprometimento da simplicidade esperada para a mesmo.

O capítulo 5 sumariza todas as conclusões deste trabalho de pesquisa e aponta as propostas para investigações futuras a partir das idéias nele desenvolvidas. O capítulo lista as tarefas realizadas após a realização do Exame de Qualificação para cumprimento das metas estabelecidas neste último e enfatiza as contribuições obtidas no trabalho. O capítulo traz por último uma lista de publicações durante a realização deste trabalho.

Capítulo 2

2 Tensões e correntes senoidais em conversores multiníveis.

2.1 Introdução.

Os retificadores/inversores multiníveis com barramento c.c. em tensão - VSC/VSI resolvem de forma prática o problema de se conectar conversores estáticos de potência diretamente à rede de média tensão (2,3, 3,3, 4,16, 6,6 kV) a partir de um reduzido número de dispositivos semicondutores de potência com limitada capacidade de bloqueio de tensões, [18]. A pouco mais de uma década conversores de potência com barramento c.c. em corrente, baseados em tiristores desligados pela porta, "*gate turn off thyristors*"-GTO, eram tidos como única e definitiva solução para aplicações em potência superiores a algumas centenas de kVA. Este fato é justificado devido, entre outros, a diferenças de tempo de bloqueio e/ou a problemas de compartilhamento de corrente entre chaves das associações em série ou paralelo de dispositivos semicondutores com o intuito de aumentar as tensões de bloqueio e/ou correntes, [19].

Embora a apresentação dos primeiros conversores multiníveis tenha ocorrido há mais de trinta anos [12]-[14] e [20], somente a partir da última década, (1994 *ASIRobicon*, e 1998 *ABB*), é que estes passaram a estar disponíveis comercialmente. Trabalhos realizados na segunda metade dos anos 80 e início dos anos 90 [21]-[24] muito contribuíram para uma melhor compreensão de vários aspectos pertinentes a esta classe de conversores tornando-os amplamente aceitos como uma solução viável para aplicações de alta potência em média tensão.

As principais vantagens das topologias multiníveis sobre as estruturas convencionais trifásicas de dois níveis são:

- A obtenção de tensões elevadas utilizando dispositivos semicondutores de menor capacidade nominal de bloqueio.
- Uma melhor qualidade das formas de onda sintetizadas com menor distorção e conteúdo harmônico graças ao maior número de níveis de tensão.
- Os valores reduzidos de tensão de modo comum e dv/dt 's de comutação.
- A operação em baixas frequências resultando em reduzido número de comutações por período de fundamental e perdas de chaveamento.

2.2 Principais topologias.

As três topologias de conversores multiníveis de maior destaque são o conversor de três níveis com neutro grampeado a diodo ("*Neutral Point Clamped*"-NPC, [12]-[14]), produzido por empresas como a *ABB* e a *Converteam*, o conversor em cascata ("*Cascaded Inverter*", [20], [25]-[27]), fornecido pela *ASIRobicon* e a *Siemens*, e o conversor com grampeamento capacitivo ("*Flying Capacitor*"-FCMC, [28]), da *Alstom*.

2.2.1 Conversor de três níveis com neutro grampeado a diodo.

A versão comercial mais comum para o conversor NPC é a estrutura de três níveis mostrada na Figura 2.1. Com tensões típicas de saída de até 4.160V e correntes entre 50 e 3.600A, a estrutura é composta de quatro chaves principais e dois diodos de grampeamento por fase. Cada uma das chaves principais é constituída de uma única unidade de IGCT ("*Integrated Gate Commutated Thyristor*") de até 6.500V ou de um a dois módulos de HV-IGBT ("*High Voltage Insulated Gate Bipolar Transistor*") de até 6.500V. Os diodos de grampeamento são normalmente dispositivos também de até 6.500V. Um transformador de isolamento com um primário e dois secundários trifásicos em ligação Y-Y- Δ (para fornecer uma defasagem de 30° entre as tensões de uma mesma fase) e um retificador a diodo de 12 pulsos, (formado por dois retificadores trifásicos em ponte completa de 6 pulsos), compõem a entrada do conversor. Opcionalmente várias empresas fornecem retificadores de 24 pulsos (com quatro secundários trifásicos no transformador de entrada). Cada um dos retificadores alimenta um dos dois bancos de capacitores que compõem o barramento c.c..

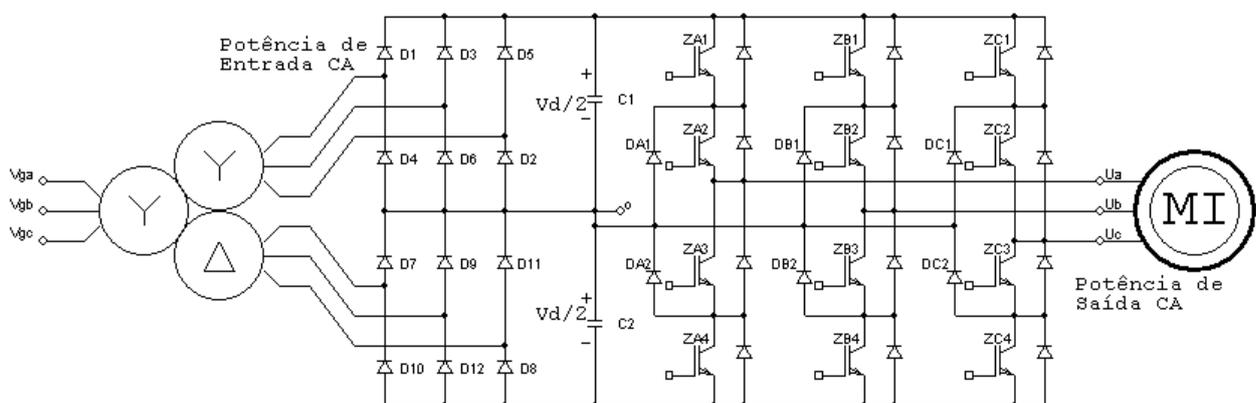


Figura 2.1 Conversor NPC três níveis.

2.2.2 Conversor em cascata.

O conversor em cascata, mostrado esquematicamente na Figura 2.2, constitui-se de uma associação em série de módulos de potência de baixa tensão baseada no inversor monofásico em ponte completa, ponte H, da Figura 2.3. O circuito de potência para um

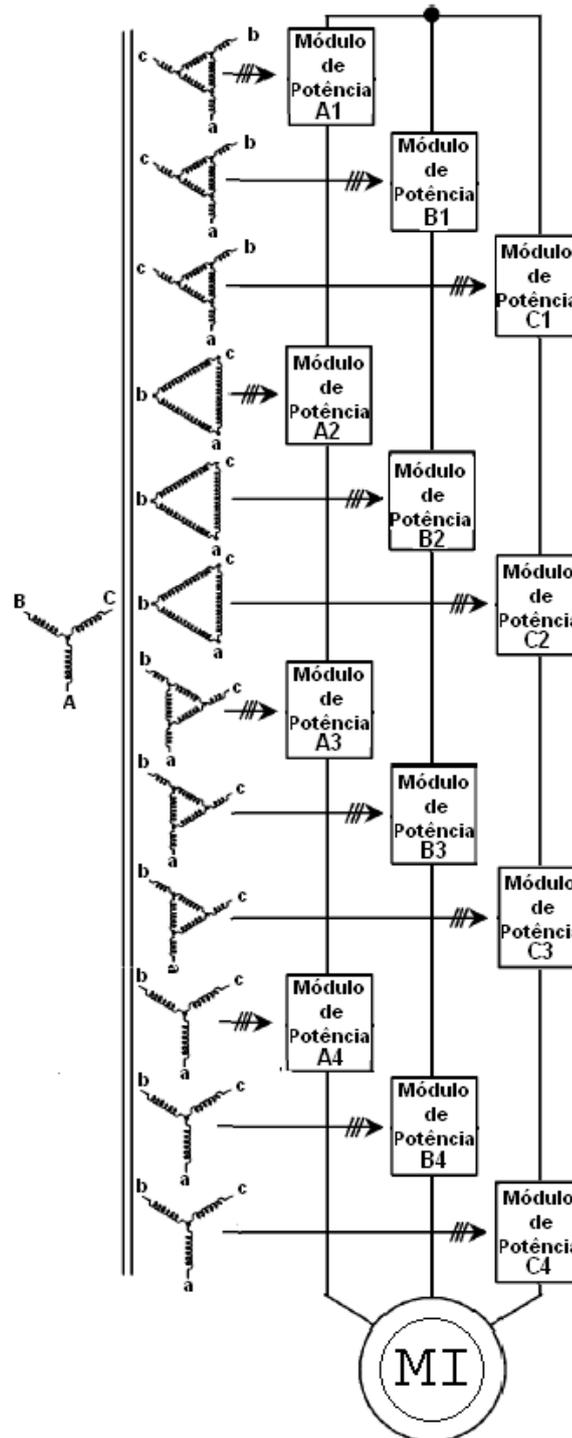


Figura 2.2 Circuito de potência do conversor em cascata.

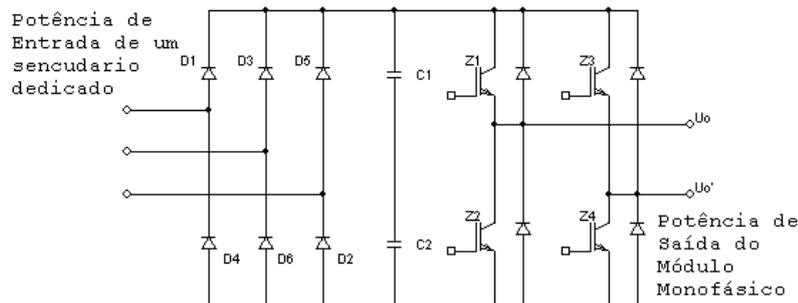


Figura 2.3 Módulo monofásico de potência.

conversor em cascata comercial, mostrado na Figura 2.2 na sua versão de 9 níveis, é construído com os módulos de potência A1 a A4, B1 a B4 e C1 a C4 e um transformador de isolação de entrada. Cada módulo é alimentado com tensões de aproximadamente 460 ou 690V eficazes por uma ponte retificadora trifásica a diodo e por um secundário trifásico do transformador de entrada. O módulo é capaz de alimentar uma carga monofásica de até 690 V eficazes. Neste caso, 12 a 36 módulos de potência alimentados por um número igual de secundários isolados e um único primário, são empregados para fornecer tensões de linha de 2.300 a 13.800V e correntes de 70 a 1.400A às cargas c.a. trifásicas em sua saída. As tensões dos secundários de uma mesma fase dos módulos de potência do conversor devem apresentar uma defasagem de $60^\circ/N$ entre elas, (onde N é o número de módulos monofásicos em série por fase), de modo a se obter um comportamento típico de retificadores multipulsos [26], entre 18 a 36 pulsos no caso de conversores reais. Para isso o primário do transformador da Figura 2.2 é ligado normalmente em Y e os secundários ligados Y, Δ , e Δ estendido, produzindo a defasagem mencionada para os módulos de A1 a AN.

2.2.3 Conversor de três níveis com grampeamento capacitivo.

O conversor com grampeamento capacitivo FCMC, apresentado na Figura 2.4 nas estruturas de três e cinco níveis, é uma alternativa à estrutura NPC. Neste conversor o esquema de grampeamento das tensões das chaves principais empregando capacitores substitui o grampeamento a diodo do conversor NPC mantendo ainda todas as vantagens dessa última topologia. Por outro lado, o conversor FCMC apresenta algumas dificuldades práticas como o grande número de capacitores e a dificuldade de controle do nível de tensão nos capacitores de grampeamento [25]. Em adição a isto, nenhum

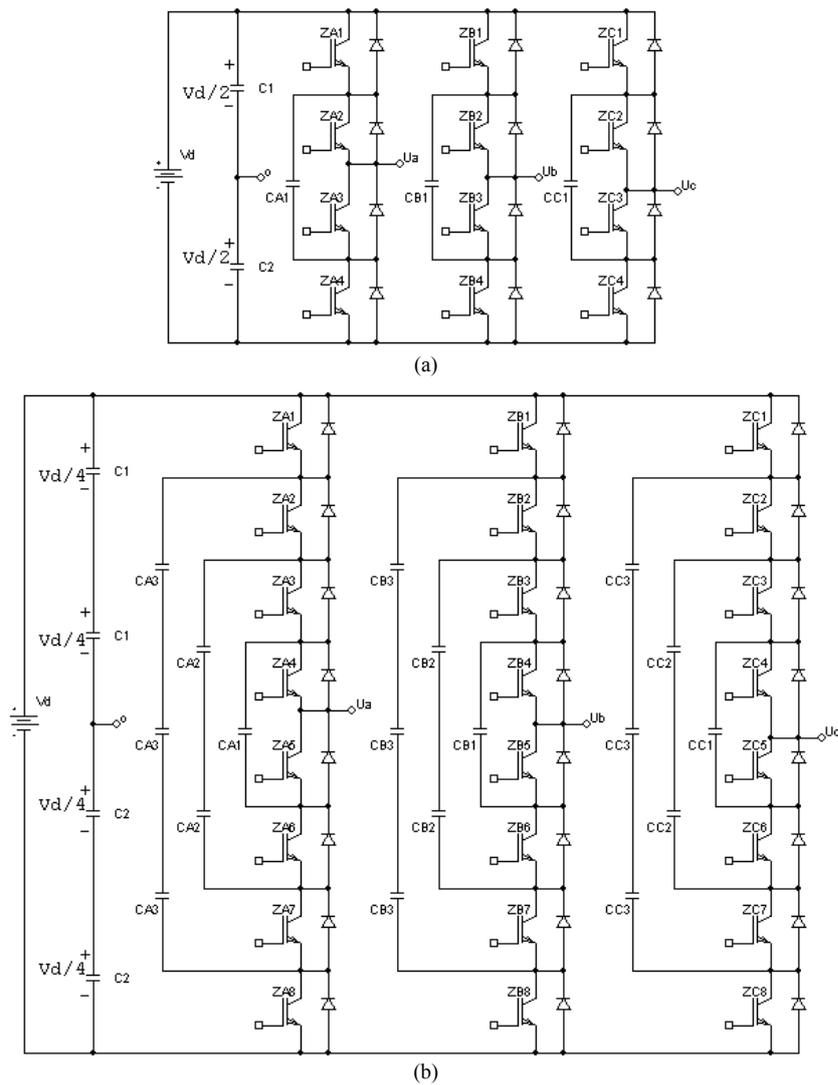


Figura 2.4 Conversor FCMC a) três níveis b) cinco níveis.

dos fabricantes consultados oferece atualmente versões deste conversor para venda. Apesar disso, esta estrutura tem grande importância teórica haja vista a quantidade de trabalhos apresentados sobre os mesmos, [18], [25], [28]- [36]. Os trabalhos [25] e [29] afirmam ainda que os conversores FCMC de quatro e cinco níveis, juntamente com as estruturas em cascata de nove níveis, suplantam a topologia NPC comercial com larga margem de vantagem em termos das perdas e distribuição harmônica.

2.2.4 Outras topologias de conversores multiníveis.

Além das três topologias apresentadas existem outras estruturas multiníveis obtidas de forma híbrida a partir das primeiras. Uma topologia interessante é o conversor de cinco níveis comercializado pelo grupo *Toshiba/Mitsubishi/GE* [37],

algumas vezes referida como conversor tipo G da Figura 2.5. Este conversor de cinco níveis utiliza um arranjo em ponte monofásica de braços de três níveis NPC em uma ligação trifásica típica de conversores em cascata, Figura 2.6. Essa configuração permite estender a tensão de saída que seria obtida com braços de chaves em uma estrutura NPC convencional em cerca de 70% além de apresentar um maior número de níveis que a mesma configuração em cascata com uma única ponte H por fase. Sua desvantagem se encontra na maior complexidade do transformador de isolamento e do retificador de entrada e, dependendo destes, da necessidade de equalização de tensão dos capacitores do barramento c.c., comum a conversores NPC. Outra topologia encontrada na literatura é a estrutura em cascata com alimentação c.c. assimétrica que mistura células de alta tensão e baixa frequência de chaveamento a IGCT com células de baixa tensão e alta frequência a IGBT, [16]. O primeiro estágio é responsável pela transferência de potência em larga escala e o segundo pela melhoria do conteúdo espectral do conjunto. Arranjos com alimentação assimétrica, com os valores das tensões do barramento c.c. escolhidos criteriosamente, apresentam uma apreciável elevação do número de níveis da tensão de saída do conversor, em relação a uma configuração simétrica, sem o correspondente aumento do número de fontes de tensão do conversor [16], [18] e [38], como será discutido nas próximas seções. Como desvantagem verifica-se neste tipo de estrutura a perda da modularidade que resultam em menor flexibilidade, complicação dos processos de fabricação e manutenção, e redução da confiabilidade em relação à estrutura de conversores em cascata simétricos convencional. Outras estruturas também encontradas para comercialização são obtidas a partir de combinações de conversores trifásicos a dois níveis convencionais, acoplados magneticamente e/ou através de indutores de interconexão [39]. Esse arranjo tem a vantagem de fornecer ondas de tensão de elevada amplitude a partir de conversores de baixa potência, de menor custo, e com melhor distribuição harmônica que as estruturas convencionais de dois níveis, graças ao aumento do número de níveis do conjunto. Uma desvantagem é o uso de transformadores de saída que, além de aumentar a complexidade e as perdas do conversor, resulta em prejuízo de uma característica básica das estruturas multiníveis que é a eliminação da necessidade dos transformadores elevadores para aplicação em média tensão. Além disso, é difícil a obtenção de ondas de tensão de saída com número de níveis maiores que três, seu adequado funcionamento requer sincronismo entre seus módulos trifásicos e é complicada a estratégia de controle da topologia [16]. A estrutura

apresenta ainda desequilíbrio na distribuição de corrente e, conseqüentemente, de calor entre as chaves de um mesmo conversor trifásico.

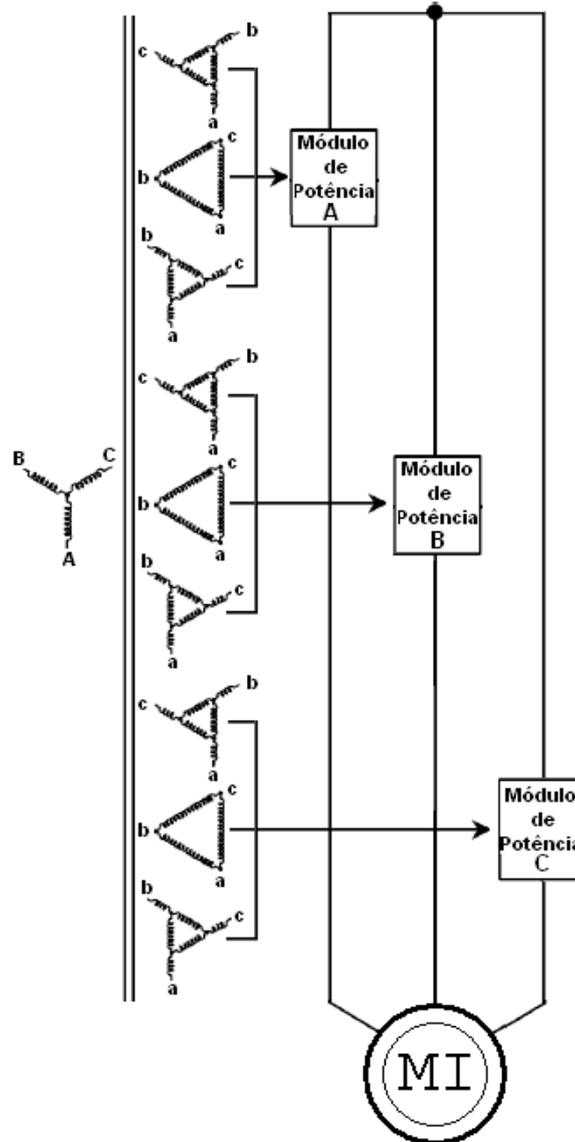


Figura 2.5 Circuito de potência do conversor tipo G

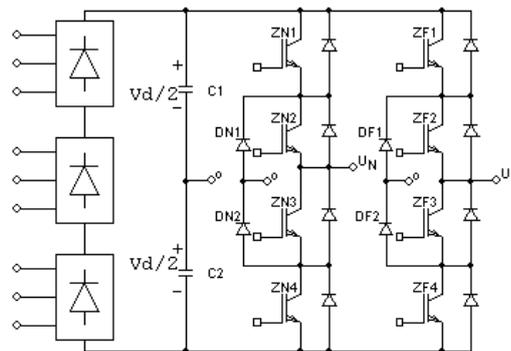


Figura 2.6 Módulo monofásico de potência com braços de três níveis NPC.

2.3 Características dos conversores multiníveis.

As três principais estruturas de conversores multiníveis podem ser classificadas de acordo com a configuração dos elementos do barramento c.c. apresentada na Figura 2.7. Esta classificação aponta para as várias semelhanças entre os conversores NPC e FCMC que os distingue da estrutura em cascata [40].

A análise dos conversores multiníveis trifásicos pode ser feita levando-se em conta seus aspectos construtivos ou o comportamento vetorial das tensões sintetizadas pelos mesmos [63], [66], como será discutido a seguir.

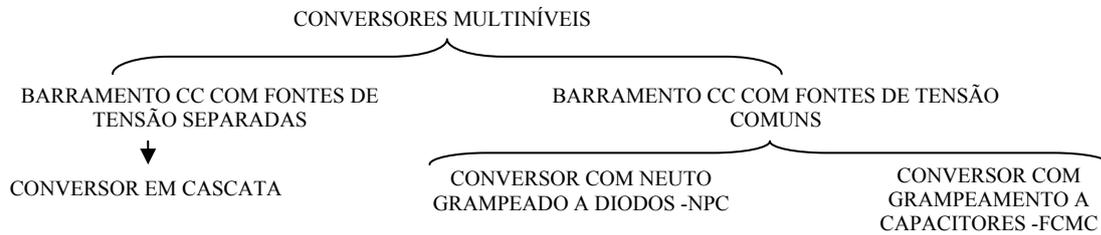


Figura 2.7 Classificação dos conversores multiníveis quanto a configuração do barramento c.c..

2.3.1 Análise vetorial das estruturas multiníveis.

Para um conversor de potência de l níveis, a cada novo nível, mantida constante a tensão de cada elemento armazenador de energia, um novo hexágono h mais externo é acrescentado ao seu diagrama de vetores de tensão, Figura 2.8. Deve-se destacar que cada fase do conversor é capaz de produzir individualmente l níveis de tensão incluindo o nível da referência de potencial que pode ser qualquer. No caso de conversores NPC, para esta referência de potencial, normalmente se adota o ponto médio dos bancos de capacitores, denominado ponto de neutro. Entretanto isto só pode ser feito para estruturas com l ímpar. Por isso, alguns autores preferem usar o potencial negativo do barramento c.c. como referência de potencial. Assim, o número total de vetores N_v é:

$$N_v = l^3. \quad (2.1)$$

Pela contagem dos vetores do interior para o exterior do diagrama:

$$l^3 = l + 6 \cdot (l - 1) + 12 \cdot (l - 2) + 18 \cdot (l - 3) + 24 \cdot (l - 4) + \dots + 6 \cdot (l - 1)[l - (l - 1)] \quad (2.2)$$

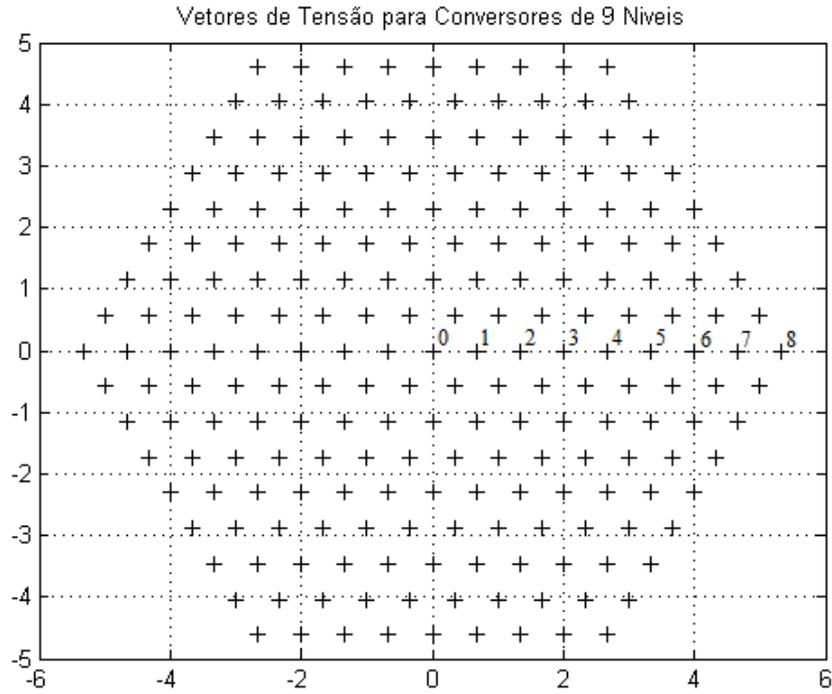


Figura 2.8 Diagrama de vetores de tensão para conversores de $l=9$ níveis.

Obtém-se então a expressão:

$$N_{tv} = l + 6 \cdot \sum_{h=1}^{l-1} h \cdot (l-h), \quad (2.3)$$

onde $h = 1, 2, \dots, l-1$ é o número do hexágono que cresce do interno para o mais externo, correspondendo aos números de 1 a 8 da Figura 2.8.

O número total de vetores nulos N_{vn} é igual ao número de níveis do conversor ou seja:

$$N_{vn} = l. \quad (2.4)$$

O número total de vetores ativos em função de h , excluídas as redundâncias, é dado por:

$$N_{va} = 6 \cdot \sum_{h=1}^{l-1} h. \quad (2.5)$$

Conseqüentemente o número total de vetores ativos por setor pode ser obtido por:

$$N_{vas} = N_{va} / 6 = \sum_{h=1}^{l-1} h. \quad (2.6)$$

Outra maneira de representar o número total de vetores ativos [31] em função diretamente do número de níveis l é:

$$N_{va} = 3 \cdot l \cdot (l-1). \quad (2.7)$$

O número total de vetores redundantes N_{vr} , definidos como aqueles vetores que ocupam posições já anteriormente ocupadas por outro vetor ativo, e, por isso,

constituindo-se de apenas outra maneira de produzir o mesmo valor de tensão relativo às grandezas de fase, é calculado aqui como:

$$N_{vr} = N_{tv} - N_{vn} - N_{va} = l^3 - l - 6 \cdot \sum_{h=1}^{l-1} h = l \cdot (l^2 - 3l + 2). \quad (2.8)$$

Assim, o número total de vetores redundantes por setor N_{vrs} é obtido por:

$$N_{vrs} = (N_{tv} - N_{vn})/6 - N_{vas}. \quad (2.9)$$

Sabendo-se que a tensão de linha é dada pela diferença entre as tensões de duas fases distintas referenciadas ao mesmo potencial e excluindo-se uma das duas vezes em que o potencial de referência aparece, uma em cada fase, o número de total de níveis da tensão de linha N_{ff} em função do número de níveis l é obtido por:

$$N_{ff} = 2l - 1. \quad (2.10)$$

De forma semelhante, o número total de níveis da tensão da fase para o neutro da carga conectada em Y é igual ao número de projeções dos N_{vt} vetores sobre o eixo da fase do diagrama de vetores de um dado conversor de l níveis. Este é dado em [18] por:

$$N_{fn} = 2N_{ff} - 1. \quad (2.11)$$

É importante salientar que os resultados obtidos a partir da análise vetorial são independentes da topologia do conversor multiníveis. O número de níveis do conversor, por sua vez, afeta diretamente os resultados desta análise. De acordo com [29] se pode afirmar que topologias diferentes com o mesmo número de níveis, a mesma técnica de modulação e a mesma frequência de portadora, produzem padrões idênticos de tensões de fase na carga. Desta forma segue-se a análise topológica onde é possível se destacar as diferenças entre as topologias multiníveis. Deve-se observar ainda que a análise apresentada é válida para $l \geq 2$, e com isso, se estende aos conversores de dois níveis.

2.3.2 Análise topológica das estruturas multiníveis.

Os conversores multiníveis VSI, de um modo geral, são usados para sintetizar as tensões a partir de certo número de elementos armazenadores de energia (como capacitores ou baterias), aqui denominados fontes de tensão. Uma onda de tensão multiníveis apresenta por algum mecanismo, diretamente associados a essas fontes, l níveis de tensão, incluindo o nível de referência.

A. Conversor em NPC.

O princípio de operação e os aspectos construtivos da estrutura NPC de três níveis podem ser estendidos para um maior número de níveis [20] e [29]. De um modo geral um conversor NPC de l níveis é construído com $l-1$ fontes de tensão (que dividem igualmente o seu barramento c.c.), e $2(l-1)$ chaves principais em cada fase. O conversor emprega também $2(l-2)$ diodos no processo de grampeamento das tensões das chaves principais da fase. Admite-se aqui que as chaves de uma fase do conversor NPC de l níveis possam ser divididas em dois grupos iguais, um contendo as chaves da porção superior da fase e o outro as chaves da porção inferior. O processo de grampeamento é então feito ligando-se o catodo de um diodo de grampeamento a um ponto entre duas chaves do grupo superior, e seu anodo a um ponto entre duas fontes de tensão de seu barramento. Este último ponto é também ligado ao catodo de outro diodo de grampeamento cujo anodo está ligado a um ponto entre duas chaves do grupo inferior. Na prática, embora o processo de grampeamento garanta que a tensão nominal de cada chave principal seja sempre igual à tensão total do barramento, V_d , dividido por $(l-1)$, a tensão nominal dos diodos de grampeamento, para l superior a 3, precisa ser diferente. Isto ocorre porque ao ligar as chaves do grupo inferior, o anodo dos diodos de grampeamento conectados a essas chaves é ligado ao potencial mais negativo do barramento c.c., enquanto seu catodo se encontra ligado a um ponto do barramento que o submete à soma das tensões do subconjunto de fontes em série até este ponto do barramento. Para empregar dispositivos de mesma tensão nominal, cada fase requer $(l-1)(l-2)$ diodos de grampeamento. É importante se destacar que a estrutura NPC de três níveis não apresenta esse tipo de problema [16]. Isso reforça a preferência da indústria por essa configuração (conversor/número de níveis).

Para produzir a sucessão dos l níveis de tensão, $(l-1)$ chaves adjacentes são ligadas simultaneamente, indo do grupo superior para o inferior e vice-versa. Como consequência o tempo de condução das chaves mais internas de uma fase é maior que o das mais externas. Outra vez, se dispositivos idênticos são empregados no conversor ocorrerá um superdimensionamento, da chave mais externa em relação à mais interna, de um fator $2(l-1)$ [25].

Desta forma, pode-se dizer que em um conversor NPC de l níveis, o número de níveis da tensão sintetizada obtida, por exemplo, entre a saída do conversor e o ponto

negativo do barramento c.c., está diretamente associado ao número de fontes de tensão N_{ft} em série, que compõem seu barramento. Então, para produzir uma onda de tensão com l níveis, o conversor NPC emprega:

$$N_{ft} = l - 1 \quad (2.12)$$

fontes de tensão por fase, ou, os l níveis em função de N_{ft} são dados por:

$$l = N_{ft} + 1. \quad (2.13)$$

Neste caso, pode-se verificar que o número de chaves de cada grupo se iguala ao número de fontes de tensão, de modo que o número total de chaves de uma fase N_{ch} é:

$$N_{ch} = 2N_{ft} = 2(l - 1). \quad (2.14)$$

De forma semelhante, a quantidade de diodos de grampeamento está relacionada ao número de fontes de tensão N_{ft} havendo tantos pares de diodos de grampeamento quanto o número de pontos de grampeamento que correspondem aos pontos de conexão de cada duas das N_{ft} fontes de tensão. Assim, o número de diodos de grampeamento N_{dg} , por fase, é dado por:

$$N_{dg} = 2(N_{ft} - 1) = 2(l - 2). \quad (2.15)$$

Supondo-se que todos os diodos devem ser iguais, um número maior destes deve ser usado, [25]. Com isso o número de diodos de grampeamento por fase passa a ser:

$$N_{dg} = (l - 1) \cdot (l - 2). \quad (2.16)$$

B. Conversor em Cascata.

Geralmente um conversor em cascata comercial de l níveis é construído com $(l-1)/2$ módulos monofásicos de potência, $(l-1)/2$ fontes de tensão (com barramentos c.c. simétricos e independentes), e $2(l-1)$ chaves principais em cada fase. Para produzir l níveis de tensão, $(l-1)$ chaves principais são ligadas simultaneamente.

Em resumo, pode-se dizer que os níveis da tensão sintetizada por um conversor em cascata de l níveis obtida, por exemplo, entre a saída do mesmo e o ponto de conexão de suas fases, está diretamente associada ao número de fontes de tensão N_{ft} dos módulos de potência. Com uma tensão média do barramento c.c. de V_d , cada um dos módulos de potência é capaz de fornecer três níveis distintos de tensão ($+V_d$, 0 e $-V_d$). Cada um dos N módulos monofásicos em série por fase possui uma única fonte de tensão, de modo que, $N_{ft} = N$, onde N é o número de módulos em série por fase. Desta

forma, pode-se obter l níveis distintos de tensão de fase $l = (2N+1)$, ou seja, $(0V, \pm V_d, \pm 2V_d, \pm 3V_d, \dots, \pm NV_d)$. O que exige um número de fontes de tensão igual a:

$$N_{ft} = (l-1)/2. \quad (2.17)$$

Então o conversor em cascata apresenta os seus l níveis de tensão, por fase, sintetizados a partir de seus N módulos monofásicos, sendo dados em função de N_{ft} por:

$$l = 2N_{ft} + 1. \quad (2.18)$$

Deve-se lembrar aqui que cada módulo de potência é construído com quatro chaves principais. Assim o número total de chaves por fase é dado por:

$$N_{ch} = 4N = 4N_{ft} = 4(l-1)/2 = 2(l-1). \quad (2.19)$$

Além disso, haverá sempre duas chaves, ou diodos de roda livre, em condução por módulo de potência. Com isso, o número de chaves principais ligadas simultaneamente:

$$N_{ch} = 2N = 2N_{ft} = 2(l-1)/2 = (l-1). \quad (2.20)$$

C. Conversor com grampeamento capacitivo.

Um conversor FCMC de l níveis é comumente construído com $2(l-1)$ chaves principais em cada fase e uma única fonte de tensão, embora se admitindo que todos os elementos capacitivos são de mesmos valores nominais, $l-1$ fontes de tensão dividem igualmente o seu barramento c.c., como se pode verificar na Figura 2.4. O conversor emprega também $(l-2)$ capacitores no processo de grampeamento das tensões das chaves principais da fase que é feito ligando um lado de cada capacitor de grampeamento a um ponto entre duas chaves do grupo superior e o outro lado a um ponto entre duas chaves do grupo inferior. Na prática embora pelo processo de grampeamento também aqui a tensão nominal de cada chave principal seja igual à $V_d/(l-1)$, a tensão nominal dos capacitores de grampeamento para l superior a 3 precisa ser diferente. Para empregar elementos de mesmas tensões nominais cada fase requer $(l-1)(l-2)$ capacitores de grampeamento. Para o conversor FCMC produzir l níveis de tensão são ligadas, simultaneamente, $(l-1)$ chaves, adjacentes ou não.

Pelo exposto acima, pode-se dizer que um conversor FCMC de l níveis emprega um número total de chaves por fase N_{ch} dado por:

$$N_{ch} = 2(l-1) \quad (2.21)$$

podendo também expressar número de níveis de tensão em função do número de chaves:

$$l = 1 + N_{ch}/2. \quad (2.22)$$

Nessa linha a quantidade de capacitores de grampeamento está ligada ao número de chaves principais N_{ch} , havendo tantos capacitores quanto o número de pontos de grampeamento correspondentes aos pontos de conexão de cada duas chaves principais de um grupo. Dessa forma, o número de capacitores de grampeamento N_{cg} por fase é igual a:

$$N_{cg} = (l - 2). \quad (2.23)$$

Supondo que todos os capacitores são idênticos, o número de capacitores de grampeamento por fase é:

$$N_{cg} = (l - 1) \cdot (l - 2) / 2. \quad (2.24)$$

Novamente, a análise topológica aqui apresentada é válida para $l \geq 2$, e com isso, excetuando-se a contagem dos elementos de grampeamento pertinentes, apenas às topologias NPC e FCMC, esta se estende aos conversores convencionais de dois níveis.

A Tabela 2.1 apresenta um resumo comparativo das três topologias de conversores multiníveis, [25] como descrito nas subseções anteriores. Nessa tabela verifica-se que o número de chaves principais e de diodos de roda livre cresce de forma praticamente linear com o número de níveis. O mesmo pode ser dito para o número de elementos armazenadores de energia (fontes de tensão) idênticos que constituem o barramento c.c.. Por outro lado o número de elementos de grampeamento cresce de forma aproximadamente quadrática com o número de níveis, o que resulta em custos mais elevados para as topologias que possuem barramento c.c., com fontes de tensão comuns, NPC e FCMC, quando o número de níveis l cresce. A topologia em cascata não necessita de nenhum tipo de esquema de grampeamento, por isso pode ser projetada para trabalhar com um número de níveis elevado. Isso é vantajoso do ponto de vista da qualidade das formas de onda de tensão e correntes sintetizadas pelos conversores. Nesse caso, consegue-se com os conversores em cascata uma boa aproximação com ondas senoidais, com reduzido conteúdo harmônico, mesmo com baixíssimo número de comutações por período fundamental da onda de referência. Isto possibilita alimentar diretamente as cargas, sem a necessidade do uso de filtros de saída, nas versões comerciais da estrutura em cascata e com elevada eficiência.

Tabela 2.1 Comparação do número de componentes por fase entre conversores multiníveis

Tipo de Conversor	NPC	FCMC	Cascata
Número de chaves principais	$2(l-1)$	$2(l-1)$	$2(l-1)$
Número de diodos de roda livres das chaves principais	$2(l-1)$	$2(l-1)$	$2(l-1)$
Número de chaves principais em condução simultânea	$(l-1)$	$(l-1)$	$(l-1)$
Número de capacitores do barramento c.c.	$(l-1)$	$(l-1)$	$(l-1)/2$
Número de diodos de grampeamento	$(l-1)(l-2)$	0	0
Número de capacitores de grampeamento	0	$(l-1)(l-2)/2$	0

2.4 Comparação das topologias comerciais.

Aspectos gerais de conversores multiníveis são apresentados na Tabela 2.2, a fim de se obter uma visão geral da situação atual das topologias fornecidas por diversos fabricantes. Os dados nela apresentados foram obtidos para os conversores através de informações comerciais disponibilizadas pelos fabricantes, tais como folhas de dados, folhetos de divulgação e artigos de seminários e congressos internacionais, [2], [7], [22], [26], [42]-[60]. A Tabela 2.2 traz então, o nome, o modelo, a topologia e o número de níveis dos conversores de potência de vários fabricantes. Estes dados, juntamente com o grau de complexidade transformador de isolamento, o tipo do retificador e as dimensões do conversor, representam os aspectos construtivos que caracterizam as estruturas existentes no mercado. Para os conversores foram também levantados a potência a tensão e a corrente nominais, a eficiência, o fator de serviço, o fator de potência, quando possível para 4,16kV. Esses dados dizem respeito à capacidade de cada conversor de “manusear” a energia elétrica e juntamente com suas dimensões dão uma idéia do seu tamanho e da sua densidade de potência. Além dessas, a tabela traz ainda a tecnologia dos semicondutores, os métodos de modulação e de controle do motor, as frequências de modulação e de comutação dos semicondutores. Estes atributos estão associados a aspectos relativos ao modulador e fornecem uma visão geral das técnicas de modulação adotadas pelos fabricantes e sua potencialidade e perspectivas. A Tabela 2.2 também indica a presença ou não de filtro de saída, a frequência fundamental de operação sem o filtro, a máxima frequência fundamental de operação com o filtro. Estes dados apontam o tipo, a existência e/ou o grau de necessidade do método de redução de conteúdo harmônico adotado por cada fabricante como solução para a geração de conteúdo harmônico indesejado pelo conversor.

Tabela 2.2 Aspectos gerais de topologias comerciais de conversores multiníveis.

Nome	ABB		Siemens			Toshiba/Mitsubishi/GE			ASIRobicon			WEG		Converteam	
	ACS 1000	ACS 6000	Perfect Harmony	Sinamics		Dura-Bilt		TMdrive-MV			Perfect Harmony	Silcovert			
Modelo				GM-150	SM-150	2000	3000/4000	TM-70	TM-80	TM-85		SV-GN	SV-TN	MVW-01	MV7000
Topologia	NPC	NPC	Cascata	NPC	NPC	NPC braços configuráveis de três níveis	Ponte inversora NPC braços configuráveis Conv. Tipo G	NPC	NPC	Ponte inversora NPC Conv.Tipo G	Cascata	NPC	NPC	NPC	NPC
Núm. de Níveis	3	3	9-25	3	3	3	5	3	3	5	9-25	3	3	3	3
Potências nominais	A: 0,315-2MW W: 1,8-5MW	W: 3-27 MW 3-9MVA c/ uma unidade.	A/W: 300kVA-31MVA	A: 0,6-7,9MVA W: 2-10MVA 3,3 kV 8,000 - 28,000 kVA a IGCT	W: 5-28MVA múltiplas unidades 10MVA c/ uma unidade.	0,224 - 1,865MW	0,298 - 3,730MW	W: 5 - 40MW 5-10MW c/ uma unidade.	W: 7-MW - 40MW	W: 12- 90MVA 12-30MVA c/ uma unidade.	A/W: 300kVA-31MVA	W: 6- 22MVA/3,3kV e 6-9MVA/4,16kV	2-12MVA até 9,4MW	A: 400kW-3.3MW	W: 3,75-42MVA, 3,75-21MVA/3,3kV e 10,5-42MVA/6,6kV
Tensões nominais (kV)	2,3/3,3/4,0/4,16 Opcional: 6,0/6,6 com transformador elevador	3,0-3,3 Opcional: 2,3kV	2,3/3,3/4,16/6,0/6,6/11/13,8	2,3 - 7,2 2,3/3,3/4,16 e 6,0/6,6 a partir de 2 módulos.	3,3	2,3	3,3/4,16	3,3	3,3	7,6	2,3/3,3/4,16/6,0/6,6/11/13,8	3,3/4,16	2,4	2,3,3,3/4,16 (+10%, -20% com redução da potência de saída).	3,3/6,6 6,6kV com dois módulos de PPI por chave.
Correntes nominais p/ versão de 4,16kV exceto quando especificado em contrário (A)	58, 65, 79, 94, 108, 115, 130, 166, 195, 224, 260, 289, 332, 390, 447, 520, 577, 650, 707, 765, 837	3,0kV: 550, 915, 1280, 1650.	70, 100, 140, 200, 260, 315, 275, 500, 660, 800, 1250	Com um módulo A: a IGBT s/ filtro: 180, 220, 260, 300, 350, 400, 450, 500, 550, 600, com filtro: 150, 190, 220, 260, 290, 340, 370, 420, 470, 500, 560, 610, 680, 760, 840, 920. W: a IGBT s/ filtro: 280, 310, 350, 400, 450, 500, 550, 610, 675, 740, 800, com filtro: 220, 240, 270, 310, 350, 390, 430, 480, 530, 570, 625, 690, 770, 850, 930, 1020, 1100.	3,3kV: 1750	2,3kV: 69,93,116, 174,229,343, 401,448,560.	51, 64, 90, 115, 127, 158, 190, 253, 279, 310, 334, 372 433, 490, 552, 613	3,0kV: 1360, 1700.	NI	NI	70, 100, 140, 200, 260, 315, 275, 500, 660, 800, 1250, 1400	825, 1240 3,3kV: 1050, 1575, 1920, 2x1575, 2x1920	2,4kV: ciclo pesado: 350, 520, 700, 1040,1400, 1560, 2080 ciclo normal:470, 700, 940, 1400, 1880, 2100, 2800.	70, 80, 94, 110, 120, 130, 162, 170, 188, 250, 300, 375, 475	3,3kV: 660, 900, 1350, 1800, 2700, 3600. 6,6kV: 900, 1350, 1800, 2700, 3600.
Eficiência do sistema (%)	> 98	>98,5 com carga nominal e retificação a diodo	>96,5 incluindo transformador	>98,2 não incluindo o sistema de resfriamento	99,0	96,5-97 com carga nominal.	96,5-97 com carga nominal.	98,5 com carga nominal.	98,5 com carga nominal.	NI	>95 em todas as outras condições (incluindo transformador)	≥98,5 com pot nominal	≥98 com pot nominal e retificação a diodo	>98,5	>99 com fator de potência de saída 0,9, sem opção com potência de saída nominal. (consumo auxiliar não incluído)
Fator de Serviço	1,1x60seg a cada 10min.	NI	1,0	1,0	1,75 com redução de potência para SMVA	1,15 por 60 segundos após operação a plena carga.	1,15 por 60 segundos após operação a plena carga.	TMdrive-D70 (Retificador de 12 pulsos a diodo) Fator de deslocam.: 98 TMdrive-P70 configurável em dois modos, PWM convencional: fp aprox. unitário. Controle de VAR (tipo "Fixed Pattern") limitado à capac. de corrente do conversor: Estabilização de tensão, compensação de queda ou elevação de tensões.	NI	NI	1,0	1,0	Ciclo Normal: 1,1x60seg a cada 10min. ciclo pesado: 1,5x60seg a cada 10min.	1,15x60seg a cada 10min Conj. Var. 1,5x60seg a cada 10min Conj. Const.	NI
Fator de potência do sistema (pu)	Fundam. : > 0,97 Total: > 0,96	0,96 e 1,0 retif. ativa	>0,95	Fundam. : >0,96	1,0 retif. ativa	PF real: >0,95 atrasado de 10 a 100% carga nominal	PF real: >0,95 atrasado de 10 a 100% carga nominal	≅1,0	≅1,0	≅1,0 compatível com retificadores de 36 pulsos por fase.	>0,95	≥0,95 com retificação a diodo e fator de potência unitário de 0 a velocidade nominal.	≥90,5 com retificação a diodo e ≥0,98 retificação a tivo	>0,95	>0,96 para retificadores a diodo e 1,0 para retificador ativo.
Tecnologia dos semicondutores	IGCT de 4,5kV, (p/ 2,3 e 3,3 kV) e IGCT de 5,5kV (p/ 4,16kV).	IGCT	LV-IGBTs 1200-1700V	HV-IGBT de 3,3 or 6,5 kV e IGCT de 4,5 kV p/ aplicações de 3,3kV	IGCT	3300 V MV IGBTs	3300 V MV IGBTs	IEGT	Commutated Turn-off thyristor (GCT)	Commutated Turn-off thyristor (GCT)	LV-IGBTs 1200-1700V	IGCT	HV-IGBT	HV-IGBT (6,5 kV) sem a necessidade de conexão em série de chaves.	12 Press-Pack IGBT de 3300V (até 8.4MW). 2 PPIs em serie/chave p/ 6,6kV.

Método de modulação	Controle direto de conjugado (DTC)	Controle direto de conjugado (DTC) Padrão de pulsos otimizado para redução de harmônicos da rede (com IGCT)	PWM Multinível PSC-PWM	3-level inverter (PWM)	NI	PWM	PWM	PWM convencional e padrão pré-calculado de pulsos (fixed pulse pattern) para elevar a eficiência e redução de harmônico.	NI	NI	PWM Multinível PSC-PWM	PWM três níveis	PWM três níveis	PWM senoidal SVM (Space Vector Modulation) e pulsos ótimos (OPP)	PWM 3 Níveis.
Método de controle do motor	Controle direto de conjugado (DTC)	Controle direto de conjugado (DTC)	Controle em malha fechada tipo "Sensorless"	Controle vetorial em malha fechada por orientação de campo.	Controle vetorial em malha fechada por orientação de campo.	Controle vetorial orientado pelo campo com ou sem sensor de velocidade.	Controle vetorial orientado pelo campo com ou sem sensor de velocidade.	Controle vetorial com sensor de velocidade (Resolver ou Encoder) ou sem (apenas p/ Motor de Indução)	NI	NI	Controle em malha fechada tipo "Sensorless"	Orientação de campo, controle de conjugado e fluxo. Sistema digital de controle arquitetura controle vetorial de 32 bits em ponto flutuante	Malha aberta e vetorial em malha fechada	Escalar (Tensão Imposta – V/F)	Controle vetorial de fluxo sem encoder.
Frequência de modulação/ portadora (Hz)	Média 1000 (3-level inverter, operating at 2 x 500 Hz)	NI	600	NI	NI	2096	1048	1000-1024	NI	NI	600	NI	NI	400/666/500/1000	NI
Frequência de comutação dos semicondutores (Hz)	Média 500	NI	600	NI	NI	1024	524	500 Entrada: approx. 500 Hz. Saída: 512 Hz	NI	NI	600	NI	NI	200/333/250/500	Típica 900
Complexidade Transformador de Isolação.	Média	Média	Alta	Média	Baixa	Alta	Alta	Média	Média	Alta	Alta	Média	Média	Média	Média
Retificador	A diodo: 12/24 pulsos.	A diodo: 12/24 pulsos Retif. Ativo 3N IGCT.	A diodo: 18-36 pulsos.	A diodo: 12/24 pulsos.	Modulo Ativo a IGCTs de Linha.	Alimentação c.a. de 24 pulsos não regenerativa a diodo, uma unidade para cada braço do inversor.	Alimentação c.a. de 24 pulsos não regenerativa a diodo, uma unidade para cada braço do inversor.	TMdrive-P70: Conversor regenerativo a IEGT. TMdrive-D70: Conversor não regenerativo de 12 pulsos a diodo. (TMdrive-D70 também disponível na configuração de 24 pulsos).	NI	Conversor de 36 pulsos a diodo.	A diodo: 18-36 pulsos	A diodo: 12/24 pulsos Op.: Retif. Ativo 3N ate (11MVA) com 2 conversores NPC IGCT idênticos costa-costa.	A diodo: 12/24 pulsos Op.: Retif. Ativo 3N com 2 conversores NPC IGBT idênticos costa-costa.	A diodo: 12/18 pulsos	A diodo: 12/24 pulsos. Retificador Ativo 3N opcional.
Filtro de Saída	De série.	Opcional.	Desnecessário.	Opcional para versão a IGBT não disponível versão a IGCT.	Não disponível.	Filtro de saída opcional. Elevadas taxas de subidas de chaveamento dos IGBT pode requerer em alguns casos filtro de dv/dt de saída.	Filtro de saída opcional. Filtros ou reatores de saída somente sob encomenda para minimizar ondas refletidas.	Não disponível A alta velocidade de chaveamento dos IEGT podem ondas de tensões transitórias no motor e algumas instalações podem requerer filtro de dv/dt de saída.	NI	NI	Desnecessário.	NI	Filtros de saída opcional.	Não possui.	Filtro de modo comum (para Retificador ativo sem transformador), Filtro de entrada para Retificador ativo, Filtro senoidal de saída (para cabos longos ou motores de alta velocidade), Filtros de saída de dv/dt para 3,3kV (para cabos entre 50-200m de extensão; ou outros sob encomenda)
Frequência de operação sem o filtro (Hz)	NI	75Hz (Twin 250Hz)	330	250 Hz	250 Hz	0-120 Hz	0-120 Hz	0-60 Hz, 0-90 Hz c/ redução de potência.	NI	NI	330	0-60 e 0-120 c/ redução de potencia	0-200	0-100	0 a 90 (valores até 300Hz sob encomenda).
Máxima Frequência de operação com o filtro (Hz)	66Hz (opcional 82,5Hz)	NI	-	66 Hz	-	-	-	NI	NI	NI	-	NI	NI	-	NI
Dimensões C/L/A (mm)	(0,4MVA/2,3kV): 3000/900/2005- (5,8MVA/4,0kV): 4700/902/2002	(3MVA/3kV): 3000/1000/2000- (9MVA/3kV): 4900/1000/2200		(1MVA/2,3kV)s/ filtro resf A: 2420/1275/2570 -(3,6MVA/4,16kV) c/ filtro resf W: 4840/1275/2280	(10MVA/3,3kV): 6100/1600/2540	(0,224MW/2,0kV): 1880/1102/2634- (1,865MW/2,0kV): 5639/1257/2634	(0,298MW/3,3kV): 1880/1102/2634- (3,73MW/4,0kV): 5639/1257/2634	(5-10MW frame 8000-10000): 3200/1650/2375	NI	NI	NI	(6MW/3,3kV): 6000/1200/2310 (9MW/4,16kV): 6400/1200/2310 Rectifier + Inverter Configuration	(2MW/2,4kV): 4200/1200/2310- (12MW/2,4kV): 8400/1200/2310	(0,45MVA/2,3kV): 2400/980/2190- (3,3MW/4,16kV): 4000/980/2190	(3,75MVA/3,3kV): 2800/800/2450- (21MVA/3,3kV): 5000/2000/2450
Peso (kg)	1600-3680			1750-4850	6400	2722-9525	3411-14784	4900-5200	NI	NI	NI	NI	4000-7000	1560-2700	2800-10800

NI = não informado nas referências consultadas, A = Refrigerado a ar e W = Refrigerado a água

O conversor em cascata é fornecida originalmente pela *ASIRobicon* desde o início de sua comercialização e, atualmente pela *Siemens*, após recém aquisição de uma parte da primeira por esta última. Este fato justifica a pouca diferença entre os conversores comercializados pelas duas empresas na Tabela 2.2. O número de níveis por fase da topologia é alto (de 9 a 25) podendo atingir valores entre 33 e 97 níveis para as tensões de fase para o neutro da carga ligada em Y. A estrutura a LV-IGBT de 1200 e 1700V mostrada na tabela é mais difundida, embora já exista uma versão do conversor em cascata que utiliza HV-IGBT de 3,3kV e tensão de saída de 1375V por módulo de potência, denominada "Harmony HV" [48] e [55]. Essa nova versão tem como vantagem a possibilidade de se obter tensões de até 14,4kV com reduzido número de módulos monofásicos de potência, 6 módulos de potência por fase, metade dos módulos empregados na versão "Perfect Harmony" para a mesma tensão. A Tabela 2.2 mostra uma considerável preferência dos fabricantes de conversores multiníveis pela topologia NPC de três níveis. Incluem-se aí as empresas fornecedoras da topologia em cascata, como a *Siemens* e a própria *ASIRobicon*, com duas versões do conversor cada uma. Neste caso, na tabela se verifica que HV-IGBT's de 3,3kV e 6,5kV, IGCT's de 4,5kV e IEGT's de 3,3kV são as principais tecnologias de dispositivos de semicondutores empregadas pelos fabricantes destas estruturas. O grupo *Toshiba/Mitsubishi/GE* fornece três versões convencionais de NPC de três níveis (Dura-Bilt5i MV 2000 e TM-drive-MV TM-70 e TM-80) e três versões mistas de 5 níveis do conversor NPC em um arranjo em ponte tipo cascata (Dura-Bilt5i MV 3000 e 4000 e TM-drive-MV TM-85, a MV-IGBT 3,3kV e a GCT 4,5kV). Conforme já mencionado, não foi encontrado nenhum fornecedor da estrutura FCMC. A Tabela 2.2 mostra que a topologia em cascata apresenta maior gama de tensões nominais de saída o que está indiretamente ligado à facilidade de se produzir conversores com número de níveis de tensão elevados. Em contraste, o reduzido número de níveis da estrutura NPC, resultante da opção dos fabricantes pelo uso de um menor número de chaves por braço, limita a gama de tensões nominais oferecidas em 6,6kV, embora esta tensão exija o uso de transformador elevador de saída, no caso da ACS1000 da *ABB* ou duas unidades do conversor para o Sinamics GM-150 da *Siemens*. A maioria das empresas fornece a estrutura NPC de três níveis com tensão nominal limitada à opção de 3,3kV para atender os mercados da Europa e Ásia. Apenas a *Converteam* fornece uma versão de 6,6kV do conversor a partir de uma única unidade de seu conversor. Esta se baseia em

um arranjo em série de dois HV-IGBT de 3,3kV por chave. Tabela 2.2 mostra ainda que a eficiência típica das estruturas, em condições nominais, é superior a 96%. A maioria dos fabricantes emprega retificadores não regenerativos em seus conversores com número de pulsos entre 12 e 36, o que gera a necessidade do uso de transformador de entrada com complexidade indo de média a alta. Em muitos casos existe a opção por uma configuração do conversor com retificador ativo de entrada, mas poucas estruturas apresentam esta configuração de série. Excetuando-se a *ABB*, que utiliza controle direto de conjugado ("*Direct Torque Control*"– DTC), a maioria das empresas emprega moduladores PWM de três níveis ou multiníveis para o comando de seus conversores. Vários fabricantes associam o modulador de três níveis com algum esquema otimizado de pulsos pré-calculados ("*optimized pulse pattern*"-OPP) para o comando da estrutura NPC. Praticamente todos os conversores apresentam algum esquema de orientação de campo para o controle do motor c.a.. A frequência de comutação típica das chaves dos conversores multiníveis é de 500Hz (com frequência de portadora de aproximadamente 1kHz quando for o caso). A maioria dos fabricantes de estrutura NPC de três níveis oferece a opção de filtro senoidal de saída. A *ABB* fornece este filtro senoidal de saída de série na versão ACS1000 do conversor. A principal vantagem da adoção dessa solução é a possibilidade de se obter de tensões e correntes senoidais sem a necessidade de se lançar mão de estruturas com maior número de níveis de tensão. As desvantagens são o aumento da complexidade, do custo, do peso e do volume, a deterioração da eficiência do sistema, além da restrição da faixa de variação da frequência de saída do conversor imposta ao motor c.a. devido à presença do filtro senoidal. O fabricante do conversor em cascata dispensa o emprego de filtro de saída devido ao elevado número de níveis. O fabricante do conversor tipo G (Dura-Bilt5i MV) também desaconselha o uso desse tipo de filtro em todos os seus conversores mesmo para máquinas antigas ou em atualizações do sistema de acionamento. Alternativamente ao filtro senoidal, algumas empresas oferecem a opção por filtros de dv/dt e/ou tensão de modo comum, como a *Converteam* e o grupo *Toshiba/Mitsubishi/GE*.

Deve-se ressaltar ainda, que o conversor em cascata foi a primeira topologia a fornecer comercialmente tensões superiores a 4.160V, a partir de uma única unidade do conversor e sem transformador elevador de saída (1995) e o primeiro a ser comercializado com tensões superiores a 13.800V (2003) nestas condições. Além disso, este se apresenta como a estrutura mais vendida mundialmente com 1500 unidades

instaladas ainda no ano de 2002. De acordo com as referências [25], [61] e [62] as principais vantagens do conversor em cascata são:

- Menor número de componentes empregados para produzir o mesmo número de níveis entre as três topologias mais importantes.
- Circuito modularizado que facilita os processos de fabricação e manutenção uma vez que todos os módulos de potência são idênticos.
- Uso de dispositivos semicondutores de baixa tensão que resulta em menor custo final do conversor.
- Elevado número de níveis de tensão que resulta em baixíssima distorção harmônica das formas de onda sintetizadas e eliminação da necessidade do uso de filtros de saída.
- Capacidade de operação com desequilíbrio de fases em caso de falha em um ou mais módulos de potência sem necessidade de paradas para manutenção.
- Facilidade de rotação dos módulos de potência de uma fase para, entre outras coisas, equalizar o aquecimento dos dispositivos semicondutores que pode ocorrer eventualmente, dependendo da técnica de modulação empregada.

Suas desvantagens são:

- Esquema mais elaborado de geração de pulsos para as chaves devido ao elevado número de dispositivos semicondutores.
- Necessidade de fontes de tensão c.c. separadas o que complica o projeto do transformador de isolamento de entrada.
- Difícil implementação de esquemas de regeneração de energia em comparação com as outras topologias.

Por outro lado, a topologia NPC é fornecida por praticamente todos os fabricantes de conversores de média tensão, entre eles a *ABB*, *Siemens*, a *ASIRobicon* e a *WEG*. Conforme se sabe as vantagens e desvantagens da estrutura NPC convencional estão ligadas principalmente ao reduzido número de níveis do que à topologia propriamente dita, [25] e [29]. Assim, não se levando em conta a grande diferença de número de níveis entre as topologias, as vantagens da estrutura NPC comercial são:

- Topologia construtivamente mais simples na versão de três níveis, embora esta seja a topologia que emprega maior número de dispositivos semicondutores entre as três topologias para um mesmo número de níveis.

- Esquema mais simples de geração de pulsos para os dispositivos semicondutores.
- Fácil implementação de esquemas de regeneração de energia pela utilização de uma estrutura idêntica àquela da porção inversora do sistema de acionamento elétrico.

Suas desvantagens são:

- Reduzido número de níveis de tensão que resulta em razoável distorção harmônica das formas de onda sintetizadas e na necessidade do uso de filtros de saída.
- Aquecimento desigual dos dispositivos semicondutores.
- Necessidade de mecanismos de controle dos desequilíbrios das tensões dos barramento c.c..

A estrutura FCMC, conforme já mencionado, embora não seja oferecida por nenhum dos fabricantes apresenta algumas vantagens tais como:

- Capacidade extra de suportar surtos ("*ride through*") associada ao grande número de elementos capacitivos.
- Grande número de combinações de estados das chaves que resulta em maior flexibilidade da síntese de tensão.
- Menor número de semicondutores empregados que a topologia NPC, com mesmo número de níveis.

Suas desvantagens são:

- Grande número de elementos armazenadores de energia, problemático principalmente em estruturas com número elevado de níveis de tensão.
- Esquema de geração de pulsos dos semicondutores bastante complexo com elevadas frequências de chaveamento e perdas de comutação para sistema de alta potência reais com $l > 3$, [25].
- Grande quantidade de capacitores que dificulta seu o encapsulamento e os processos de fabricação e manutenção da estrutura.
- Necessidade de controle do nível de tensão nos capacitores de grampeamento, que por sua vez é de difícil realização.

Estes são alguns dos motivos que contribuíram para a falta de interesse dos fabricantes de conversores de média tensão em explorar esta estrutura comercialmente.

2.5 Soluções para redução do conteúdo harmônico.

As tensões e/ou correntes geradas por inversores de potência a partir de um processo modulação de alta frequência, provocam entre outras coisas, reduções da eficiência e da vida útil motores elétricos, transformadores, cabos, etc.. No caso dos motores industriais da linha "standard" adota-se como solução paliativa a subutilização ("motor derating") ou a elevação de sua classe de isolamento para a categoria imediatamente acima. De forma semelhante, grandes conversores eletrônicos tais como retificadores a diodo ou tiristores geram uma distribuição harmônica no espectro de frequência indesejada que perturbam o sistema elétrico. Esses problemas têm sido tratados pelas concessionárias de energia e institutos de pesquisa e de padronização através da adoção de normas e recomendações como a IEEE519-1992 nos Estados Unidos e IEC 6100-3-2/IEC 6100-3-4 na Europa.

Existem várias alternativas para a redução e/ou eliminação do conteúdo harmônico gerado por conversores eletrônicos. A referência [2] apresenta uma discussão sobre essas alternativas abordando desde técnicas mais simples como o uso de soluções passivas a até soluções sofisticadas como o uso de compensadores instantâneos de potência harmônica. Estas técnicas são classificadas em [2] segundo o seu emprego como mostra a Figura 2.9. Grande parte delas implica em certa complexidade e em custos elevados, ou ainda, são de difícil aplicação em sistemas de acionamentos elétricos, [63]-[68].

Considerando-se as limitações da frequência de chaveamento dos conversores multiníveis propõe-se então a nova classificação desses métodos da Figura 2.10, [66].

O método de filtragem utilizando elementos passivos é um dos primeiros métodos de redução de harmônicos empregado em sistemas elétricos. Em um sentido mais amplo este é o mais simples de todos os métodos de redução de harmônicos, embora os procedimentos de projeto sejam em muitos casos bastante complexos e não representem uma solução geral (específico para cada aplicação). Os filtros passivos consistem em um conjunto de indutores, capacitores e resistores arranjados com o objetivo de eliminar harmônicos de baixa ordem (5° , 7° , 11° , 13° ...). Sua principal vantagem é seu reduzido custo em comparação com outros métodos [11] e suas desvantagens são os seus elementos pesados e volumosos, os possíveis problemas de ressonância e o aumento das

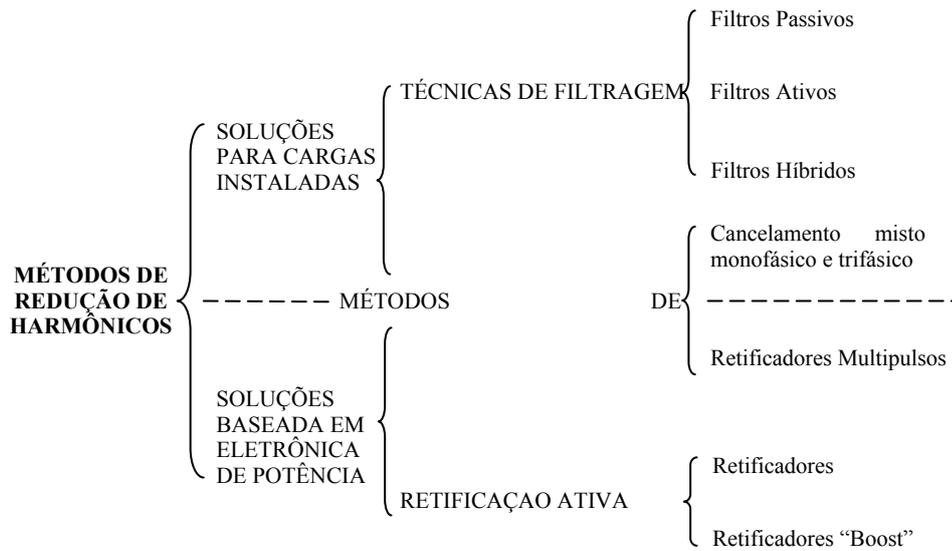


Figura 2.9 Classificação dos métodos de redução de harmônicos em função da aplicação. correntes e tensões fundamentais. A última implica em perdas extras de energia e na necessidade de superdimensionamento dos elementos do sistema.

O filtro ativo é outro método de redução de conteúdo harmônico que emprega conversores de potência monofásicos ou trifásicos associados ao conceito de potência instantânea [4] ou outro tipo de estratégia de conformação da forma de onda de corrente, [63]. Existem dois tipos de filtros ativos, que são os filtros de corrente (ou "*shunt*") e os de tensão (ou série), que podem ser implementados em versões de dois ou mais níveis. Nesta técnica o conversor fornece a potência harmônica exigida pela carga, e a rede de energia elétrica fornece apenas a componente fundamental da corrente e/ou tensão, [69]. Isto faz com que a rede "enxergue" a carga como se ela fosse puramente resistiva. A filtragem ativa resulta em uma melhor eliminação de harmônicos que os métodos passivos, com bom controle dinâmico de potência harmônica, reativa e fundamental, sob condições de carga equilibrada e desequilibrada. Suas principais desvantagens são: maior complexidade do controle, elevado nível de perdas de chaveamento, problemas de interferência eletromagnética (EMI), necessidade de ampla faixa de passagem para o controle, o que implica em altas frequências de chaveamento do conversor, impraticável em aplicações de média tensão e alta potência, e difícil utilização no estágio inversor dos acionamentos elétricos à velocidade variável. Soluções híbridas de filtros ativos e passivos, (um pequeno filtro passa-baixa entre o filtro ativo e a rede de energia elétrica), resolve parte desses problemas [2], mas a necessidade de ampla faixa de passagem e o problema do emprego da técnica no estágio inversor permanecem sem solução, [66].

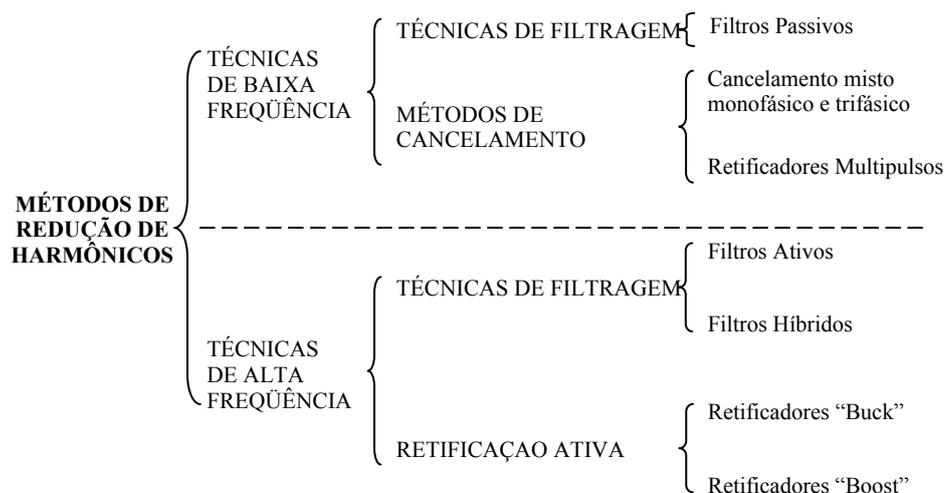


Figura 2.10 Classificação dos métodos de redução de harmônicos em função da faixa de passagem.

O método do cancelamento de harmônicos se baseia no princípio de que os harmônicos de baixa ordem podem ser eliminados através de um deslocamento adequado de fase em múltiplas unidades de conversores conectados em série [5]. Esse método de redução de conteúdo harmônico é algumas vezes denominado de retificação multipulsos já que cada unidade de retificador apresenta pulsos de corrente em baixa frequência e o aumento do número de pulsos (número de pontes de retificadores) com a defasagem apropriada aumenta o conjunto de harmônicos de baixa ordem cancelados entre as unidades do conversor e melhora o fator de potência do sistema [5]. Este é um método bastante simples que à semelhança de outros métodos utiliza estruturas básicas da Eletrônica de Potência na “síntese” de cargas lineares e redução de harmônicos. Todavia, este método requer um transformador de entrada pesado e volumoso e com projeto mais complicado à medida que o número de pulsos aumenta. Este método gera ainda elevadas quedas de tensão e apreciável conteúdo harmônico quando sujeito aos desequilíbrios de carga ou tensão de linha. O cancelamento misto (*"mixed cancellation"*) é uma alternativa para este método e consiste na mistura de retificadores monofásicos e trifásicos a diodo a fim de reduzir o conteúdo harmônico de baixa ordem, uma vez que o 5^o e o 7^o harmônico de retificadores monofásicos e trifásicos a diodo estão frequentemente em antifase, [6]. Embora esse método não necessite de ampla faixa de passagem, também se verifica a dificuldade de emprego do mesmo no estágio de saída dos acionamentos elétricos à velocidade variável.

O retificador ativo é outro método de redução de harmônicos composto de um conversor de potência e um regulador de corrente para conformação de suas ondas de

corrente, ou outra técnica equivalente. Existem duas topologias diferentes, uma com a saída em tensão, VSC, e outra em corrente, CSC, denominadas respectivamente, retificador elevador ("*boost*") e retificador abaixador ("*buck*"). O retificador ativo apresenta capacidade regenerativa de energia, ajuste das tensões e correntes do barramento c.c., correntes de entrada aproximadamente senoidais, fator de potência controlável (capacitivo, indutivo ou unitário) e capacidade de operação com tensões distorcidas e desequilibradas e com variações de frequência. De forma semelhante ao filtro ativo, suas principais desvantagens são: maior complexidade do controle, elevado nível de perdas de chaveamento, exigência do controlador com larga faixa de passagem (com alta frequência de chaveamento, inviável para conversores de alta potência) e problemas de interferência eletromagnética (EMI). Além disso, este também apresenta menor eficiência que o retificador a diodo, devido às perdas de comutação.

Em contraposição aos métodos mais complexos, alguns autores recomendam utilização de filtros passivos senoidais para a redução dos harmônicos dos conversores estáticos de alta potência. Outros autores asseguram que os resultados alcançados com a configuração *LCL* de terceira ordem superam aqueles obtidos com o emprego de indutores puros em retificadores [7]-[10]. O mesmo é verificado no caso dos inversores de frequência onde se indica o filtro *LC* de segunda ordem em vez da alimentação direta de motores ou outras cargas c.a., [7], [11] e [70]. Este fato está associado ao princípio de que filtros de ordem mais elevada podem apresentar maior capacidade de atenuação com menores valores dos elementos reativos. Contudo a baixa frequência de comutação dos semicondutores dos conversores para média tensão industrial dificulta o processo de filtragem uma vez que a modulação produz um conteúdo harmônico em uma região do espectro de frequência em que mesmo os filtros de segunda ou terceira ordem apresentam pouca capacidade de atenuação dos referidos harmônico. A alternativa geralmente adotada nesse caso consiste em reduzir a frequência de corte do filtro. Esse procedimento é desaconselhado, pois gera filtros mais pesados e caros, além de interferir na amplitude e na fase da grandeza sintetizada pelo conversor em consequência da proximidade das frequências fundamental e de corte do filtro. Por esse motivo alguns autores optam pelo uso de configurações de filtro de maior ordem e/ou grau de complexidade na tentativa de aumentar a atenuação do filtro dos harmônicos de baixa ordem como é o caso dos trabalhos nas referências [70]-[74]. Ainda nessa linha, se verifica na literatura que a adição de elementos ressonantes ao filtro senoidal melhora

a eliminação de harmônicos concentrados em regiões específicas do espectro de auxiliando o filtro principal e incrementando sua capacidade de atenuação [71].

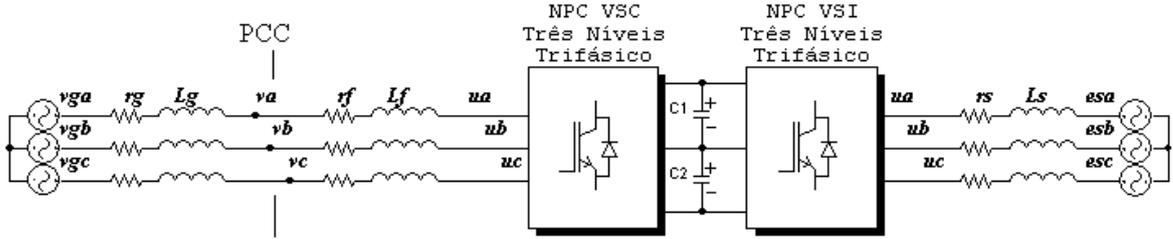
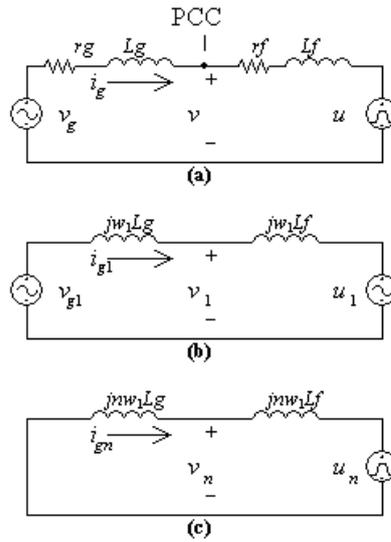
2.6 Avaliação de filtros para conversores de potência.

Nessa seção, será feita uma discussão sobre as configurações de filtros passivos sugeridas na literatura para aplicação em conversores de potência, [72]-[74]. O projeto de filtros para a obtenção das ondas de corrente de baixo conteúdo harmônico, ou, segundo os objetivos deste trabalho, se obter tensões e correntes senoidais, consiste primeiramente em escolher a configuração do filtro e posteriormente seus parâmetros. Entre as alternativas conhecidas as mais importantes são os filtro tipo L , LCL , $LCL'L$ e LCL com ramos ressonantes. A abordagem proposta consiste em uma análise aproximada em que são feitas algumas considerações que facilitam o raciocínio e simplificam as expressões envolvidas [64]. Como primeira consideração, desprezam-se todas as resistências e elementos de amortecimento passivo. Depois, admite-se que todo o conteúdo harmônico do sistema é produzido pelo conversor, sendo a tensão da rede perfeitamente senoidal. Por último, atribui-se as distorções da forma de onda da tensão de entrada do filtro à passagem de corrente pelo ramo indutivo série, que constitui a impedância equivalente do transformador de entrada do sistema. Uma análise detalhada envolvendo todos os elementos do sistema real será apresentada no capítulo 4.

2.6.1 Comportamento do Filtro L .

De forma genérica, o filtro passivo passa baixa de primeira ordem, aqui denominado filtro L , é constituído de um único elemento indutivo por fase como na Figura 2.11. Este filtro se apresenta como a configuração mais utilizada em acionamentos elétricos diretamente em retificadores VSC ativos e indiretamente em inversores VSI, através das indutâncias do motor.

A Figura 2.12 apresenta o circuito equivalente monofásico do sistema envolvendo o filtro L , inicialmente representado pelo indutor L_f e sua resistência r_f , o retificador controlado, (gerador de harmônicos), representado pela fonte de tensão quadrada u e o transformador de entrada, modelado pela fonte de tensão senoidal v_g e a impedância associada aos elementos L_g e r_g .


 Figura 2.11 Representação esquemática do sistema incluindo o filtro L .

 Figura 2.12 Modelo do sistema incluindo filtro L . a) Circuito equivalente monofásico b) Modelo para o comportamento fundamental c) Modelo para o comportamento dos harmônicos.

A partir do circuito equivalente do sistema se obtêm as seguintes expressões:

$$v_g = r_t i_g + L_t \frac{di_g}{dt} + u \quad (2.25)$$

$$v_g = r_g i_g + L_g \frac{di_g}{dt} + v \quad (2.26)$$

onde $r_t = r_g + r_f$ e $L_t = L_g + L_f$, i_g e v representam a corrente e a tensão na entrada do filtro, no ponto de acoplamento comum, “point of common coupling” – PCC.

Tomando a transformada de Laplace e reescrevendo as expressões acima obtêm-se:

$$v_g(s) = (r_t + sL_t)i_g(s) + u(s) \Rightarrow i_g(s) = (v_g(s) - u(s))/(r_t + sL_t) \quad (2.27)$$

$$v_g(s) = (r_g + sL_g)i_g(s) + v(s) \Rightarrow v(s) = v_g(s) - (r_g + sL_g)i_g(s) \quad (2.28)$$

Para simplificar a notação, as funções de transferências $H_v(s)$ e $H_u(s)$ que relacionam a corrente i_g , respectivamente, com as tensões da rede v_g e do conversor u permitem escrever as equações (2.29) e (2.30).

$$i_g(s) = H_v(s)v_g(s) + H_u(s)u(s) \quad (2.29)$$

$$v(s) = [1 - (r_g + sL_g)H_v(s)]v_g(s) - (r_g + sL_g)H_u(s)u(s) \quad (2.30)$$

No caso do filtro L , $H_v(s) = -H_u(s) = 1/(r_t + sL_t)$. Substituindo-se o operador s por $jn\omega_1$:

$$H_v(jn\omega_1) = -H_u(jn\omega_1) = 1/(r_t + jn\omega_1 L_t) \quad (2.31)$$

$$v(jn\omega_1) = [1 - (r_g + jn\omega_1 L_g)H_v(jn\omega_1)]v_g(jn\omega_1) - (r_g + jn\omega_1 L_g)H_u(jn\omega_1)u(jn\omega_1) \quad (2.32)$$

onde ω_1 é a frequência angular fundamental das ondas de tensão da rede v_g e do conversor u e n a ordem do harmônico. Considerando-se que $\omega_1 L_x$ é normalmente maior que r_x $\{x = g, f \text{ ou } t\}$ então pode-se desprezar r_x pois $n\omega_1 L_g \gg r_x$. Com isso:

$$H_v(jn\omega_1) = -H_u(jn\omega_1) = 1/jn\omega_1 L_t \quad (2.33)$$

$$v(jn\omega_1) = [1 - (jn\omega_1 L_g)H_v(jn\omega_1)]v_g(jn\omega_1) - (jn\omega_1 L_g)H_u(jn\omega_1)u(jn\omega_1) \quad (2.34)$$

Separando-se o circuito equivalente do sistema em dois, um que modela o seu comportamento na frequência fundamental e outro nas frequências dos harmônicos e, admitindo-se desprezíveis os harmônicos da tensão da rede v_g , $\{v_{gn} = 0, \forall n \in \mathbb{N} | n \neq 1\}$, onde \mathbb{N} representa o conjunto dos números naturais, pode-se dizer que:

$$i_{g1} = (v_{g1} - u_1) / j\omega_1 L_t \quad (2.35)$$

$$i_{gn} = -u_n / jn\omega_1 L_t \quad (2.36)$$

$$v_1 = [1 - (L_g / L_t)]v_{g1} + (L_g / L_t)u_1 \quad (2.37)$$

$$v_n = (L_g / L_t)u_n \quad (2.38)$$

O valor eficaz das distorções da corrente de entrada do filtro I_{dis} e da tensão V_{dis} definido em [69] é reescrito aqui como:

$$I_{dis} = \sqrt{\sum_{n=2}^{n_{max}} i_{gn}^2} = \left(\frac{1}{\omega_1 L_t} \right) \sqrt{\sum_{n=2}^{n_{max}} \left(\frac{U_n}{n} \right)^2} \quad (2.39)$$

$$V_{dis} = \sqrt{\sum_{n=2}^{n_{max}} v_n^2} = \left(\frac{L_g}{L_t} \right) \sqrt{\sum_{n=2}^{n_{max}} U_n^2} \quad (2.40)$$

onde U_n é o valor eficaz do harmônico de ordem n da tensão do conversor e n_{max} é a ordem mais elevada do harmônico avaliado para satisfazer certa condição de projeto.

Pelo exposto se verifica que o filtro L apresenta uma taxa de atenuação dos harmônicos de corrente que cresce com a ordem do harmônico e a indutância total $L_t = L_g + L_f$. Por outro lado, a taxa de atenuação dos harmônicos de tensão depende única e exclusivamente da relação de indutâncias L_g/L_t . Esta é normalmente pequena, tipicamente 1 a 20%, uma vez que o valor da indutância do transformador L_g é em geral

baixo. Contudo, em casos em que a atenuação obtida para o sistema é insatisfatória, qualquer melhoria na mesma pressupõe um aumento na indutância do filtro L_f . Isso implica em um filtro com valores elevados para o último parâmetro, que é o que normalmente ocorre na maioria das vezes.

2.6.2 Comportamento do Filtro LCL .

Como alternativa ao filtro L outra configuração importante consiste em um filtro passa baixa de terceira ordem com elementos reativos dispostos em "T" como na Figura 2.13, referido aqui como filtro LCL . Esta configuração vem sendo exaustivamente discutida na literatura empregada em retificadores ativos de baixa potência e com alta frequência de chaveamento que são condições suficientes para produzir resultados satisfatórios para esta classe de conversores, [8]-[10] e outros.

A partir do circuito equivalente da Figura 2.14 se obtém as seguintes expressões:

$$v_g = r_i i_g + L_t di_g/dt + e \quad (2.41)$$

$$e = r_c i + L_c di/dt + u \quad (2.42)$$

$$v_g = r_g i_g + L_g di_g/dt + v \quad (2.43)$$

$$i_g = i_f + i \quad (2.44)$$

$$i_f = C_f de/dt \quad (2.45)$$

onde L_c e r_c são, respectivamente, o indutor do ramo série do filtro do lado conversor e sua resistência, i a corrente neste ramo série, C_f o capacitor do ramo paralelo, e "e" a tensão neste ramo. Aqui, a tensão de entrada do filtro descrita pela equação (2.43) comporta-se exatamente como no caso do filtro L , equação (2.26).

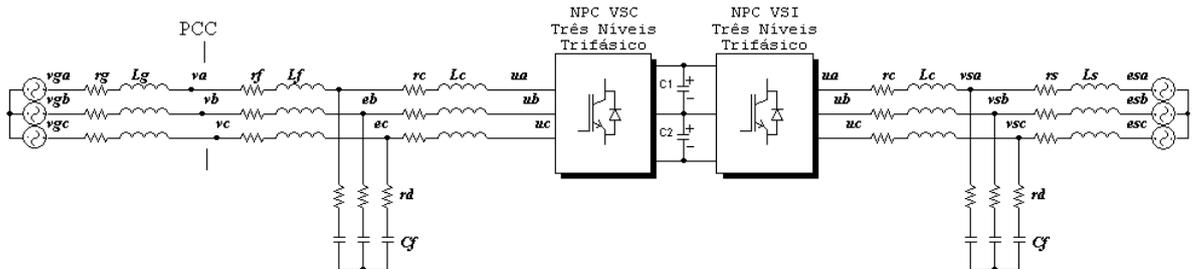


Figura 2.13 Representação esquemática do sistema incluindo o filtro LCL .

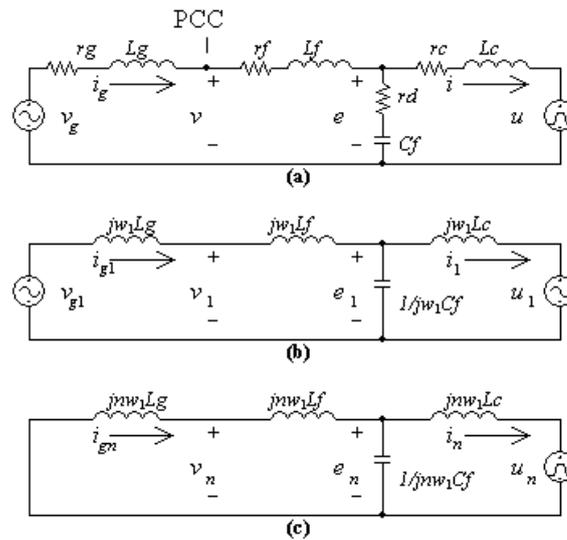


Figura 2.14 Modelo do sistema incluindo filtro *LCL*. a) Circuito equivalente monofásico b) Modelo para o comportamento fundamental c) Modelo para o comportamento dos harmônicos.

Tomada a transformada de Laplace para as expressões e associando-as às funções de transferências $H_v(s)$ e $H_u(s)$, obtêm-se equações semelhantes à (2.29) e (2.30) obtidas para a corrente i_g e tensão v de entrada do filtro com a configuração do filtro L , sendo:

$$H_v(s) = (1 + s^2 L_c C_f) / s(L_t + L_c)(1 + s^2 L_{eq} C_f) \quad (2.46)$$

$$H_u(s) = -1 / s(L_t + L_c)(1 + s^2 L_{eq} C_f) \quad (2.47)$$

onde $L_{eq} = L_t L_c / (L_t + L_c)$. Por razões apresentadas na seção anterior todas as resistências e elementos de amortecimento passivos foram desprezados.

Substituindo-se o operador s por $jn\omega_1$ e separando o circuito equivalente do sistema em dois, um para o seu comportamento na frequência fundamental e outro para as frequências dos harmônicos, e admitindo-se desprezíveis os harmônicos da tensão da rede obtém-se:

$$i_{g1} = \frac{(1 - \omega_1^2 L_c C_f) v_{g1} - u_1}{j\omega_1 (L_t + L_c) (1 - \omega_1^2 L_{eq} C_f)} \quad (2.48)$$

$$i_{gn} = - \frac{u_n}{jn\omega_1 (L_t + L_c) (1 - n^2 \omega_1^2 L_{eq} C_f)} \quad (2.49)$$

$$v_1 = \left[1 - \frac{L_g}{(L_t + L_c)} \frac{(1 - \omega_1^2 L_c C_f)}{(1 - \omega_1^2 L_{eq} C_f)} \right] v_{g1} + \frac{L_g}{(L_t + L_c)} \frac{1}{(1 - \omega_1^2 L_{eq} C_f)} u_1 \quad (2.50)$$

$$v_n = \frac{L_g}{(L_t + L_c)} \frac{u_n}{(1 - n^2 \omega_1^2 L_{eq} C_f)} \quad (2.51)$$

O valor eficaz das distorções da corrente de entrada do filtro I_{dis} e da tensão V_{dis} é:

$$I_{dis} = \left[\frac{1}{\omega_1(L_t + L_c)} \right] \sqrt{\sum_{n=2}^{n_{max}} \left[\frac{U_n}{n(1 - n^2\omega_1^2 L_{eq} C_f)} \right]^2} \quad (2.52)$$

$$V_{dis} = \left(\frac{L_g}{L_t + L_c} \right) \sqrt{\sum_{n=2}^{n_{max}} \left[\frac{U_n}{(1 - n^2\omega_1^2 L_{eq} C_f)} \right]^2} \quad (2.53)$$

O filtro *LCL* introduz uma melhoria no processo de filtragem quando comparado ao filtro *L*. Pelas expressões apresentadas acima se observa que a taxa de atenuação dos harmônicos da corrente é afetada simultaneamente pelo produto $\omega_1 L_{eq} C_f$, pela soma das indutâncias dos ramos série do filtro $L_t + L_c$ e praticamente pelo cubo da ordem do harmônico. A taxa de atenuação dos harmônicos de tensão também passa a depender do produto $\omega_1 L_{eq} C_f$, da relação de indutâncias $L_g/(L_t + L_c)$ e do quadrado da ordem do harmônico. Nota-se então que nos dois casos a topologia adiciona a indutância L_c ao termo independente que envolve a indutância L_t . Esses, e outros fatores, afetam a distorção harmônica das grandezas e dão maior flexibilidade ao projeto do filtro, em relação ao filtro *L*, como exibem as expressões obtidas para a configuração *LCL*.

2.6.3 Comportamento do Filtro *LCL'L*.

Outra configuração de filtro encontrada na literatura, com emprego normalmente associado a retificadores de potências mais elevadas, é denominada filtro "*shunt*" sintonizado. Esta consiste em um filtro passa baixa de quarta ordem com elementos reativos também dispostos em "*T*" mas com o ramo paralelo ressonante na frequência do harmônico dominante produzido pelo conversor. O filtro referido ao longo do texto como filtro *LCL'L* é mostrado na Figura 2.15. Aqui os indutores L_f e L_c são utilizados, respectivamente, na entrada e na saída do filtro, por ser muito pequeno o valor da indutância do transformador L_g e os conversores estudados do tipo fonte de tensão. Isso eleva a ordem do filtro *LCL'* clássico de três para quatro [72] e [74].

O circuito equivalente do sistema é apresentado na Figura 2.16. A única diferença entre este e o filtro *LCL* é o ramo paralelo ressonante cujo comportamento é dado por:

$$e = L_r \frac{di_f}{dt} + r_d i_f + \frac{1}{C_f} \int i_f dt \quad (2.54)$$

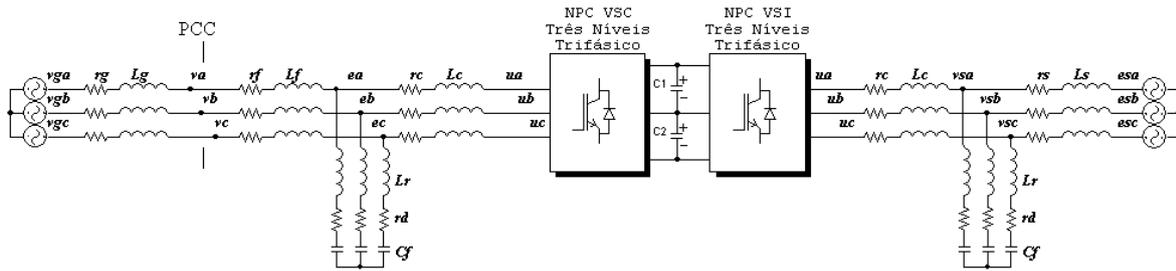


Figura 2.15 Representação esquemática do sistema incluindo o filtro $LCL'L$.

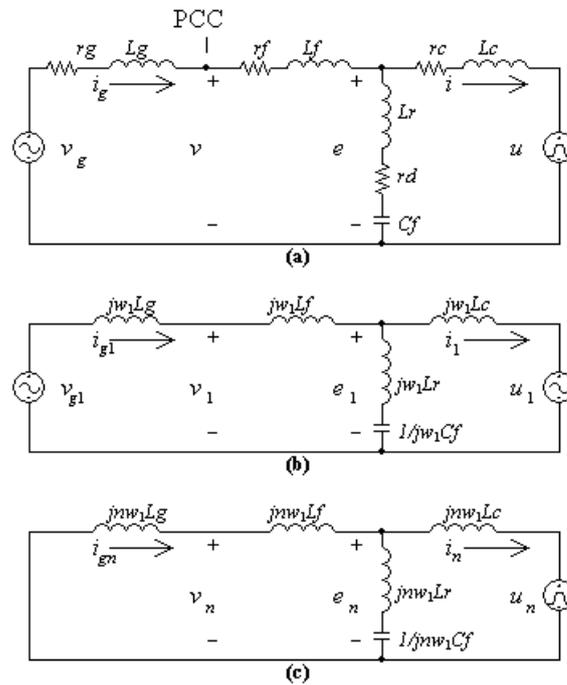


Figura 2.16 Modelo do sistema incluindo filtro $LCL'L$. a) Circuito equivalente monofásico b) Modelo para o comportamento fundamental c) Modelo para o comportamento dos harmônicos.

As equações (2.41) a (2.44) obtidas para o filtro LCL continuam válidas. Tomando a transformada de Laplace para as equações do filtro $LCL'L$, com todas as resistências desprezadas, as funções de transferências $H_v(s)$ e $H_u(s)$ são:

$$H_v(s) = \left[1 + s^2(L_r + L_c)C_f \right] / s(L_t + L_c) \left[1 + s^2(L_r + L_{eq})C_f \right] \quad (2.55)$$

$$H_u(s) = -(1 + s^2L_rC_f) / s(L_t + L_c) \left[1 + s^2(L_r + L_{eq})C_f \right] \quad (2.56)$$

Substituindo-se o operador s por $j\omega_1$ e separando-se o circuito equivalente do sistema em um para o seu comportamento na frequência fundamental e outro para as frequências dos harmônicos, com harmônicos da tensão da rede v_{gn} desprezíveis:

$$i_{g1} = \frac{[1 - \omega_1^2(L_r + L_c)C_f]v_{g1} - (1 - \omega_1^2 L_r C_f)u_1}{j\omega_1(L_t + L_c)[1 - \omega_1^2(L_r + L_{eq})C_f]} \quad (2.57)$$

$$i_{gn} = -\frac{(1 - n^2 \omega_1^2 L_r C_f)u_n}{jn\omega_1(L_t + L_c)[1 - n^2 \omega_1^2(L_r + L_{eq})C_f]} \quad (2.58)$$

$$v_1 = \left\{ 1 - \frac{L_g}{(L_t + L_c)} \frac{[1 - \omega_1^2(L_r + L_c)C_f]}{[1 - \omega_1^2(L_r + L_{eq})C_f]} \right\} v_{g1} + \frac{L_g}{(L_t + L_c)} \frac{(1 - \omega_1^2 L_r C_f)}{[1 - \omega_1^2(L_r + L_{eq})C_f]} u_1 \quad (2.59)$$

$$v_n = \frac{L_g}{(L_t + L_c)} \frac{(1 - n^2 \omega_1^2 L_r C_f)u_n}{[1 - n^2 \omega_1^2(L_r + L_{eq})C_f]} \quad (2.60)$$

O valor eficaz das distorções da corrente de entrada do filtro I_{dis} e da tensão V_{dis} é:

$$I_{dis} = \left[\frac{1}{\omega_1(L_t + L_c)} \right] \sqrt{\sum_{n=2}^{n_{\max}} \left\{ \frac{(1 - n^2 \omega_1^2 L_r C_f)U_n}{n[1 - n^2 \omega_1^2(L_r + L_{eq})C_f]} \right\}^2} \quad (2.61)$$

$$V_{dis} = \left(\frac{L_g}{L_t + L_c} \right) \sqrt{\sum_{n=2}^{n_{\max}} \left\{ \frac{(1 - n^2 \omega_1^2 L_r C_f)U_n}{[1 - n^2 \omega_1^2(L_r + L_{eq})C_f]} \right\}^2} \quad (2.62)$$

Analisando-se o comportamento do filtro $LCL'L$ verifica-se que o uso do ramo paralelo ressonante produz alterações nas expressões obtidas para as amplitudes dos harmônicos de tensão e corrente. Neste caso, as expressões das amplitudes dos harmônicos de corrente e de tensão são afetadas pelo produto $\omega_1(L_r + L_{eq})C_f$, onde a indutância L_r é adicionada à L_{eq} . Além disso, a presença do termo $n^2 \omega_1^2 L_r C_f$ nas equações (2.58) e (2.60) acarreta uma alteração na taxa de atenuação dos harmônicos de corrente e tensão na região de baixas frequências, abaixo e ao redor da frequência do harmônico dominante. Por outro lado, devido a sua semelhança com o filtro LCL verifica-se que a soma das indutâncias dos ramos série do filtro $L_t + L_c$ ainda influencia as amplitudes dos harmônicos de corrente e de tensão. No caso das expressões para a tensão v de entrada do filtro obtém-se outra vez a dependência com o termo $L_g/(L_t + L_c)$. Contudo, em frequências elevadas a taxa de atenuação dos harmônicos da tensão tende para um valor constante e igual a uma relação de indutâncias [73]. Este é um problema clássico dos filtros "shunt" sintonizados. Para a configuração do filtro discutida nesta seção, esta relação é dada por $[L_g/(L_t + L_c)][L_r/(L_r + L_{eq})]$ quando n é bem superior à ordem do harmônico em que o filtro é sintonizado. Na mesma condição a taxa de atenuação dos harmônicos da corrente cresce com a ordem do harmônico. Estes efeitos

dão ao filtro um comportamento em alta frequência semelhante ao do filtro L de primeira ordem, embora a capacidade de atenuação e o desempenho geral do filtro $LCLL$ sejam superiores aos deste último.

2.6.4 Comportamento do Filtro LCL com ramos ressonantes.

Uma opção ao uso das configurações de filtros apresentadas anteriormente é conseguida acrescentando elementos ressonantes ao filtro LCL com o objetivo de melhorar o comportamento do filtro principal e reforçar sua capacidade de atenuação. Como nos casos anteriores, o filtro principal possui elementos reativos dispostos também em "T" porém, com vários ramos ressonantes na frequência dos harmônicos dominantes do conversor, em paralelo com ramo capacitivo paralelo principal. De forma semelhante aos filtros LCL e $LCLL$, os indutores L_f e L_c são utilizados do lado da rede e do lado do conversor, o que também eleva a ordem do filtro clássico [72] e [74].

A Figura 2.18 apresenta o circuito equivalente do sistema que é descrito pelas equações (2.41) a (2.44) do filtro LCL e pelas equações:

$$i_f = i_{f_0} + i_{r1} + i_{r2} + \dots \quad (2.63)$$

$$i_{f_0} = C_f de / dt \quad (2.64)$$

$$e = L_{r1} \frac{di_{r1}}{dt} + \frac{1}{C_{r1}} \int i_{r1} dt \quad (2.65)$$

$$e = L_{r2} \frac{di_{r2}}{dt} + \frac{1}{C_{r2}} \int i_{r2} dt \quad (2.66)$$

⋮

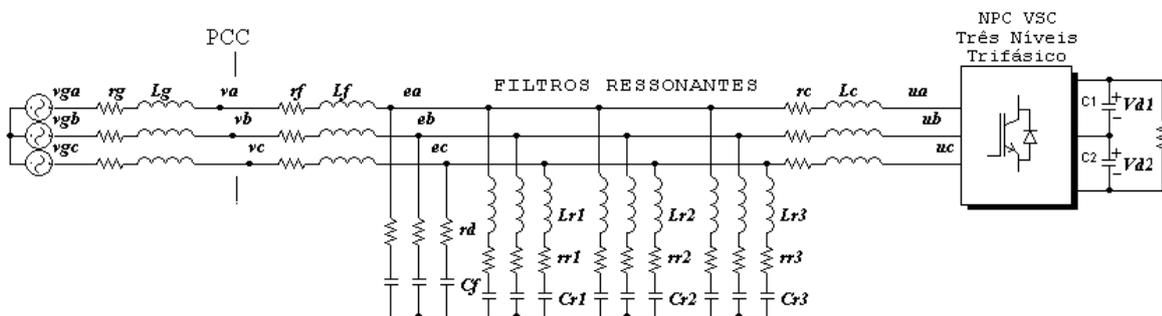


Figura 2.17 Representação esquemática do sistema incluindo o filtro LCL com ramos ressonantes.

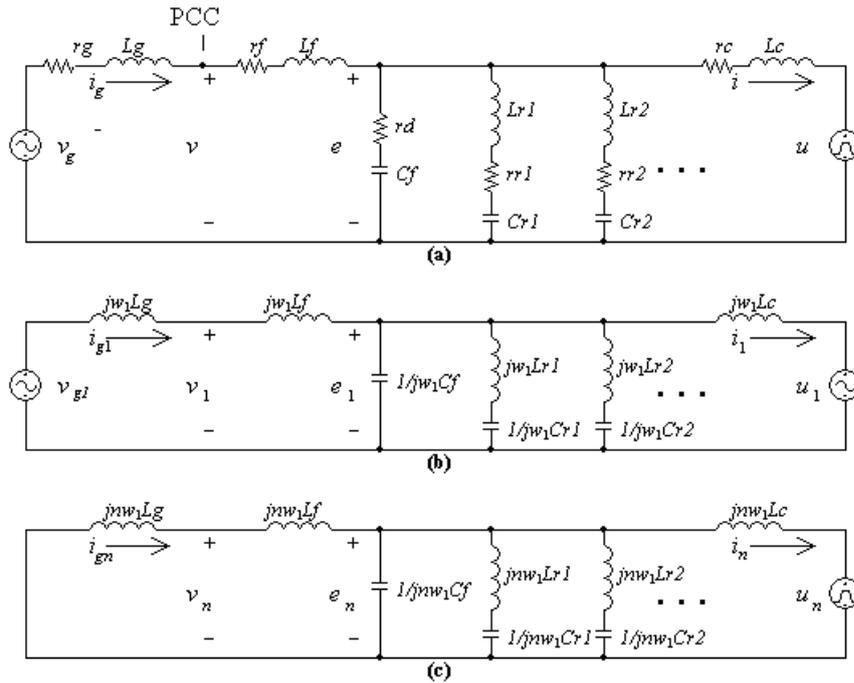


Figura 2.18 Modelo do sistema incluindo filtro *LCL* com ramos ressonantes. a) Circuito equivalente monofásico b) Modelo para o comportamento fundamental c) Modelo para os harmônicos.

Tomada a transformada de Laplace para as equações do filtro (desprezando todas as resistências), as funções de transferências $H_v(s)$ e $H_u(s)$ são:

$$H_v(s) = \frac{\{1 + s^2 L_c [C_f + C_{r1}/(1 + s^2 L_{r1} C_{r1}) + C_{r2}/(1 + s^2 L_{r2} C_{r2}) + \dots]\}}{s(L_t + L_c) \{1 + s^2 L_{eq} [C_f + C_{r1}/(1 + s^2 L_{r1} C_{r1}) + C_{r2}/(1 + s^2 L_{r2} C_{r2}) + \dots]\}} \quad (2.67)$$

$$H_u(s) = -\frac{1}{s(L_t + L_c) \{1 + s^2 L_{eq} [C_f + C_{r1}/(1 + s^2 L_{r1} C_{r1}) + C_{r2}/(1 + s^2 L_{r2} C_{r2}) + \dots]\}} \quad (2.68)$$

Substituindo-se o operador s por $jn\omega_1$ e separando-se o circuito equivalente do sistema em um para a frequência fundamental e outro para os harmônicos (desprezando-se os harmônicos da tensão v_{gn}):

$$i_{g1} = \frac{\{1 - \omega_1^2 L_c [C_f + C_{r1}/(1 - \omega_1^2 L_{r1} C_{r1}) + C_{r2}/(1 - \omega_1^2 L_{r2} C_{r2}) + \dots]\} v_{g1} - u_1}{j\omega_1 (L_t + L_c) \{1 - \omega_1^2 L_{eq} [C_f + C_{r1}/(1 - \omega_1^2 L_{r1} C_{r1}) + C_{r2}/(1 - \omega_1^2 L_{r2} C_{r2}) + \dots]\}} \quad (2.69)$$

$$i_{gn} = -\frac{u_n}{jn\omega_1 (L_t + L_c) \left\{ 1 - n^2 \omega_1^2 L_{eq} \left[C_f + \frac{C_{r1}}{(1 - n^2 \omega_1^2 L_{r1} C_{r1})} + \frac{C_{r2}}{(1 - n^2 \omega_1^2 L_{r2} C_{r2})} + \dots \right] \right\}} \quad (2.70)$$

$$v_1 = v_{g1} - \frac{L_g \left\{ 1 - \omega_1^2 L_c \left[C_f + C_{r1} / (1 - \omega_1^2 L_{r1} C_{r1}) + C_{r2} / (1 - \omega_1^2 L_{r2} C_{r2}) + \dots \right] \right\} v_{g1} - L_g u_1}{(L_t + L_c) \left\{ 1 - \omega_1^2 L_{eq} \left[C_f + C_{r1} / (1 - \omega_1^2 L_{r1} C_{r1}) + C_{r2} / (1 - \omega_1^2 L_{r2} C_{r2}) + \dots \right] \right\}} \quad (2.71)$$

$$v_n = \frac{L_g}{(L_t + L_c)} \frac{u_n}{\left\{ 1 - n^2 \omega_1^2 L_{eq} \left[C_f + \frac{C_{r1}}{(1 - n^2 \omega_1^2 L_{r1} C_{r1})} + \frac{C_{r2}}{(1 - n^2 \omega_1^2 L_{r2} C_{r2})} + \dots \right] \right\}} \quad (2.72)$$

O valor eficaz das distorções da corrente de entrada do filtro I_{dis} e da tensão V_{dis} é:

$$I_{dis} = \frac{1}{\omega_1 (L_t + L_c)} \sqrt{\sum_{n=2}^{n_{max}} \frac{U_n^2 / n^2}{\left\{ 1 - n^2 \omega_1^2 L_{eq} \left[C_f + \frac{C_{r1}}{(1 - n^2 \omega_1^2 L_{r1} C_{r1})} + \frac{C_{r2}}{(1 - n^2 \omega_1^2 L_{r2} C_{r2})} + \dots \right] \right\}^2}} \quad (2.73)$$

$$V_{dis} = \frac{L_g}{L_t + L_c} \sqrt{\sum_{n=2}^{n_{max}} \frac{U_n^2}{\left\{ 1 - n^2 \omega_1^2 L_{eq} \left[C_f + \frac{C_{r1}}{(1 - n^2 \omega_1^2 L_{r1} C_{r1})} + \frac{C_{r2}}{(1 - n^2 \omega_1^2 L_{r2} C_{r2})} + \dots \right] \right\}^2}} \quad (2.74)$$

As expressões obtidas para o filtro LCL com ramos ressonantes mostram que as amplitudes dos harmônicos de tensão e corrente são afetadas entre outras coisas pelo produto $n^2 \omega_1^2 L_{eq} [C_f + \sum_{k=1}^{nrr} C_{rk} / (1 - n^2 \omega_1^2 L_{rk} C_{rk})]$, onde nrr é o número de ramos paralelos ressonantes presentes na configuração do filtro. Este termo é visivelmente mais elaborado que o seu correspondente na configuração $LCL'L$. Neste caso, a utilização dos ramos paralelos ressonantes, adiciona ao elemento capacitivo C_f do ramo paralelo principal termos do tipo $C_{rk} / (1 - n^2 \omega_1^2 L_{rk} C_{rk})$ $\{k = 1, 2, \dots, nrr\}$, de modo que em baixas frequências $C_f + \sum C_{rk} / (1 - n^2 \omega_1^2 L_{rk} C_{rk})$ tende para $C_f + \sum C_{rk}$ e em alta frequência tende para C_f . Com isso, pode-se perceber que as expressões para i_{gn} , v_{gn} , I_{dis} e V_{dis} se aproximam daquelas obtidas para o filtro LCL simples à medida que a frequência cresce. Por outro lado, fazendo-se algumas considerações, é possível mostrar que o filtro LCL com ramos ressonantes se comporta como o filtro $LCL'L$ na região de baixas frequências. Isto indica que o primeiro apresenta elevada capacidade de atenuação em regiões específicas do espectro de frequência como a configuração $LCL'L$.

A Figura 2.19 apresenta as curvas de resposta de frequência para as configurações de filtros passivos abordadas nesta seção em busca de ilustrar toda discussão feita, [67]. A Tabela 2.3 traz os valores dos elementos reativos utilizados na Figura 2.19.

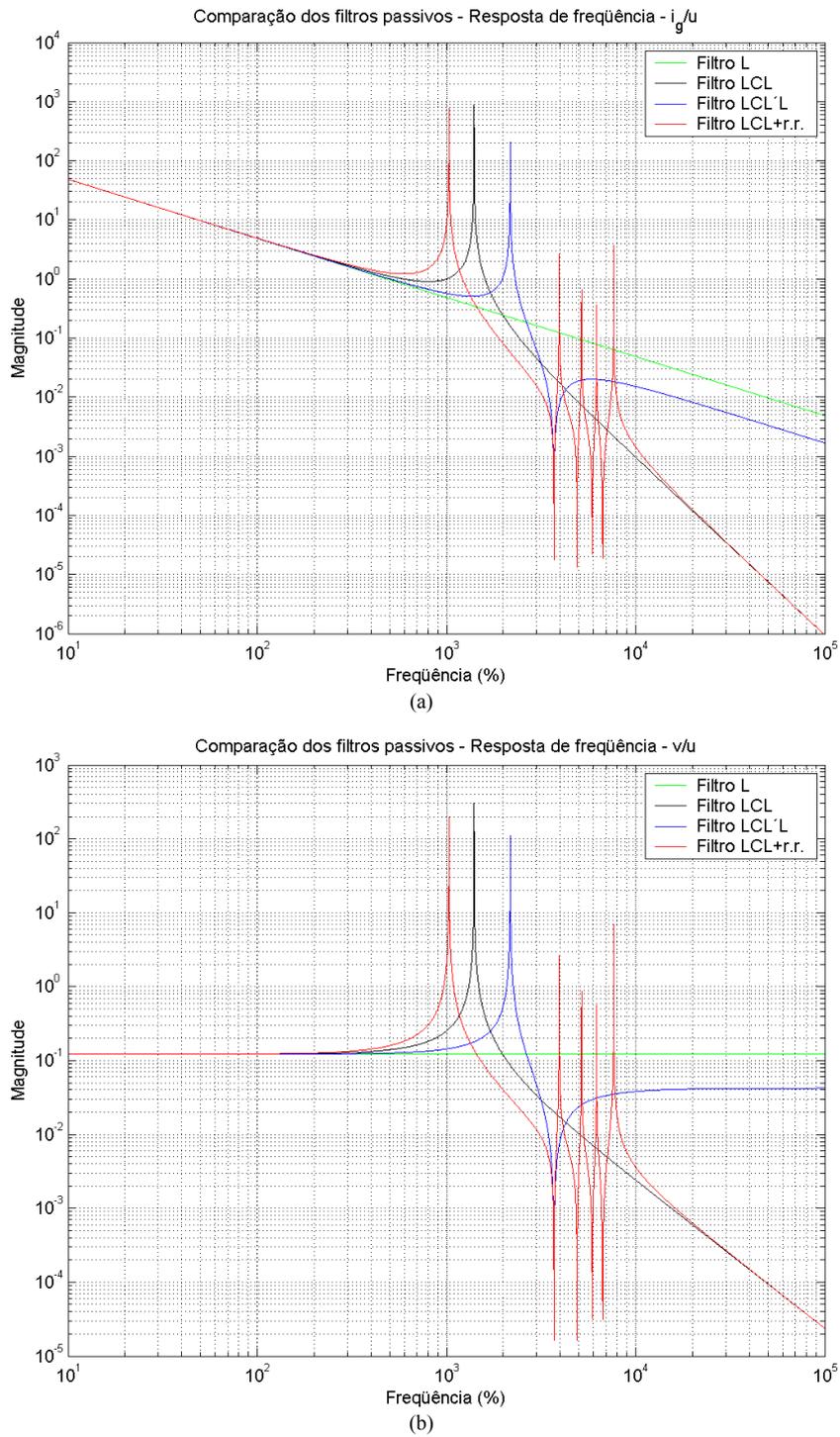


Figura 2.19 Comparação de desempenho de filtros passivos para conversores de alta potência.

Tabela 2.3 Valores dos elementos dos filtros (por unidade).

Filtro	L_c	L_f	C_f	L_{r1}	C_{r1}	L_{r2}	C_{r2}
L	0,180	-	-	-	-	-	-
LCL	0,100	0,081	0,100	-	-	-	-
$LCL'L$	0,100	0,081	0,100	0,027	-	-	-
$LCL+r.r.$	0,100	0,081	0,100	0,027	0,027	0,020	0,020

Do exposto, se pode afirmar que o filtro *LCL* com ramos ressonantes incorpora as características dos dois últimos filtros com as seguintes vantagens sobre o filtro *LCL'L*:

- Elevada taxa de atenuação de conteúdo espectral concentrado, obtido com a utilização de filtros ressonantes.
- Possibilidade atenuação de um ou mais harmônicos dominantes a critério do projeto.
- Eliminação da perda da capacidade de atenuação em alta frequência comum as configurações *L* e *LCL'L*, graças à independência dos ramos ressonantes do ramo paralelo principal. Isso confere ao filtro um comportamento semelhante ao do filtro *LCL* simples na região de alta frequência e ao do filtro *LCL'L* em baixas frequências.
- Melhor adequação do processo de filtragem, entre todos os outros filtros, ao perfil harmônico produzido por praticamente todos os métodos de modulação clássicos, (com componentes em faixas laterais bem definidas ao redor de múltiplos da frequência de chaveamento ou com componentes específicas associadas ao padrão de pulso imposto ao conversor), uma vez que este é capaz de eliminar ou reduzir, com elevadas taxas de atenuação, a potência harmônica concentrada em regiões distintas do espectro de frequências tais como a produzida por moduladores PWM.

Fazendo-se as devidas considerações, todo o raciocínio anterior pode ser estendido ao inversor alimentando um motor elétrico, sendo os elementos L_t e r_t associados à impedância equivalente do modelo transitório da máquina e v_g a sua força contra-eletromotriz.

2.7 Métodos de modulação multiníveis.

Nas últimas décadas vários trabalhos sobre técnicas de modulação de largura de pulso para conversores de potência foram apresentados criando uma boa base de conhecimento sobre o assunto. Por serem mais complexas, as estruturas multiníveis necessitam de métodos de modulação que, em maior ou menor grau, diferem daqueles empregados para conversores de dois níveis. Também para os conversores multiníveis se encontra um grande volume de trabalhos propostos na literatura [22], [23], [29], [38], [40], [41],[75]-[78] e outros.

2.7.1 Classificação dos métodos de modulação multiníveis.

Os vários métodos de modulação de largura de pulso para conversores multiníveis podem ser separados em duas grandes classes que são os métodos de modulação PWM multiníveis de alta frequência e os métodos de modulação multiníveis de baixa frequência, [38]. Os métodos de modulação multiníveis de alta frequência englobam técnicas de PWM clássicas empregadas em frequências de modulação tipicamente acima de 1kHz. Em contraposição a estes os métodos de modulação multiníveis de baixa frequência compreendem aquelas técnicas de PWM destinadas às aplicações com frequências de modulação inferiores a 1kHz, sendo esquematizada na Figura 2.20, [66].

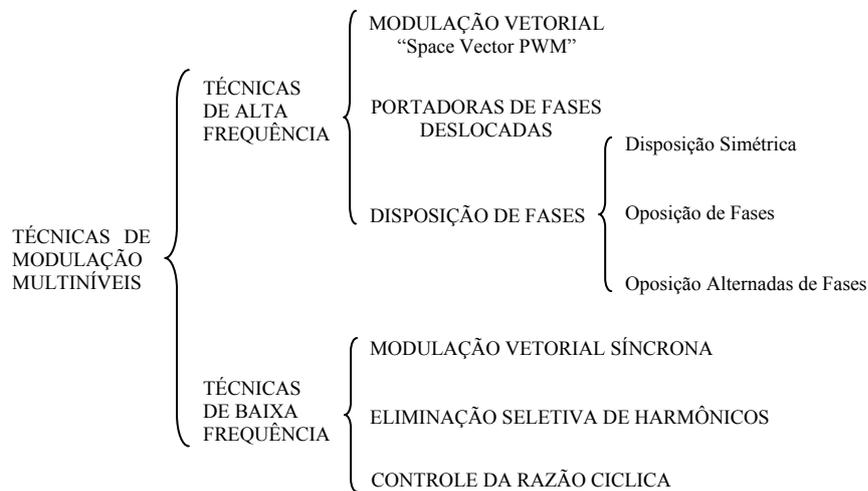


Figura 2.20 Técnicas de modulação para conversores multiníveis.

2.7.2 Métodos de modulação de alta frequência.

As técnicas de modulação por disposição de fase (que compreendem a modulação por disposição de fases, PD-PWM, a modulação por disposição de oposição de fases, POD-PWM e a modulação por disposição de oposição de fases alternadas, APOD-PWM) são exemplos de métodos de modulação de alta frequência. Neste caso, compara-se uma ou mais ondas de tensão de referência com um conjunto de ondas triangulares verticalmente deslocadas e mantendo uma relação de fase específica entre si. A estratégia de modulação PD-PWM é obtida com todas as portadoras em fase e apenas deslocadas umas das outras. Para a modulação POD-PWM, as ondas portadoras que se encontram acima do eixo das abscissas devem estar todas em fase, enquanto as que estão abaixo desse eixo devem estar todas a 180° delas. Para a modulação APOD-

PWM toda portadora deve estar a 180° de cada uma de suas portadoras adjacentes [29]. Desses três métodos de modulação sabe-se que o espectro harmônico da tensão de linha obtido com o modulador PD-PWM supera o dos outros métodos uma vez que este apresenta a energia harmônica das tensões de fase densamente distribuída em bandas laterais ao redor do primeiro harmônico da frequência da portadora. Grande parte dessas componentes se cancela devido ao efeito de modo comum obtido para a tensão de linha e as componentes não eliminadas por esse processo se apresentam com menor energia no espectro harmônico desta grandeza. Assim, para situações em que os três moduladores apresentem o mesmo nível de conteúdo harmônico na tensão de fase, a tensão de linha obtida com o modulador PD-PWM apresenta cerca de 40% menos energia harmônica que o modulador APOD-PWM e cerca de 50% menos que o modulador POD-PWM [29]. O modulador POD-PWM é então o que possui a maior energia harmônica, dentre os três moduladores, para um número de níveis l qualquer de um conversor multiníveis. No caso particular de conversores de três níveis a implementação e o desempenho global dos moduladores POD-PWM e APOD-PWM são idênticos. Por outro lado, o modulador PD-PWM apresenta harmônicos de baixa ordem gerados como componentes da banda lateral do primeiro grupo (harmônico) da portadora na região de frequência base do espectro. Isso representa uma desvantagem do modulador aos outros métodos de disposição de fase, uma vez que seus harmônicos possuem amplitudes significantes na região fundamental.

Seguindo a discussão acima se escolheu o modulador PD-PWM para estudo dos métodos de modulação deste capítulo, pois este apresenta menor amplitude das componentes espectrais. A Figura 2.21 apresenta o esquema da modulação PD-PWM por amostragem natural para o caso de um conversor NPC de três níveis.

2.7.3 Métodos de modulação de baixa frequência.

Uma característica marcante dos métodos de modulação multiníveis de baixa frequência esta associada à sua capacidade de permitir a síntese de tensões com baixíssimo número de comutações por período da onda de tensão fundamental, que diretamente afeta a eficiência final dessa classe de conversores. Por outro lado, a geração de um apreciável conteúdo harmônico de baixa frequência é um problema comum aos métodos de modulação de baixa frequência, [38]. Em contrapartida métodos

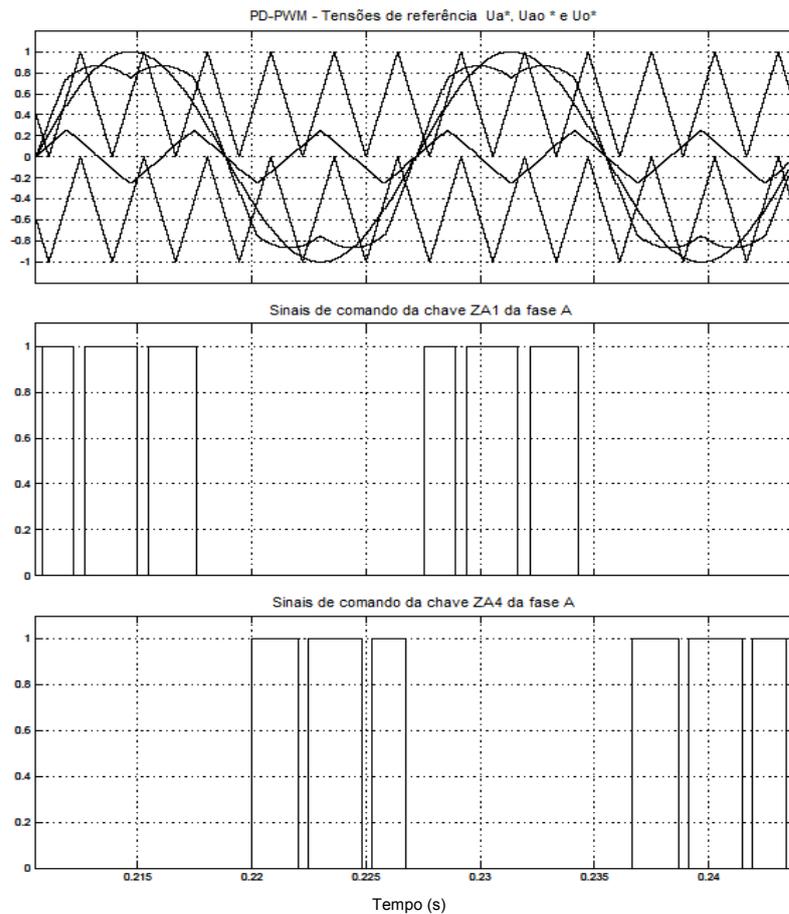


Figura 2.21 Esquema da modulação PD-PWM a) tensões de referência u_a^* , u_{ao}^* e 3^a harmônica. Comando das chaves do braço da fase a b) Z_{A1} c) Z_{A4} .

de modulação de alta frequência através de suas ondas portadoras de alta frequência f_{sw} apresentam o conteúdo harmônico concentrado ao redor de regiões do espectro de frequências múltiplas de f_{sw} . Estes fatos distinguem as duas categorias de moduladores.

Um exemplo de técnica de modulação multiníveis de baixa frequência apresentado em [17], [38] e [41] e estudado em [79] denomina-se modulação multiníveis por controle da razão cíclica—"Duty Cycle Control"-DCCPWM, Figura 2.22.

A modulação multiníveis por controle da razão cíclica discutida em [41] pretende satisfazer a duas importantes premissas [25] que são a busca por tensão de saída puramente senoidal e uma única comutação por chave por período de modulação. Neste caso devem-se seguir os seguintes passos:

Primeiro, deve-se calcular a razão cíclica d_x para impor tensão de saída $v_o(kT_{sw})$, correspondente ao valor médio da tensão de referência no período de modulação, como:

$$d_x = \frac{v_o^*(kT_{sw})}{V_d} \quad (2.75)$$

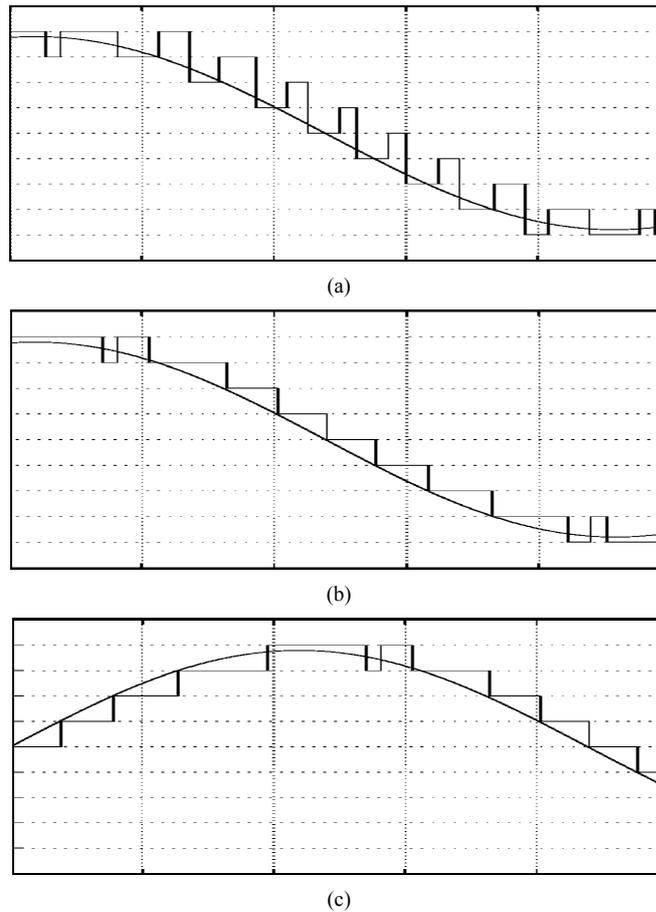


Figura 2.22 Esquema de geração de pulsos a) justificado à direita b) justificado à esquerda c) justificado à direita e à esquerda combinados.

onde $v_o^*(kT_{sw})$ é a referência de tensão amostrada no início de cada período de modulação T_{sw} .

Segundo, deve-se determinar o nível de tensão mais próximo da referência por:

$$\begin{aligned} d_l &= \text{floor}(d_x) = n_l \\ n_h &= n_l + 1 \end{aligned} \quad (2.76)$$

onde d_l é a razão cíclica modificada, [41], n_l e n_h são, respectivamente, os níveis de referência adjacentes inferior e superior, respectivamente, e $\text{floor}(x)$ é a operação matemática que retorna o maior inteiro imediatamente inferior a x . Então, calcula-se o tempo gasto em cada nível que, por sua vez, depende do esquema de geração de pulso empregado. Ou seja, o esquema de geração de pulso justificado à direita deve ser usado sempre que a inclinação da referência for positiva. Caso contrário deve-se empregar o esquema de pulsos justificado a esquerda. Alguns trabalhos apresentam alternativas de implementação do modulador DCC-PWM além de outros detalhes pertinentes a este,

[38] e [79]. O critério de projeto dos parâmetros do modulador, não apresentados antes em outros trabalhos, [25], [38] e [41], se encontra discutido na referência [17].

Devem-se destacar ainda os seguintes pontos sobre a modulação DCC-PWM:

- A técnica produz bons resultados principalmente no controle de estruturas com elevado número de níveis de tensão ($l > 7$) permitindo sintetizar ondas de tensão praticamente senoidais, mas os resultados são pobres se l é baixo.
- A técnica gera baixíssimo número de comutações por período de fundamental.
- O método se aparenta promissor para o emprego em malha fechada de controle.
- O método já foi testado em simulação com uma estrutura em cascata de nove níveis, [17] e [79] e com uma topologia tipo G da *Toshiba/Mitsubishi/GE* com reduzido número de níveis, $l = 5$, pelo autor deste trabalho.
- Combinado com outros métodos de modulação de baixa frequência a técnica pode dar resultados interessantes para a estrutura de três níveis.

Outro método de modulação multiníveis de baixa frequência interessante é a técnica de eliminação seletiva de harmônicos ("*Selective Harmonic Elimination*" - SHEPWM), que consiste em padrões pré-calculados de pulsos de comandos para os dispositivos semicondutores de potência. Nessa técnica um número arbitrário de harmônicos de baixa frequência pode ser eliminado do espectro concomitantemente com o controle da amplitude da onda de tensão sintetizada [80] e [81], Figura 2.23.

A eliminação seletiva de harmônicos baseia-se no princípio de que M harmônicos podem ser controlados ou eliminados de uma onda de tensão quadrada de um conversor VSI/VSC se M cortes forem introduzidos na onda quadrada cuja amplitude e frequência deseja-se controlar. Para isso são calculados os ângulos $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M$ a partir de

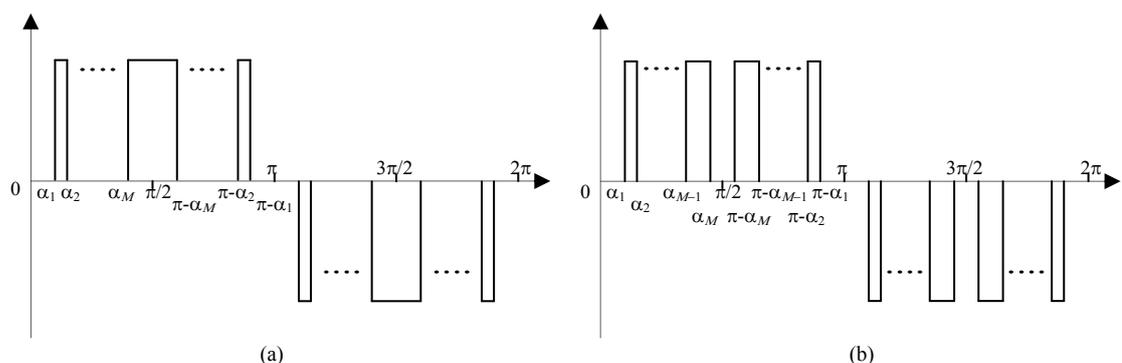


Figura 2.23 Onda de tensão generalizada de três níveis a) M ímpar b) M par.

equações trigonométricas e transcendentais convenientemente selecionadas como será discutido mais tarde neste trabalho. A forma de onda geral para comandar um conversor NPC de três níveis (considerando que se deseja controlar a fundamental e eliminar $(M-1)$ harmônicos da onda de tensão do conversor) é apresentada na Figura 2.23.

2.7.4 Comparação de moduladores.

Um fato importante sobre os métodos de modulação é que as perdas de energia nos conversores geram uma inevitável elevação de temperatura interna nos seus dispositivos semicondutores. Ao se restringir a frequência de comutação dos dispositivos de alta potência procura-se limitar os valores de sua perda de chaveamento e com isso simplificar seu processo de resfriamento. Por isso, os conversores multiníveis de alta potência normalmente operam em frequências inferiores a 1kHz [7]. Nesse caso, a tentativa de empregar métodos clássicos de modulação multiníveis de alta frequência para aplicações com reduzida frequência de comando dos semicondutores de potência traz para a região de baixa frequência o conteúdo harmônico concentrado ao redor de sua frequência de portadora. Isso torna o processo de eliminação desse conteúdo harmônico mais difícil do que quando as técnicas de modulação de alta frequência são empregadas em sua condição original de operação, [63] e [66].

Para fins de análise, o modulador PD-PWM é colocado para operar de forma tal que a frequência de comando dos dispositivos semicondutores é igual a 180Hz. A Figura 2.24 mostra então o espectro de frequências da tensão de linha de um conversor NPC de três níveis, com o modulador em baixa frequência e com índices de modulação de amplitude m_i de 0,25 a 1,155. Esta figura apresenta também o espectro de frequências da tensão de linha obtido com a modulação SHEPWM nas condições anteriores.

A Tabela 2.4 apresenta a amplitude dos 50 primeiros harmônicos da tensão de linha para os moduladores PD-PWM e SHEPWM. Neste caso, verifica-se que apesar de os moduladores apresentarem valores para a distorção harmônica total – *THD* de mesma ordem de grandeza, a modulação PD-PWM apresenta uma distribuição harmônica espalhada pela região de baixa frequência do espectro com componentes espectrais de amplitudes significativas na condição de baixa frequência de portadora como já foi explicado. Já a modulação SHEPWM não apresenta nenhum componente harmônico

entre a frequência fundamental e os dois primeiros harmônicos não eliminados, 11^o e 13^o harmônicos para $M = 3$. Isto facilita o projeto do filtro no que diz respeito à necessidade de se escolher uma região com largura de faixa suficiente para alocação de sua frequência de ressonância. Além dessa, a modulação SHEPWM apresenta ainda as seguintes vantagens sobre outras técnicas, [82]:

- Maior ganho de tensão devido a sua faixa de operação linear mais extensa.
- Redução de cerca de 50% da frequência de chaveamento dos conversores.
- Superior distribuição espectral das formas de ondas sintetizadas.
- Maior amplitude da fundamental sintetizada na condição de mínima largura de pulso do conversor.
- Menor ondulação de corrente no barramento c.c..

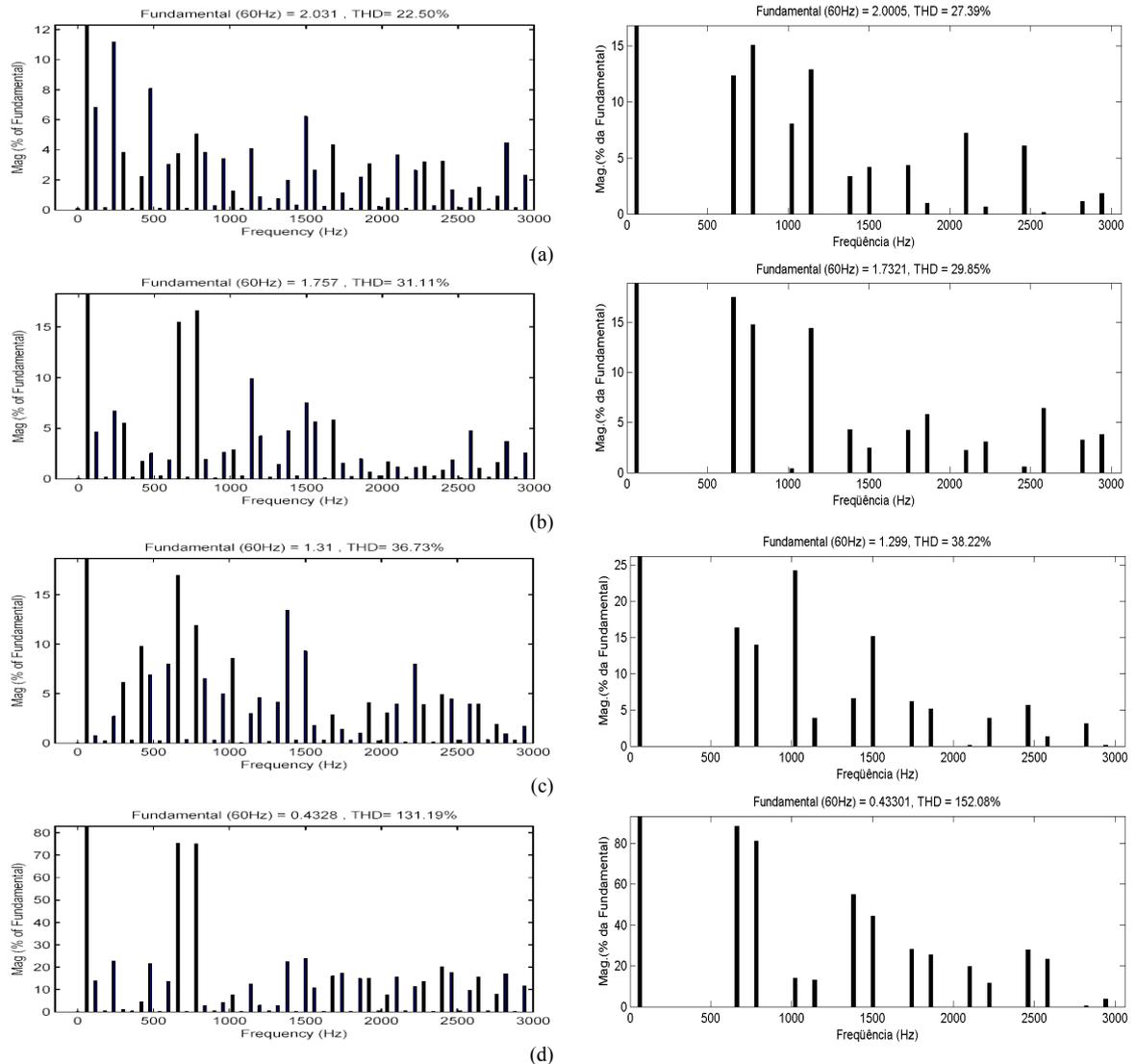


Figura 2.24 Espectro de frequência da tensão de linha U_{ab} para os moduladores PD-PWM (à esquerda) e SHEPWM (à direita). a) $m_i = 1,155$, b) $m_i = 1,0$, c) $m_i = 0,75$ e d) $m_i = 0,25$.

Tabela 2.4 Amplitude harmônicos da tensão de linha para os moduladores PD-PWM e SHEPWM.

n	freq. (Hz)	Índice de modulação m_i (pu)											
		0,25		0,5		0,75		1,0		1,1547		1,175	
		SHE PWM	PD- PWM	SHE PWM	PD- PWM	SHE PWM	PD- PWM	SHE PWM	PD- PWM	SHE PWM	PD- PWM	SHE PWM	PD- PWM
DC	0	0,00	0,05	0,00	0,01	0,00	0,01	0,00	0,04	0,00	0,09	0,00	0,16
1°	60	100,00	100,00	100,00	100,00	100,00	100,00	100,00	100,00	100,00	100,00	100,00	100,00
2°	120	0,00	13,83	0,00	8,90	0,00	0,75	0,00	4,62	0,00	6,82	0,00	7,03
3°	180	0,00	0,45	0,00	0,14	0,00	0,26	0,00	0,19	0,00	0,15	0,00	0,25
4°	240	0,00	22,56	0,00	13,60	0,00	2,69	0,00	6,66	0,00	11,18	0,00	11,76
5°	300	0,00	0,90	0,00	3,83	0,00	6,09	0,00	5,50	0,00	3,81	0,00	3,60
6°	360	0,00	0,31	0,00	0,32	0,00	0,29	0,00	0,15	0,00	0,09	0,00	0,09
7°	420	0,00	4,30	0,00	11,41	0,00	9,74	0,00	1,74	0,00	2,21	0,00	2,42
8°	480	0,00	21,43	0,00	12,52	0,00	6,86	0,00	2,52	0,00	8,06	0,00	8,83
9°	540	0,00	0,10	0,00	0,27	0,00	0,23	0,00	0,31	0,00	0,10	0,00	0,16
10°	600	0,00	13,61	0,00	10,87	0,00	7,95	0,00	1,88	0,00	3,02	0,00	3,56
11°	660	88,60	75,35	55,26	21,55	16,32	16,95	17,55	15,43	12,31	3,75	1,20	2,11
12°	720	0,00	0,16	0,00	0,08	0,00	0,33	0,00	0,14	0,00	0,12	0,00	0,21
13°	780	81,26	74,95	30,20	25,72	13,99	11,89	14,76	16,61	15,06	5,04	8,96	3,34
14°	840	0,00	2,70	0,00	15,22	0,00	6,52	0,00	1,93	0,00	3,83	0,00	4,03
15°	900	0,00	0,44	0,00	0,17	0,00	0,28	0,00	0,13	0,00	0,27	0,00	0,20
16°	960	0,00	4,18	0,00	17,92	0,00	4,98	0,00	2,63	0,00	3,39	0,00	4,12
17°	1020	14,01	7,58	38,23	17,58	24,24	8,53	0,42	2,85	8,04	1,26	11,21	0,99
18°	1080	0,00	0,24	0,00	0,24	0,00	0,07	0,00	0,26	0,00	0,09	0,00	0,12
19°	1140	13,19	12,27	25,45	5,67	3,83	2,96	14,39	9,89	12,88	4,08	0,96	3,40
20°	1200	0,00	2,86	0,00	13,40	0,00	4,60	0,00	4,21	0,00	0,85	0,00	0,69
21°	1260	0,00	0,34	0,00	0,09	0,00	0,17	0,00	0,17	0,00	0,12	0,00	0,14
22°	1320	0,00	2,67	0,00	7,05	0,00	4,12	0,00	1,39	0,00	0,74	0,00	0,55
23°	1380	54,96	22,32	5,74	18,82	6,56	13,40	4,32	4,73	3,35	1,97	12,35	2,98
24°	1440	0,00	0,29	0,00	0,33	0,00	0,27	0,00	0,30	0,00	0,30	0,00	0,22
25°	1500	44,49	23,66	2,07	12,41	15,20	9,28	2,47	7,50	4,16	6,21	7,12	4,79
26°	1560	0,00	10,64	0,00	2,35	0,00	1,79	0,00	5,59	0,00	2,65	0,00	2,09
27°	1620	0,00	0,19	0,00	0,36	0,00	0,30	0,00	0,11	0,00	0,25	0,00	0,18
28°	1680	0,00	15,95	0,00	2,79	0,00	2,87	0,00	5,83	0,00	4,34	0,00	3,51
29°	1740	28,28	17,19	2,15	2,50	6,15	1,36	4,26	1,56	4,34	1,11	5,34	0,90
30°	1800	0,00	0,30	0,00	0,17	0,00	0,32	0,00	0,21	0,00	0,09	0,00	0,05
31°	1860	25,35	14,81	4,57	4,11	5,14	1,00	5,83	1,95	0,93	2,17	3,44	1,77
32°	1920	0,00	15,05	0,00	3,48	0,00	4,07	0,00	0,65	0,00	3,05	0,00	2,46
33°	1980	0,00	0,51	0,00	0,04	0,00	0,25	0,00	0,31	0,00	0,22	0,00	0,12
34°	2040	0,00	7,59	0,00	1,03	0,00	3,05	0,00	1,66	0,00	0,78	0,00	0,61
35°	2100	19,84	15,64	1,79	14,09	0,15	3,91	2,21	1,17	7,20	3,66	3,56	2,07
36°	2160	0,00	0,34	0,00	0,15	0,00	0,13	0,00	0,16	0,00	0,10	0,00	0,17
37°	2220	11,49	11,25	5,44	6,95	3,86	7,98	3,08	1,12	0,61	2,62	1,06	1,32
38°	2280	0,00	13,54	0,00	5,07	0,00	3,88	0,00	1,21	0,00	3,20	0,00	2,78
39°	2340	0,00	0,29	0,00	0,34	0,00	0,13	0,00	0,29	0,00	0,26	0,00	0,20
40°	2400	0,00	20,01	0,00	4,31	0,00	4,90	0,00	0,82	0,00	3,21	0,00	2,58
41°	2460	27,95	17,56	11,37	4,96	5,63	4,44	0,55	1,84	6,06	1,32	6,17	1,23
42°	2520	0,00	0,45	0,00	0,19	0,00	0,31	0,00	0,09	0,00	0,15	0,00	0,22
43°	2580	23,26	9,58	0,83	3,56	1,29	3,95	6,40	4,75	0,15	0,79	4,12	0,92
44°	2640	0,00	15,38	0,00	3,21	0,00	3,96	0,00	1,02	0,00	1,52	0,00	0,98
45°	2700	0,00	0,39	0,00	0,07	0,00	0,33	0,00	0,18	0,00	0,06	0,00	0,07
46°	2760	0,00	7,80	0,00	5,19	0,00	1,90	0,00	1,61	0,00	0,89	0,00	0,76
47°	2820	0,53	17,06	13,21	0,88	3,12	0,96	3,29	3,68	1,12	4,47	4,51	3,35
48°	2880	0,00	0,18	0,00	0,25	0,00	0,29	0,00	0,18	0,00	0,14	0,00	0,31
49°	2940	3,90	11,53	3,49	9,48	0,15	1,69	3,84	2,54	1,83	2,30	4,92	1,48
THD (%)		152,08	131,19	80,55	62,63	38,22	36,73	29,85	31,11	27,39	22,50	23,78	21,19

Ao mesmo tempo, existem empresas do setor de eletrônica de potência que utilizam métodos de modulação baseados em padrões pré-calculados de pulsos. Um exemplo dessas é a *Siemens* que emprega um esquema que envolve padrões pré-calculados de pulsos combinados com um método de modulação de alta frequência para o comando do conversor NPC de três níveis da linha SIMOVERT MV [1] que deu lugar a linha SINAMICS. O esquema de pulsos pré-calculados é denominado padrão de pulsos otimizados, ("*Optimized Pulse Pattern*" - OPP), com 18 pulsos por período da onda fundamental que é utilizado na região de índices de modulação de amplitude mais elevados. O modulador de alta frequência baseia-se em uma técnica de modulação

vetorial ("*Space Vector*") sendo seus pulsos obtidos de forma semelhante à técnica de modulação multiníveis por comparação triangular. Nesse caso, uma portadora simples, com $f_c = 1.080\text{Hz}$, é comparada com duas referências obtidas por amostragem regular assimétrica deslocadas verticalmente entre si, [3] e [83]. Essa técnica é denominada modulação dipolar ("*Dipolar Modulation*") em [16]. Coincidentemente a *Siemens* fornece opcionalmente um filtro senoidal de saída para os conversores NPC da linha SIMOVERT MV [3], e da linha SINAMICS. Outra empresa que utiliza padrões pré-calculados de pulsos em seus conversores é a WEG num esquema bastante semelhante ao da *Siemens* denominado PWM senoidal e pulsos ótimos (OPP). Além dessas a ABB no conversor ACS6000 e o grupo *Toshiba/Mitsubishi/GE* na linha TMdrive MV TM-70 também utilizam esquemas de padrões pré-calculados de pulsos associados a seus moduladores. Isto reforça a idéia de que o uso do modulador SHEPWM se apresenta como uma boa opção para esse trabalho.

Contudo, sabe-se que o processo de modulação por eliminação seletiva de harmônicos é fundamentado em padrões pré-calculados de pulsos baseados na solução de um conjunto específico de equações trigonométricas e transcendentais. Isso torna consideravelmente difícil a obtenção da solução de tais equações em tempo real mesmo considerando o estado da arte em processadores digitais de sinais. Dessa forma a eliminação seletiva de harmônicos é normalmente indicada apenas para aplicações estáticas e por esse motivo o modulador obtido dentro dessa filosofia é considerado na literatura [84] lento e/ou de regime permanente. Para implementação de técnicas de orientação de fluxo, ou tensão, quando for o caso da necessidade de controle do motor ou retificador, ou para viabilizar a aplicação de estratégias avançadas de amortecimento do filtro senoidal é imprescindível que a técnica de modulação possa ser empregada permita a operação do conversor com controle tipo regulador de corrente. Como este não é o caso da modulação SHEPWM, uma adaptação em sua forma de implementação original será considerada nesse trabalho e apresentado nos próximos capítulos com o objetivo de prover a capacidade de controle de corrente ao mesmo, satisfazendo os requisitos mencionados, não contemplados com a forma clássica de implementação do modulador.

2.8 Conclusões.

Pelo exposto neste capítulo pode-se afirmar que os filtros senoidais passivos são mais simples e flexíveis que todas as outras soluções para de redução do conteúdo harmônico gerado por conversores estáticos, além de representar uma melhor relação de custo/benefício para as aplicações de alta potência e média tensão industrial. Nessa linha, uma análise das configurações de filtros passivos da literatura para esses conversores de potência confirma o fato de que o uso de filtros baseados nas configurações *LC* e *LCL* apresenta um desempenho superior ao emprego dos filtros indutivos puros empregados em retificadores e inversores. Essa análise mostra também que a adição de elementos ressonantes sintonizados ao filtro senoidal promove uma melhoria na eliminação de potência harmônica concentrada em regiões específicas do espectro de frequências, auxiliando o filtro principal e incrementado sua capacidade de atenuação. Isso é justificado uma vez que esta configuração é capaz de eliminar ou reduzir a potência harmônica concentrada em regiões distintas do espectro de frequências tais como a produzida por moduladores PWM em geral. Com isso pode-se dizer que, se corretamente projetado, é possível obter-se o perfeito casamento entre os processos de modulação e filtragem. Isso é extremamente conveniente ao objetivo deste trabalho de se obter tensões e correntes senoidais com conversores multiníveis operando em baixa frequência de comutação.

É importante enfatizar que apesar do conhecimento sobre filtros passivos em aplicações de alta potência já se encontrar bastante difundido e consolidado, seu emprego na filtragem de harmônicos gerados por conversores multiníveis de alta potência e média tensão, implica em certo desafio e exige a busca por respostas para uma série de questões tecnológicas ainda de domínio restrito de poucas companhias que não tem interesse em divulgar as soluções adotadas na implementação de seus conversores. Por outro lado a maioria das empresas ainda carece de acesso a tal conhecimento.

Por outro lado, verifica-se que o emprego de técnicas de modulação de baixa frequência é mais apropriado ao comando de conversores em frequências inferiores a 1kHz. O método de modulação baseado na eliminação seletiva de harmônicos demonstra ser capaz de fornecer tensões de saída com reduzido conteúdo harmônico de baixa ordem e figura como uma boa opção ao uso de técnicas convencionais de

modulação de largura de pulso tipicamente de alta frequência. Faz-se então necessária a adaptação do referido modulador para a operação dentro de uma malha fechada de controle da corrente.

Ainda como conclusão, este estudo aponta várias qualidades dos conversores em cascata que colocam esta estrutura em uma razoável posição de vantagem em relação às outras topologias. Essa afirmação é corroborada pela opinião de diversos autores em vários trabalhos. Além disso, um grande número de patentes relacionadas ao conversor em cascata, indiscutivelmente superior ao obtido para as outras estruturas, foi requerido nos últimos anos. No que diz respeito ao conteúdo harmônico fornecido pelas estruturas também ai se destaca o conversor em cascata. Conforme já discutido, verifica-se uma boa aproximação das formas de ondas de tensão e correntes sintetizadas pelo conversor com ondas senoidais mesmo com baixíssimo número de comutações por período fundamental, o que elimina a necessidade do uso de filtros de saída em suas versões comerciais. Contudo deve-se reforçar a idéia de que todas as vantagens e desvantagens da estrutura NPC estão bem mais associadas ao reduzido número de níveis do que à topologia propriamente dita. Considerando-se apenas o problema de geração de conteúdo harmônico fica claro que, se a mesma técnica de modulação é adotada e com o mesmo número níveis e mesma frequência de modulação, a assinatura harmônica obtida para as três topologias é exatamente a mesma. Entretanto, por decisão estratégica, as indústrias de conversores de potência estabeleceram a estrutura de três níveis como padrão para a topologia NPC em aplicações de alta potência e média tensão. Um fator aparentemente limitante a se utilizar a estrutura com um número de níveis mais alto está associado à elevação do número de elementos de grampeamento de forma quadrática com o aumento do número de níveis. Fato que se contrapõe ao divulgado aumento de confiabilidade associado ao reduzido número de componentes da estrutura de três níveis. A estrutura em cascata não necessita de esquemas de grampeamento e os fabricantes deste tipo de conversor tiram partido disso. No caso, o menor número de módulos de potência de um conversor real, $N \geq 3$, garante um elevado número de níveis da tensão de saída em comparação com a estrutura três níveis e arranjos obtidos a partir destes. Por isso, alguns autores sugerem a ligação direta à rede destes conversores sem a necessidade de transformadores ou filtros de interface, em aplicações como compensadores estáticos de reativos em redes de 13,8kV. Considerando que a topologia NPC é fornecida por praticamente todos os fabricantes de conversores de média tensão,

entre eles a *ABB*, *Siemens*, a *ASIRobicon* e a *WEG* e diante do fato de que a escolha da estrutura de três é uma imposição econômica, cabe então um grande esforço a ser feito não só para se apurar a característica harmônica aos níveis daquela apresentada pelo conversor em cascata, mas também para melhorar seu desempenho geral em operação como inversor e também como retificador.

Capítulo 3

3 Eliminação Seletiva de Harmônicos.

3.1 Introdução.

A obtenção de tensões e correntes senoidais a partir de conversores estáticos de média tensão e alta potência pressupõe um compromisso entre o número de níveis empregado, que afeta o número de componentes e o grau de complexidade da estrutura e o esforço de filtragem, que implica na necessidade ou não do emprego de métodos de redução de conteúdo harmônico. A indiscutível preferência dos fabricantes de conversores de potência por topologias mais simples e com número reduzido de componentes como a estrutura NPC de três níveis requer o uso de filtros passivos para se obter formas de ondas de saída com baixo conteúdo harmônico, tensões e correntes senoidais. Dessa forma, considerando-se esta questão e ainda a preocupação com a alta eficiência requerida para essa classe de conversores, o método de modulação selecionado para o comando dos dispositivos semicondutores deve satisfazer aos seguintes requisitos:

- Operação em baixa frequência que resulte em reduzido número de comutações por período da onda fundamental.
- Geração de conteúdo harmônico de baixa frequência desprezível ou reduzido.
- Produção de componentes espectrais de características (amplitude e frequência) conhecidas ou previsíveis.
- Produção de componentes espectrais deslocadas para regiões específicas do espectro.
- Geração de padrões de pulsos que permitam o adequado comando de conversores NPC de três níveis.
- Capacidade de operação com controle de corrente.

O método da eliminação seletiva de harmônico SHEPWM é capaz de preencher a todos esses requisitos conforme mostrado no último capítulo. Além disso, este apresenta uma relação entre a frequência do primeiro harmônico significativo e a frequência de comutação maior que três enquanto o que para os moduladores obtidos por técnicas de

modulação de alta frequência esta é normalmente inferior a dois [85]. Isso representa um desempenho do modulador SHEPWM 150% superior a estes últimos como será discutido mais tarde neste capítulo.

3.2 Método generalizado da eliminação seletiva de harmônicos.

A eliminação seletiva de harmônico foi apresentada em 1973, [80] e em 1974, [81]. A técnica foi desenvolvida a partir das formas de onda de tensão dos inversores em meia ponte e em ponte completa, denominadas onda de tensão generalizadas, respectivamente com 2 níveis e 3 níveis. A forma de onda de 3 níveis representa adequadamente a tensão de fase u_{ao} de uma estrutura NPC de três níveis, Figura 3.1 em ambos os modos de operação do conversor, ou seja, como retificador e como inversor.

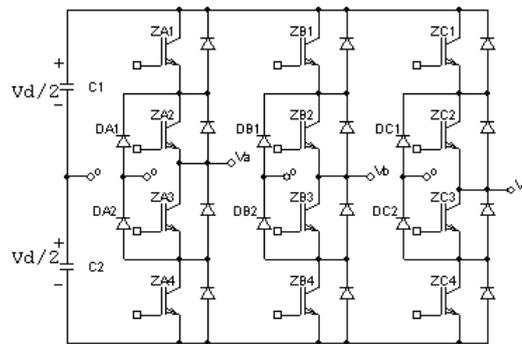


Figura 3.1 Conversor NPC três níveis.

3.2.1 Equações gerais da eliminação seletiva de harmônicos.

A eliminação seletiva de harmônicos, algumas vezes denominada técnica de modulação de pulsos pré-programados, baseia-se no princípio de que se pode estabelecer uma relação direta entre o número de harmônicos eliminados e o número de cortes presentes na onda de tensão generalizada da Figura 3.2, apresentada no capítulo

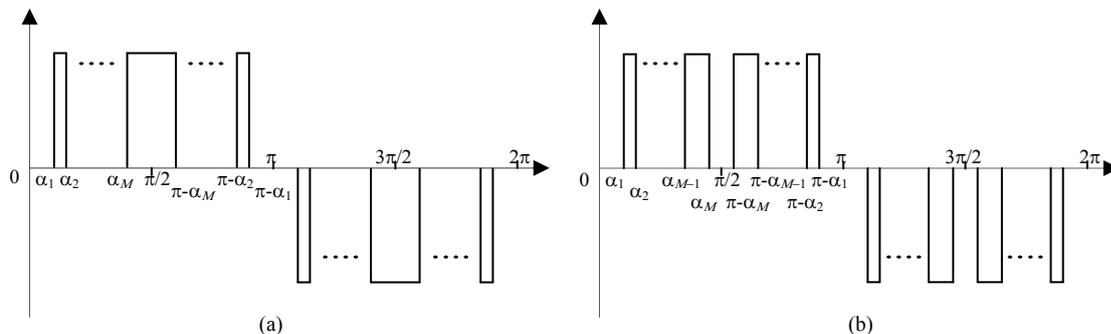


Figura 3.2 Onda de tensão generalizada de três níveis a) M ímpar b) M par.

anterior e repetida aqui por conveniência. Desta forma, pode-se controlar ou eliminar M harmônicos da onda de tensão de saída de um conversor VSI/VSC se M cortes a cada meio período fundamental forem introduzidos na onda quadrada, cuja amplitude e frequência se desejam controlar. A análise de Fourier permite expressar a onda de tensão $f(\theta)$ da Figura 3.2 como:

$$f(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \sin(n\theta) + b_n \cos(n\theta)] \quad (3.1)$$

onde $\theta = \omega_1 t$, a_n e b_n são os coeficientes da serie dados por:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\theta) \sin(n\theta) d\theta \quad (3.2)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\theta) \cos(n\theta) d\theta$$

Expandindo-se então a onda $f(\theta)$ em série de Fourier e impondo a restrição das simetrias de meia onda e de quarto de onda os termos da série em co-seno e os termos pares em seno se anulam de modo que a amplitude do n -ésimo harmônico, $n = 1, 3, 5, \dots$, é descrita por:

$$a_n = (4E/\pi n) \sum_{k=1}^M (-1)^{k+1} \cdot \cos(n\alpha_k) \quad (3.3)$$

$$a_n = 0 \quad \forall n \text{ par} \quad (3.4)$$

$$b_n = 0 \quad \forall n \quad (3.5)$$

Na equação (3.3), $E = V_d/2$ é a metade da tensão do barramento c.c..

Assim para controlar a amplitude da componente fundamental e eliminar $(M-1)$ harmônicos se deve resolver o seguinte conjunto de equações não-lineares e transcendentais:

$$\begin{bmatrix} \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \dots + (-1)^{M+1} \cos(\alpha_M) \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \dots + (-1)^{M+1} \cos(5\alpha_M) \\ \vdots \\ \cos(n_i \alpha_1) - \cos(n_i \alpha_2) + \dots + (-1)^{M+1} \cos(n_i \alpha_M) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\pi}{4} m_i \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

onde $n_i = 3M-1$ para M par e $n_i = 3M-2$ para M ímpar e $0 \leq \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_M < \pi/2$. Aqui o índice de modulação m_i é definido como a relação entre a amplitude da componente fundamental U_{m1} da tensão de fase e a metade da tensão V_d do barramento c.c. tal que:

$$m_i = U_{m1}/E \quad \text{ou} \quad m_i = U_{m1}/V_d/2 \quad (3.7)$$

Então os M ângulos $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M$ correspondentes aos M cortes (ou pulsos) em cada semiciclo da tensão são calculados a partir de M equações expressas por (3.3).

Para sistemas trifásicos equilibrados as componentes harmônicas múltiplas de três se cancelam entre as fases quando a conexão entre o neutro da carga e o ponto médio do barramento c.c. se encontra aberta, uma vez que estas apresentam valores instantâneos idênticos e são eliminadas pelo comportamento diferencial das tensões de linha. Com isso, normalmente essas não são eliminadas pela técnica generalizada da eliminação seletiva de harmônicos, [80] e [81].

3.2.2 Solução das equações para eliminação seletiva de harmônicos.

A literatura apresenta vários algoritmos aplicados com sucesso na resolução do sistema de equações (3.6), [85] e [86].

O problema da eliminação seletiva de harmônicos como discutido na seção anterior consiste em resolver um conjunto de M equações do tipo (3.3) para M valores distintos de harmônicos de modo a produzir o valor desejado da componente fundamental, (associado ao índice m_i), e eliminar $(M-1)$ harmônicos. Pela natureza do sistema de equações (3.6) sabe-se que este não possui uma solução analítica e que múltiplas soluções podem ser encontradas numericamente. Para este também não existe um método numérico geral a ser aplicado para resolver simultaneamente suas equações.

O algoritmo proposto em [80] baseia-se no Método de Iterações de Newton, cujas soluções são obtidas por tentativa e erro como discutido nessa referência. Este método é resumidamente descrito a seguir.

Ao reescrever o sistema de equações (3.6) a partir das equações (3.3) como:

$$\begin{bmatrix} \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \dots + (-1)^{M+1} \cos(\alpha_M) - \frac{\pi}{4} m_i \\ \cos(5\alpha_1) - \cos(5\alpha_2) + \dots + (-1)^{M+1} \cos(5\alpha_M) \\ \vdots \\ \cos(n_i \alpha_1) - \cos(n_i \alpha_2) + \dots + (-1)^{M+1} \cos(n_i \alpha_M) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{1k} \\ f_{2k} \\ \vdots \\ f_{Mk} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

se pode definir os vetores dos M ângulos de comutação $\bar{\alpha}_k$ e dos coeficientes $\bar{f}(\bar{\alpha}_k)$ das M equações (3.3) em um instante de tempo k qualquer, como:

$$\bar{\alpha}_k = [\alpha_{1k} \quad \alpha_{2k} \quad \dots \quad \alpha_{Mk}]^T \quad (3.9)$$

$$\bar{f}(\bar{\alpha}_k) = [f_{1k} \quad f_{2k} \quad \dots \quad f_{Mk}]^T \quad (3.10)$$

A matriz Jacobiana para o sistema (3.8) é então calculada por:

$$\bar{J}(\bar{\alpha}_k) = \left. \frac{\partial \bar{f}(\bar{\alpha})}{\partial \bar{\alpha}} \right|_{\bar{\alpha}_k} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_2} & \cdots & \frac{\partial f_1}{\partial \alpha_M} \\ \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_2} & \cdots & \frac{\partial f_2}{\partial \alpha_M} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_M}{\partial \alpha_1} & \frac{\partial f_M}{\partial \alpha_2} & \cdots & \frac{\partial f_M}{\partial \alpha_M} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

que neste caso, resulta em:

$$\bar{J}(\bar{\alpha}_k) = - \begin{bmatrix} \sin(\alpha_1) & -\sin(\alpha_2) & +\dots & +(-1)^{M+1} \sin(\alpha_M) \\ 5 \sin(5\alpha_1) & -5 \sin(5\alpha_2) & +\dots & +(-1)^{M+1} 5 \sin(5\alpha_M) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ n_i \sin(n_i \alpha_1) & -n_i \sin(n_i \alpha_2) & +\dots & +(-1)^{M+1} n_i \sin(n_i \alpha_M) \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Os elementos da última coluna da matriz (3.12) são positivos se M é ímpar e negativo se M é par.

Deseja-se idealmente que:

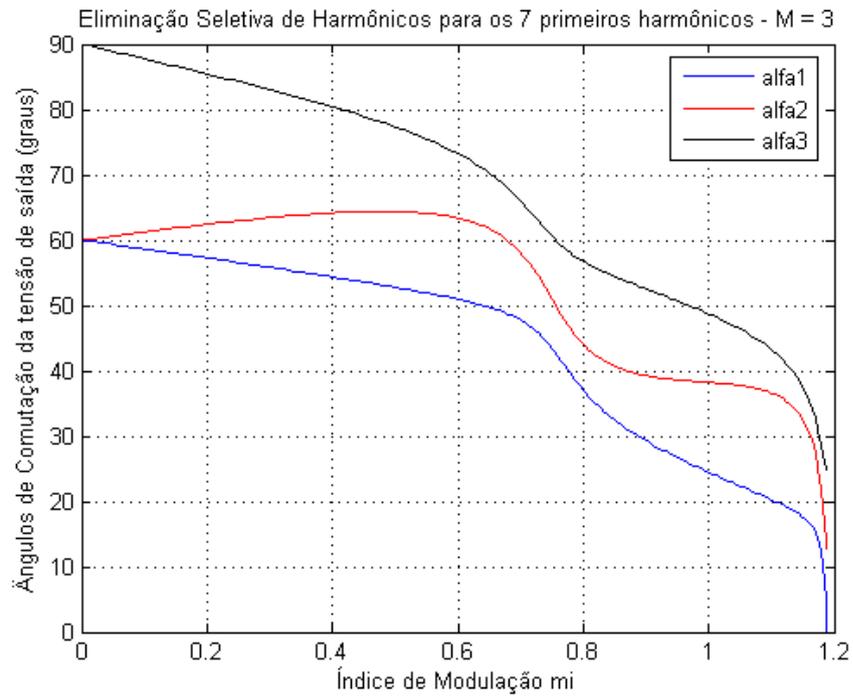
$$\bar{f}(\bar{\alpha}_k) = [0 \quad 0 \quad \dots \quad 0]^T \quad (3.13)$$

Para isso, o algoritmo pelo Método de Newton deve seguir então os seguintes passos:

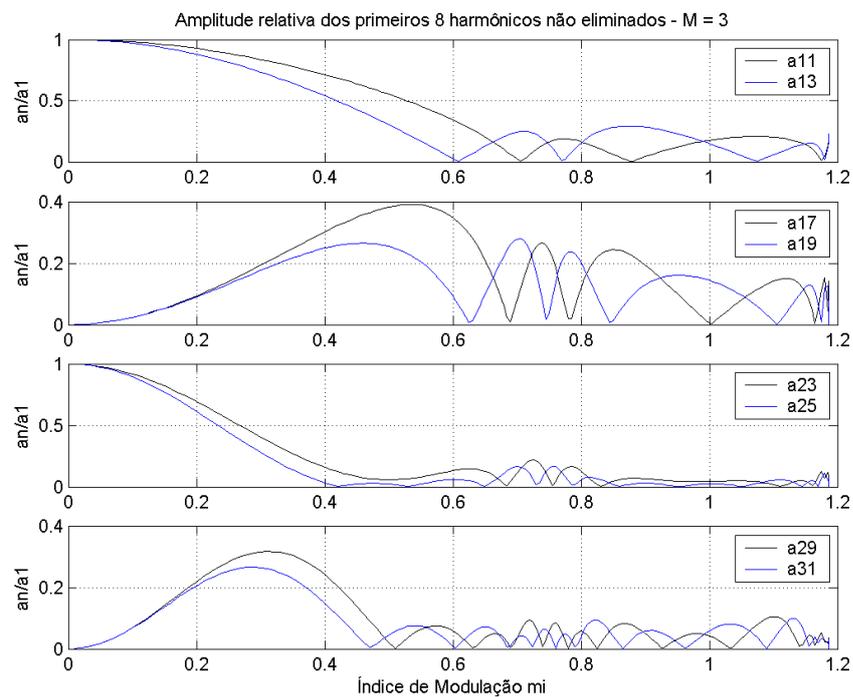
1. Geração do valor inicial $\bar{\alpha}_k$ para o vetor de ângulos de comutação, ($k = 0$).
2. Avaliação do vetor de coeficientes $\bar{f}(\bar{\alpha}_k)$ da equação (3.8) para o valor $\bar{\alpha}_k$.
3. Verificação se os valores obtidos para $\bar{f}(\bar{\alpha}_k)$ satisfazem certa condição de precisão ε , tal que $|f_{ik}| \leq \varepsilon \quad \forall i \in \{1, 2, \dots, M\}$.
4. Em caso afirmativo, verificação se os valores de $\bar{\alpha}_k$, satisfazem à condição $0 \leq \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_M < \pi/2$.
5. Em caso negativo, linearização do sistema no ponto $\bar{\alpha}_k$ de tal modo que $\bar{f}(\bar{\alpha}_k) + \bar{J}(\bar{\alpha}_k) \Delta \bar{\alpha}_k = 0$.
6. Resolução $\Delta \bar{\alpha}_k$ tal que $\Delta \bar{\alpha}_k = -\bar{J}^{-1}(\bar{\alpha}_k) \cdot \bar{f}(\bar{\alpha}_k)$.
7. Atualização do vetor dos ângulos de comutação como $\bar{\alpha}_{k+1} = \bar{\alpha}_k + \Delta \bar{\alpha}_k$.
8. Retorno ao segundo passo, repetindo-se deste ao oitavo passo até que se obtenha a precisão desejada ε para os coeficientes $\bar{f}(\bar{\alpha}_k)$ e a condição do quarto passo seja alcançada.

O diagrama de fluxo da representação computacional do algoritmo para solução numérica do sistema é apresentado em [80]. Baseado nessas idéias foi desenvolvido um programa em MATLAB 6.5 para obtenção dos ângulos de comutação para o controle da amplitude da componente fundamental da tensão e eliminação de harmônicos. Os resultados são apresentados nas figuras 3.3 a 3.13 para formas de ondas com um padrão correspondente às tensões de fase de um conversor de três níveis e com o número M de pulsos por semiciclo da tensão fundamental distintos. Em todas as figuras o comportamento dos M ângulos é apresentado através de curvas contínuas que são função do índice de modulação, equação (3.7). Seguindo uma seqüência natural, as curvas para estes M ângulos se apresentam traçadas sucessivamente de baixo para cima de α_1 a α_M , e sempre nessa ordem como pode ser visto em cada gráfico. As figuras 3.3 a 3.8 trazem as soluções das equações para eliminação seletiva de harmônico pelo Método de Newton para M ímpar, entre 3 e 13, e o comportamento dos primeiros harmônicos não eliminados pelo processo. As figuras 3.9 a 3.13 trazem as mesmas curvas para M par entre 4 e 12. O comportamento dos harmônicos não eliminados é descrito por curvas para sua amplitude relativa. Isto é, como porcentagem da amplitude da tensão fundamental sintetizada.

Essas soluções das equações (3.8) produzem M curvas em função do índice de modulação na faixa de $0 \leq m_i \leq 1,9$, uma para cada um dos M ângulos de comutação. As curvas apresentam uma evolução aproximadamente linear dos ângulos $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M$ com o índice m_i na região de baixas amplitudes da tensão sintetizada, $0 \leq m_i \leq 0,6$. Fora dessa faixa se pode verificar a forte presença de não linearidade na relação $\alpha_i = f(m_i)$. Isso ocorre em todas as curvas estudadas neste trabalho para valores tanto par quanto ímpar de M , e também para valores de $M > 13$. Essas curvas apresentam ainda inclinações negativas e positivas respectivamente para a sucessão de ângulos $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M$ na região de baixos índices de modulação, $m_i \leq 0,6$. Porém devido a não linearidade das curvas para $m_i > 0,6$ normalmente estas curvas sofrem uma mudança de inclinação e isso afeta a largura de pulso da onda gerada pelo conversor. Estes fatos também distinguem o modulador SHEPWM de um modulador clássico por comparação triangular onde a evolução dos ângulos de comutação é normalmente linear com o índice de modulação e a inclinação dos ângulos α_i é sempre positiva para i par e sempre negativa para i ímpar.

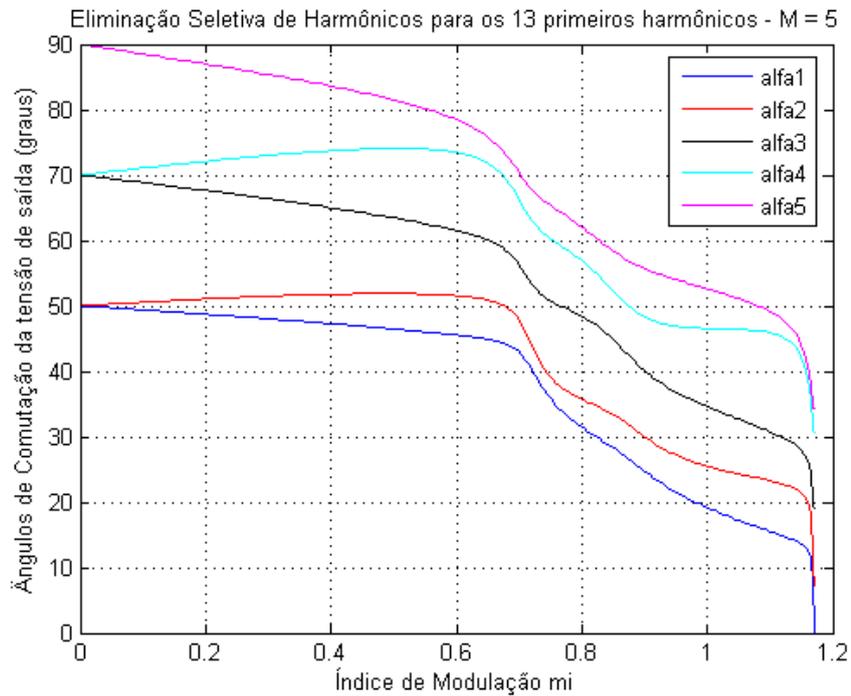


(a)

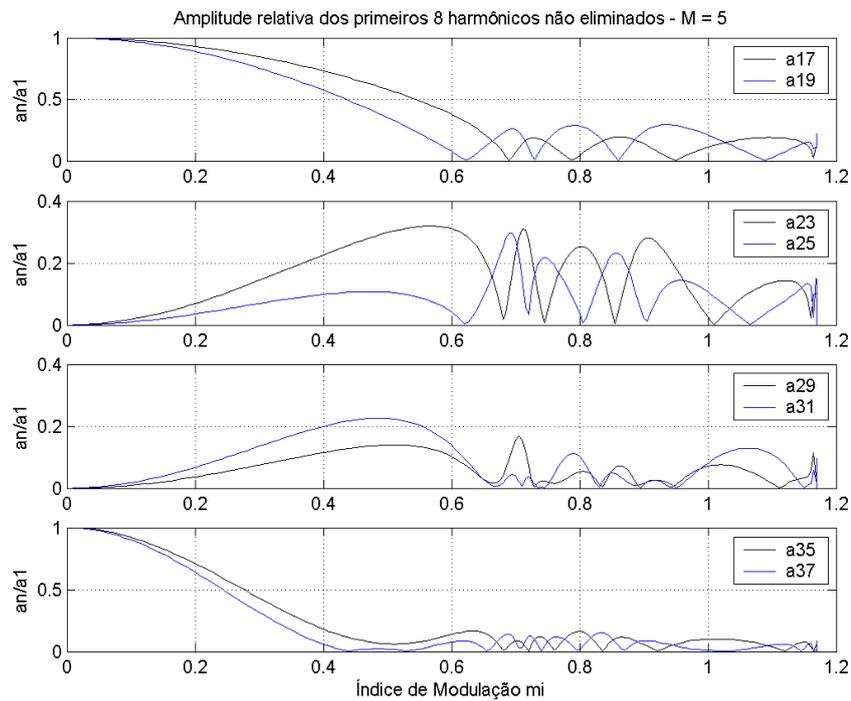


(b)

Figura 3.3 a) Curvas de soluções para os M ângulos de comutação e b) o comportamento dos 8 primeiros harmônicos não eliminados pela eliminação seletiva de harmônicos para $M=3$.

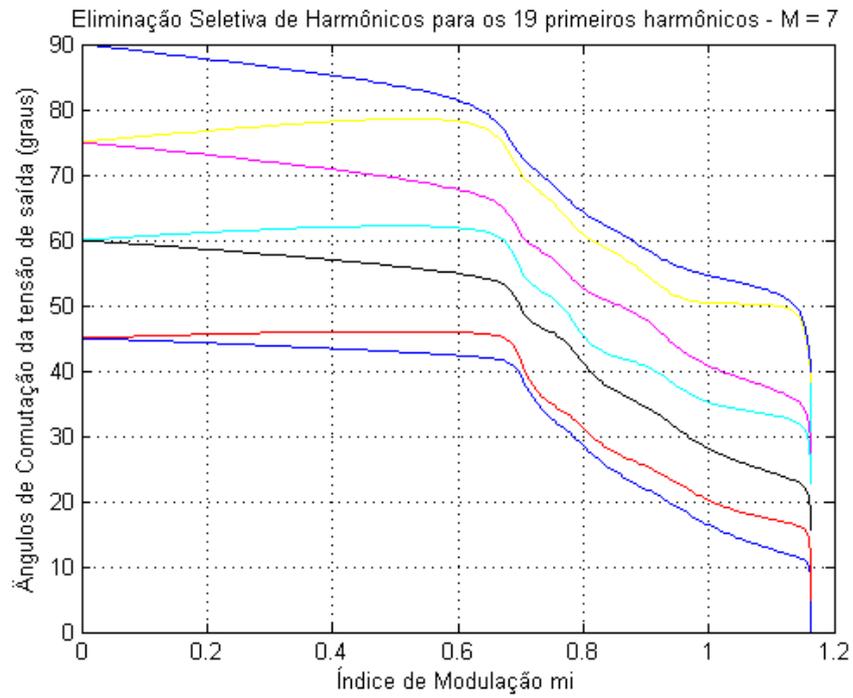


(a)

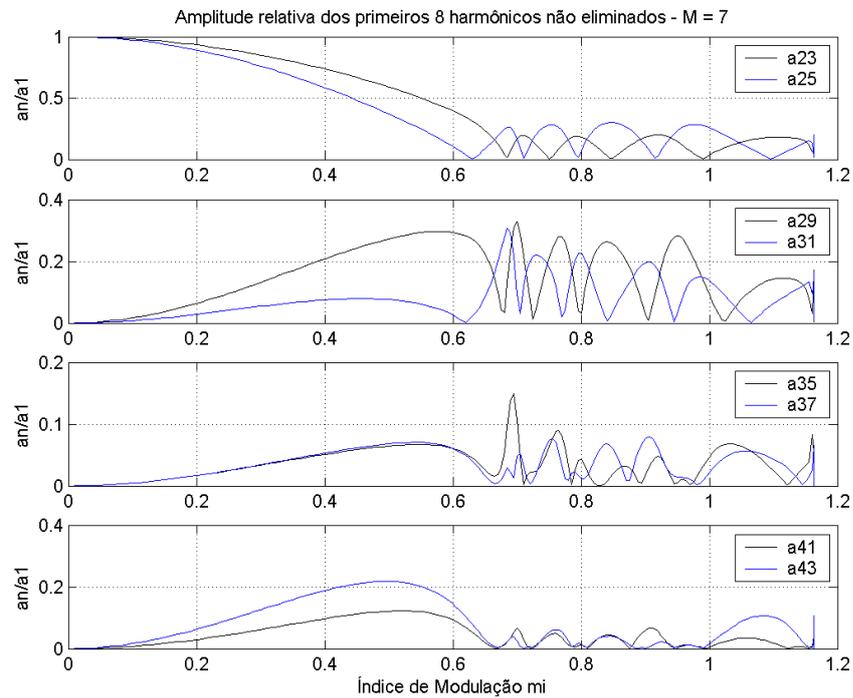


(b)

Figura 3.4 a) Curvas de soluções para os M ângulos de comutação e b) o comportamento dos 8 primeiros harmônicos não eliminados pela eliminação seletiva de harmônicos para $M=5$.

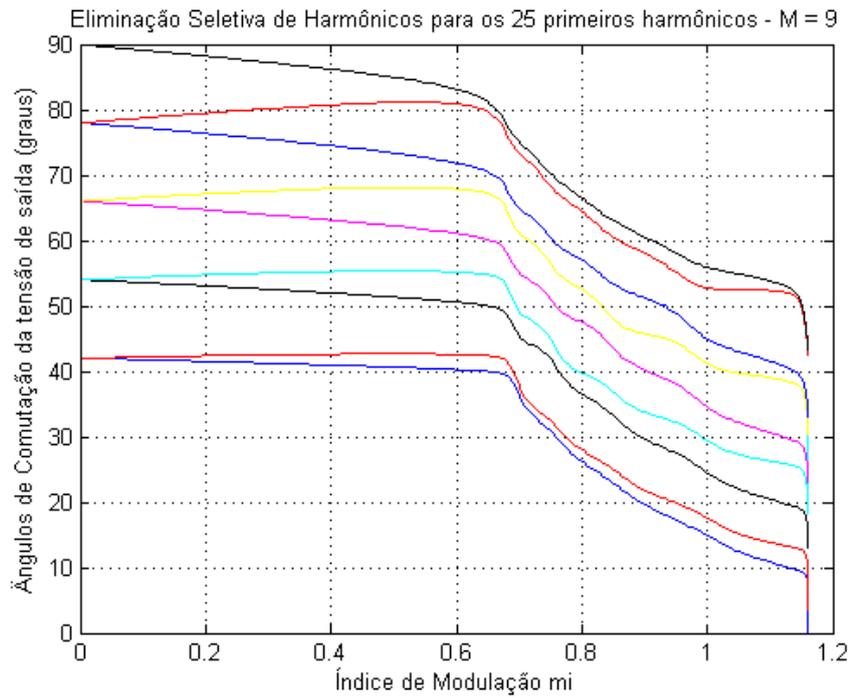


(a)

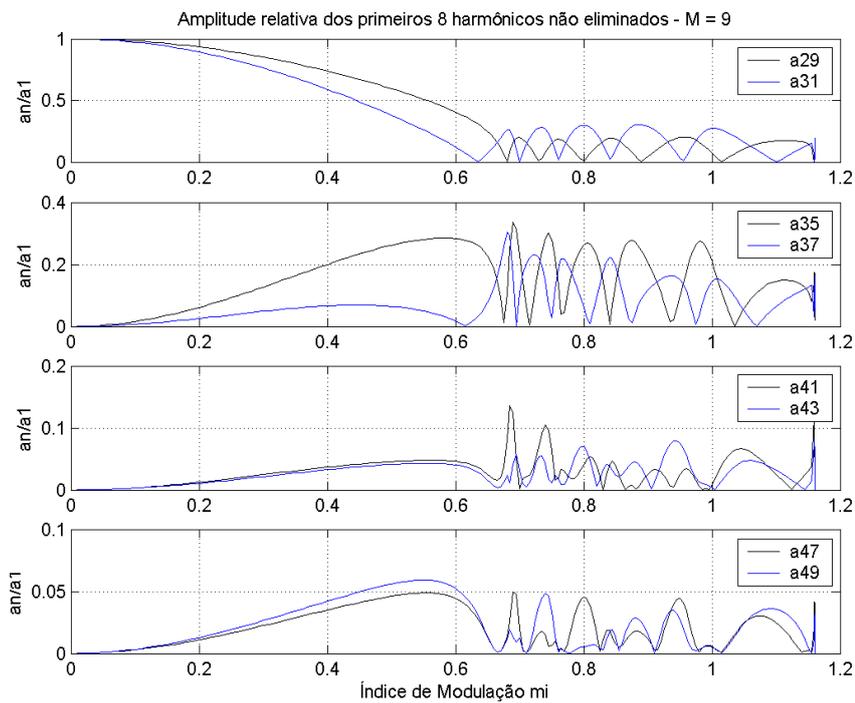


(b)

Figura 3.5 a) Curvas de soluções para os M ângulos de comutação e b) o comportamento dos 8 primeiros harmônicos não eliminados pela eliminação seletiva de harmônicos para $M=7$.

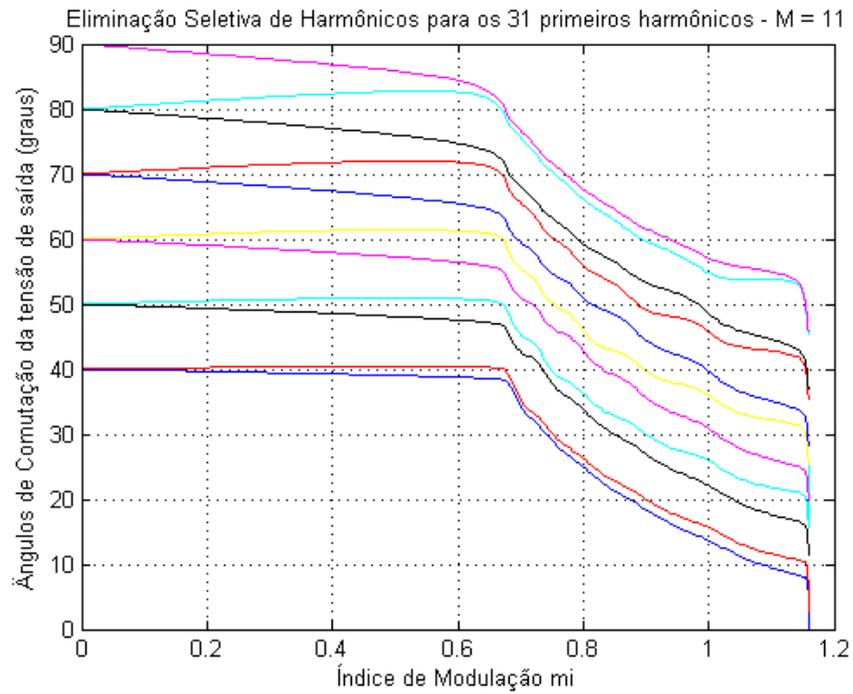


(a)

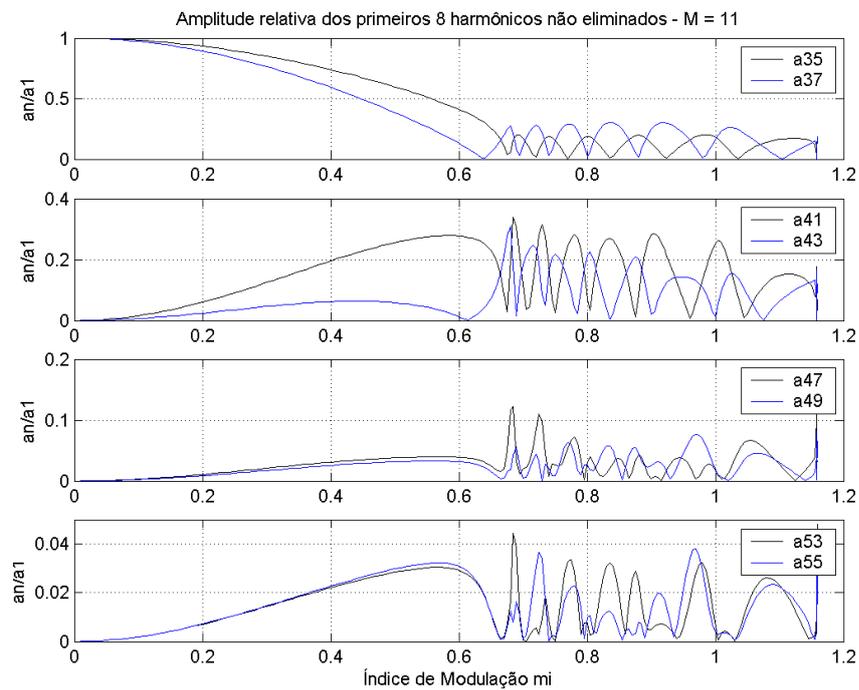


(b)

Figura 3.6 a) Curvas de soluções para os M ângulos de comutação e b) o comportamento dos 8 primeiros harmônicos não eliminados pela eliminação seletiva de harmônicos para $M=9$.

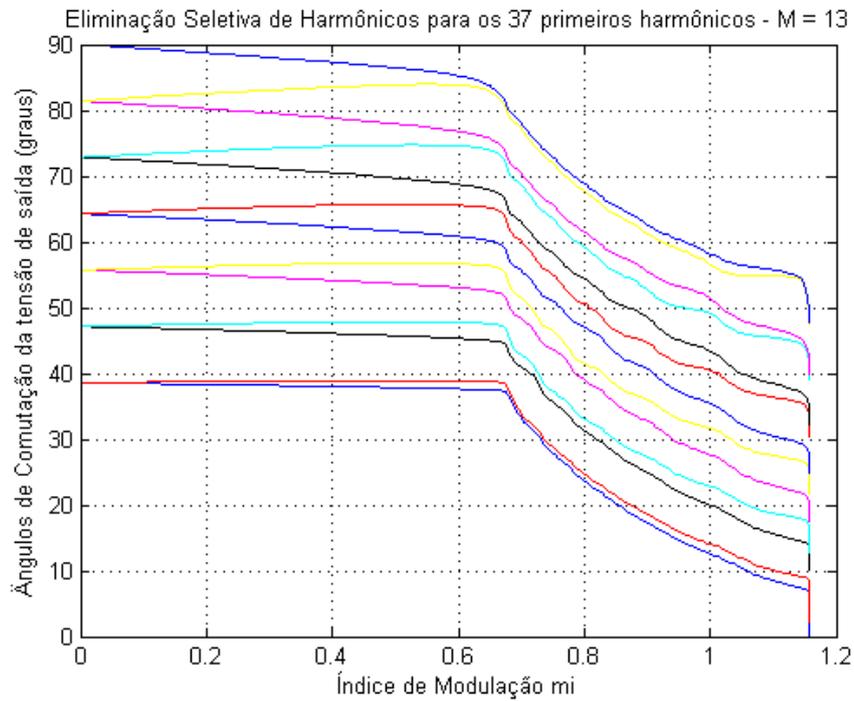


(a)

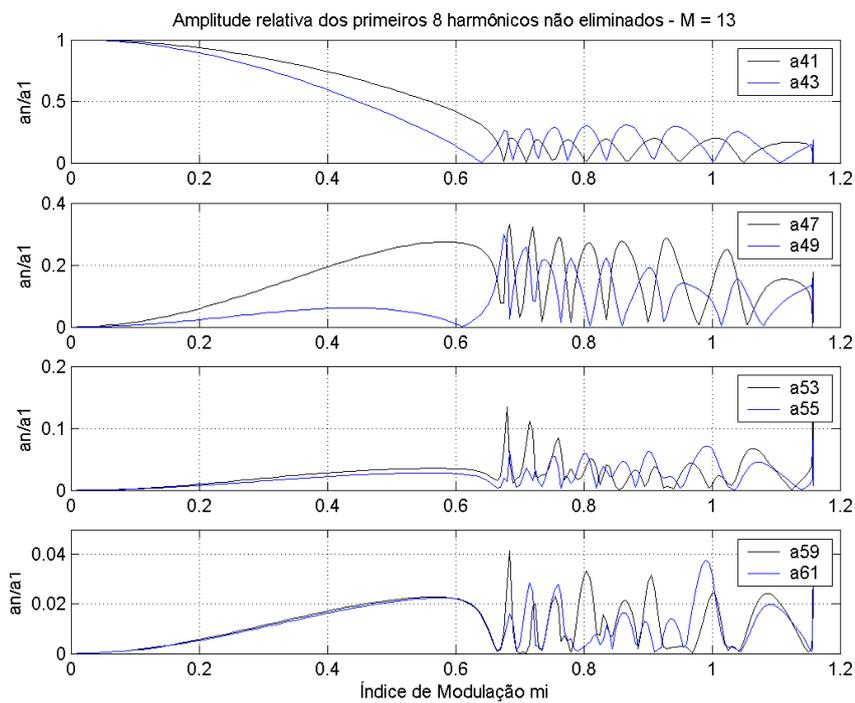


(b)

Figura 3.7 a) Curvas de soluções para os M ângulos de comutação e b) o comportamento dos 8 primeiros harmônicos não eliminados pela eliminação seletiva de harmônicos para $M=11$.

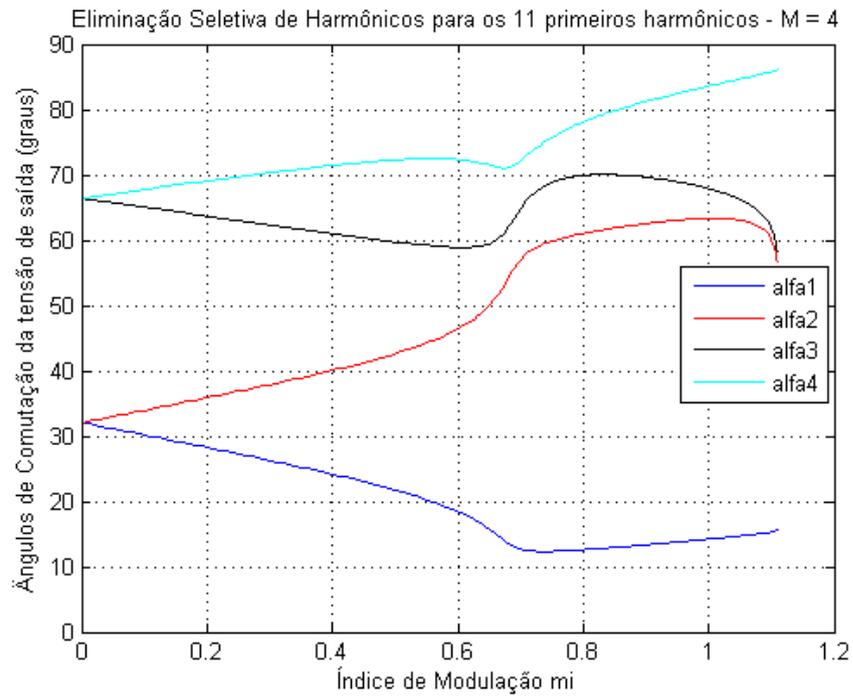


(a)

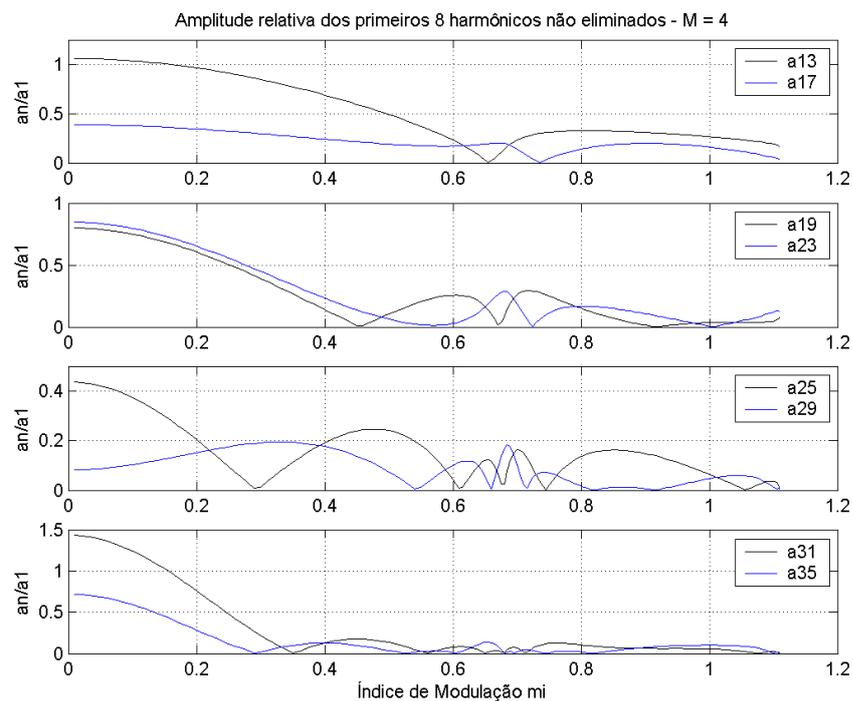


(b)

Figura 3.8 a) Curvas de soluções para os M ângulos de comutação e b) o comportamento dos 8 primeiros harmônicos não eliminados pela eliminação seletiva de harmônicos para $M=13$.

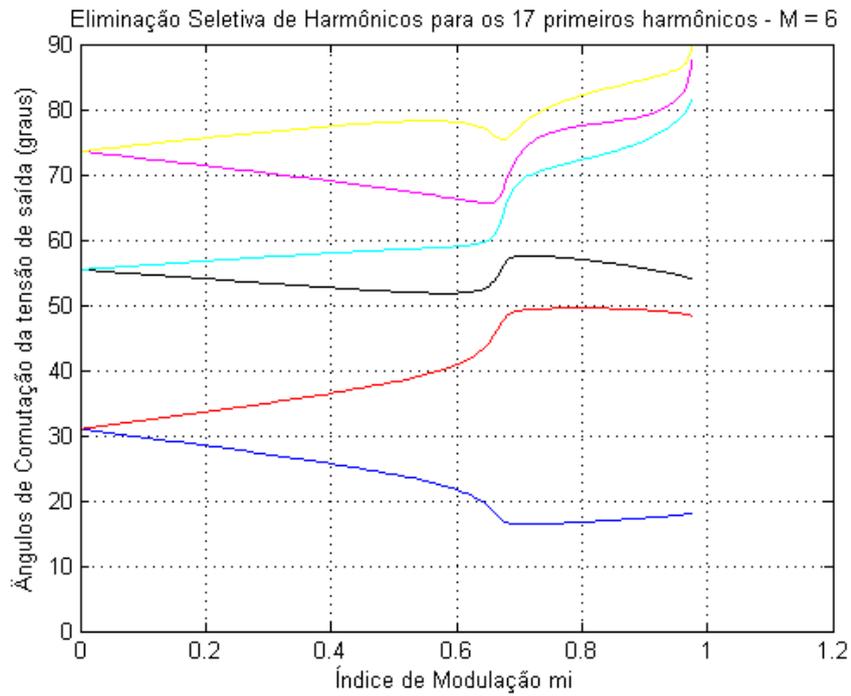


(a)

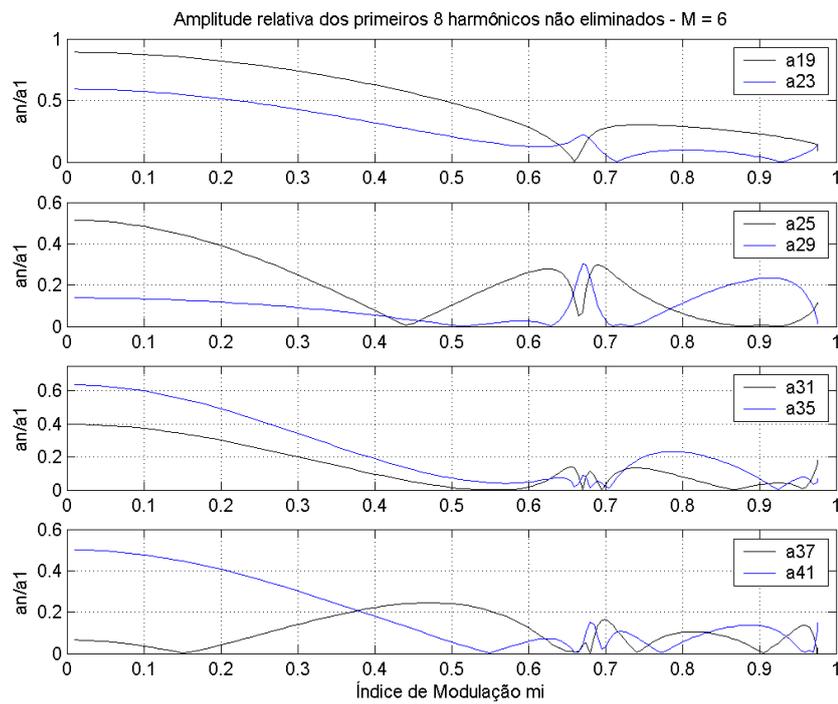


(b)

Figura 3.9 a) Curvas de soluções para os M ângulos de comutação e b) o comportamento dos 8 primeiros harmônicos não eliminados pela eliminação seletiva de harmônicos para $M=4$.

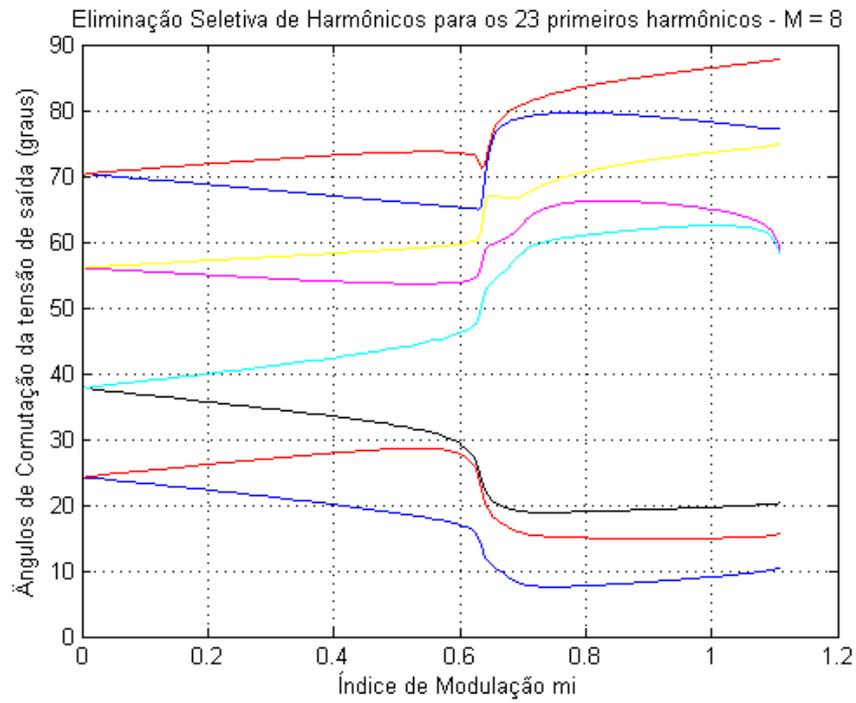


(a)

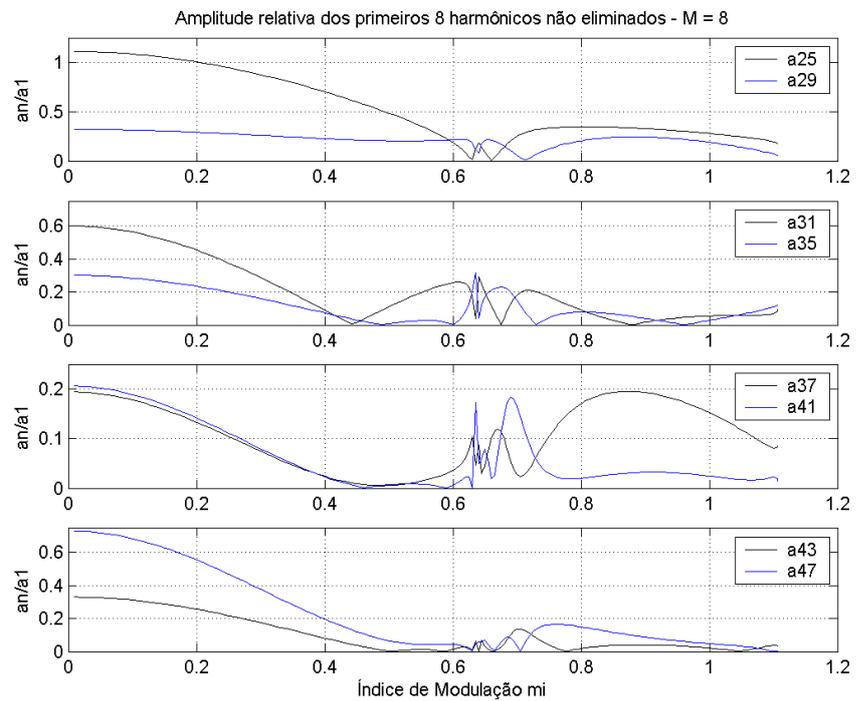


(b)

Figura 3.10 a) Curvas de soluções para os M ângulos de comutação e b) o comportamento dos 8 primeiros harmônicos não eliminados pela eliminação seletiva de harmônicos para $M=6$.

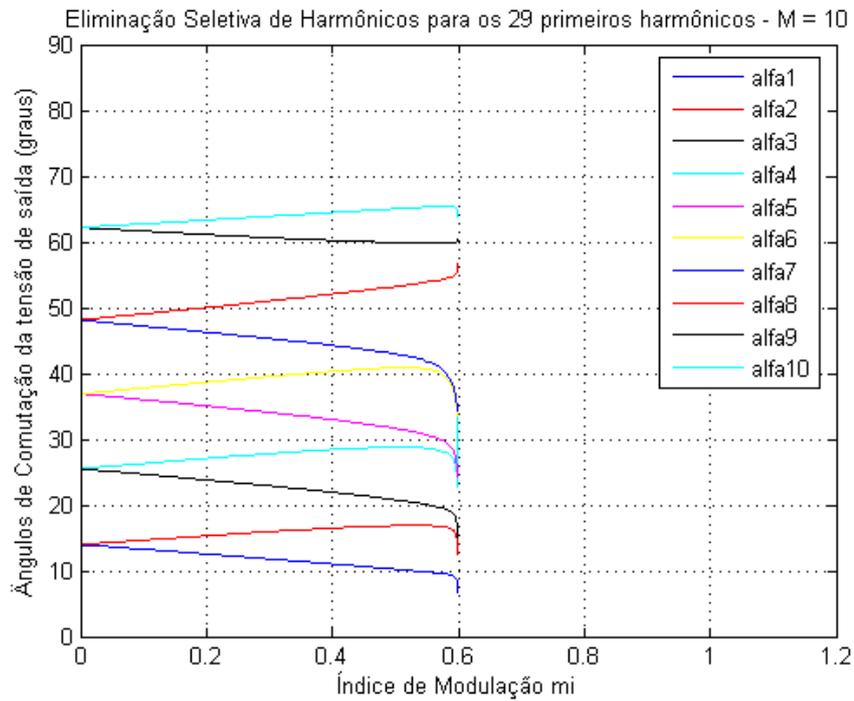


(a)

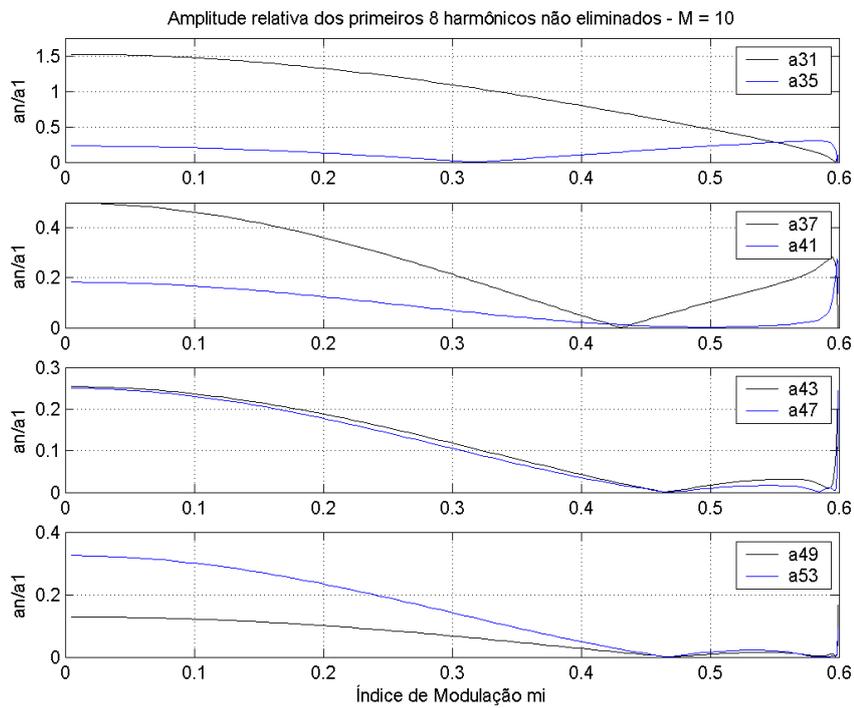


(c)

Figura 3.11 a) Curvas de soluções para os M ângulos de comutação e b) o comportamento dos 8 primeiros harmônicos não eliminados pela eliminação seletiva de harmônicos para $M=8$.

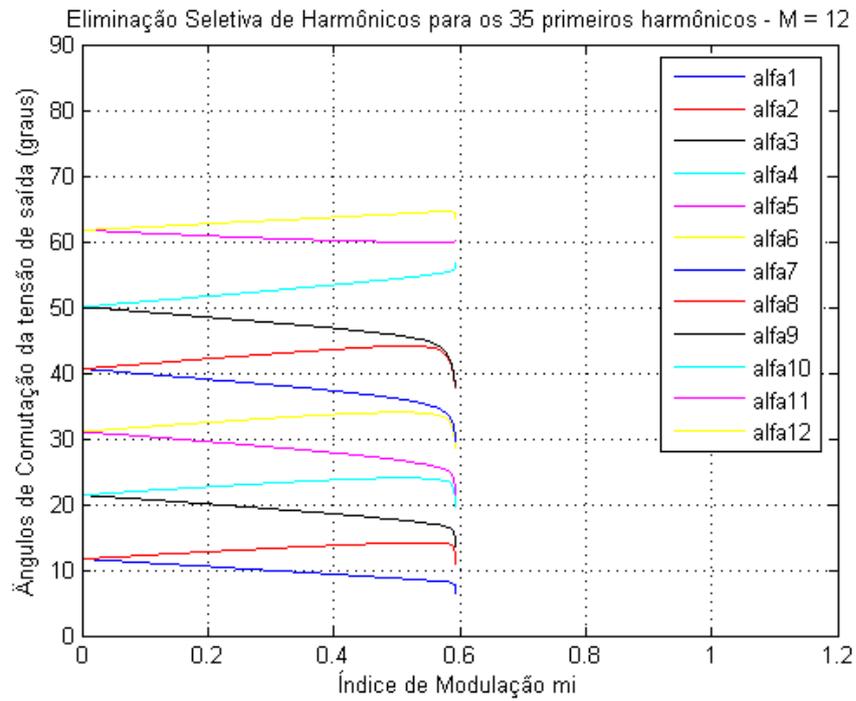


(a)

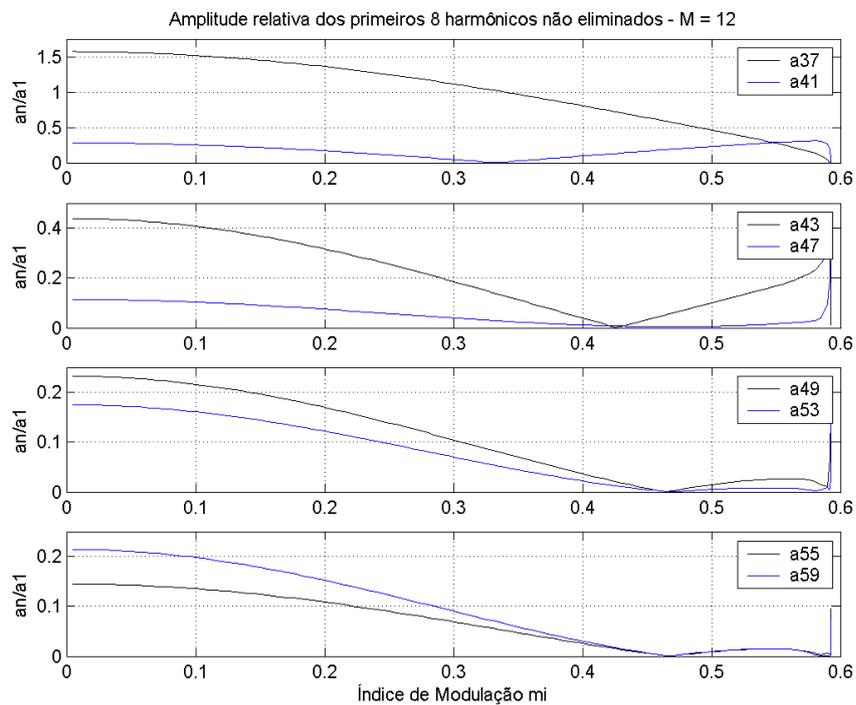


(b)

Figura 3.12 a) Curvas de soluções para os M ângulos de comutação e b) o comportamento dos 8 primeiros harmônicos não eliminados pela eliminação seletiva de harmônicos para $M=10$.



(a)



(b)

Figura 3.13 a) Curvas de soluções para os M ângulos de comutação e b) o comportamento dos 8 primeiros harmônicos não eliminados pela eliminação seletiva de harmônicos para $M=12$.

Considerando-se as tensões de linha em um sistema trifásico equilibrado a ordem dos harmônicos não eliminados pelo processo de modulação, para cada valor de M é calculada pela expressão:

$$n_{ne} = 3k_n + 1 \quad \forall k_n \text{ par} \quad (3.14)$$

$$n_{ne} = 3k_n + 2 \quad \forall k_n \text{ ímpar} \quad (3.15)$$

Aqui $\{k_n \in \mathbb{N} \mid k_n \geq M\}$. A amplitude dos harmônicos não eliminados é dada pela equação (3.3) e é uma função da ordem do harmônico n_{ne} , do índice m_i e do conjunto M ângulos de comutação correspondentes à solução das equações (3.8) para o m_i em questão. A frequência em que este aparece no espectro depende da frequência fundamental sintetizada pelo conversor sendo dada por:

$$f_{ne} = n_{ne} \cdot f_1 \quad (3.16)$$

As figuras 3.3 a 3.6 apresentam a dependência dos 8 primeiros harmônicos não eliminados com a variação do índice de modulação, para M entre 3 e 13. Normalmente a amplitude relativa dos primeiros harmônicos não eliminados é maior que a dos de mais alta ordem podendo atingir valores superiores a 1pu nas regiões de baixo índice de modulação. Independentemente disto, estes são os de maior impacto sobre a forma de onda por se encontrarem mais perto da região fundamental do espectro de frequências. Por esse motivo estes muitas vezes recebem a denominação de *harmônicos dominantes*. Este termo é também empregado aqui para se referir aos primeiros harmônicos não eliminados pelo processo de modulação. Em geral, os valores da amplitude dos harmônicos dominantes diminuem à medida que sua ordem aumenta e à medida que se aumenta o número de pulsos M . Nas figuras se observa ainda que as curvas se anulam em vários pontos da faixa de valores de m_i . Isso acontece com todos os harmônicos não eliminados e para todos os valores de M . Este é um fato explorado na literatura uma vez que se obtém a eliminação de um ou mais harmônicos sem o correspondente aumento do número de pulsos M que afeta diretamente a frequência de comutação do conversor. Nesse caso, em situações específicas, se pode tirar partido dessa característica a partir de uma escolha criteriosa do ponto de operação do sistema.

3.2.3 Utilização do barramento c.c..

Uma característica importante da eliminação seletiva de harmônicos diz respeito à máxima tensão sintetizável pelo conversor a partir de um valor E da tensão do barramento c.c.. Essa característica distingue o modulador quanto a sua capacidade de aproveitamento deste barramento. A Figura 3.14 ilustra o relacionamento entre o valor máximo do índice de modulação m_i , equação (3.7), e o número de pulsos M , obtido com as soluções do sistema de equações (3.8), para M ímpar de 3 a 25 e M par de 4 a 12. A figura explicita o fato de que o aumento do número de harmônicos eliminados acarreta uma redução no valor da máxima tensão sintetizável. Contudo, a Figura 3.14 mostra que essa redução ocorre de forma arbitrária com este parâmetro. Separando-se essas grandezas em um grupo associado a valores ímpares e outro a valores pares de M como na Figura 3.15, verifica-se para o primeiro caso um comportamento bastante estável da relação sendo esta praticamente constante, com tendência a leve queda com o aumento de M . O que se observa aqui é que para $M > 21$, que implica em frequências de modulação superiores a 2,5kHz, o máximo índice m_i tende por valores superiores àquele alcançado pela introdução de terceira harmônica nos métodos de modulação de largura de pulsos convencionais, $m_{i\max} = 2/\sqrt{3} \cong 1,1547$.

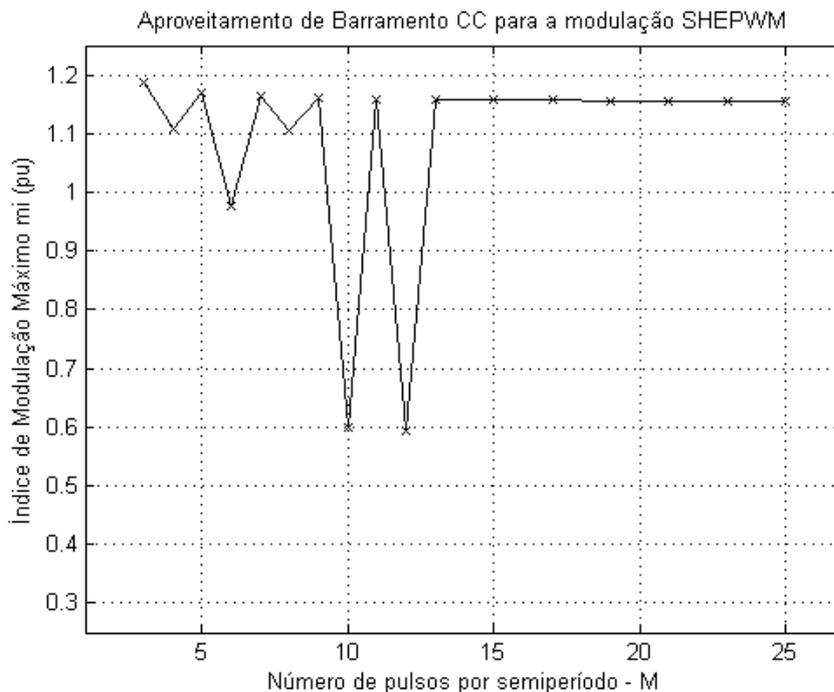
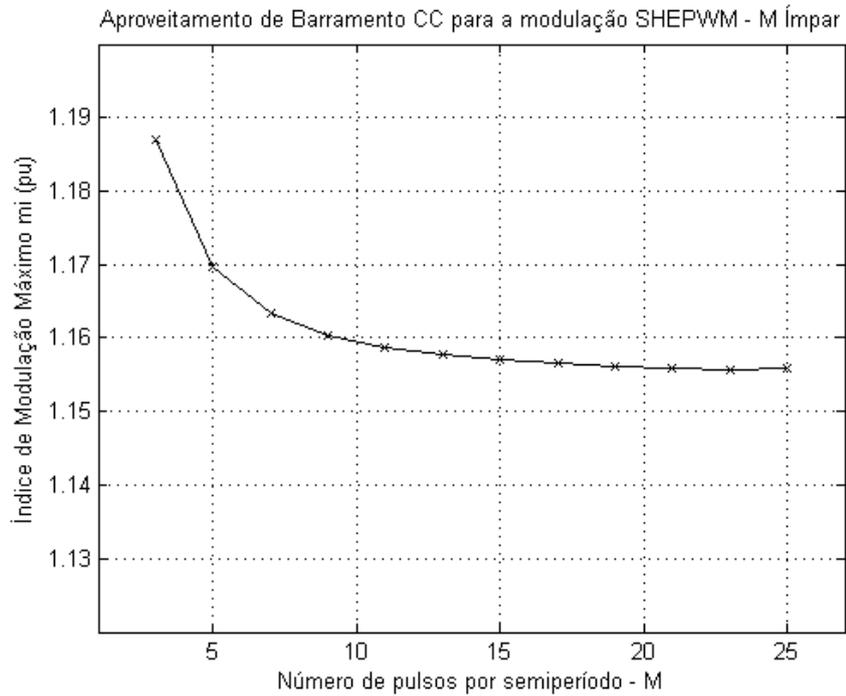
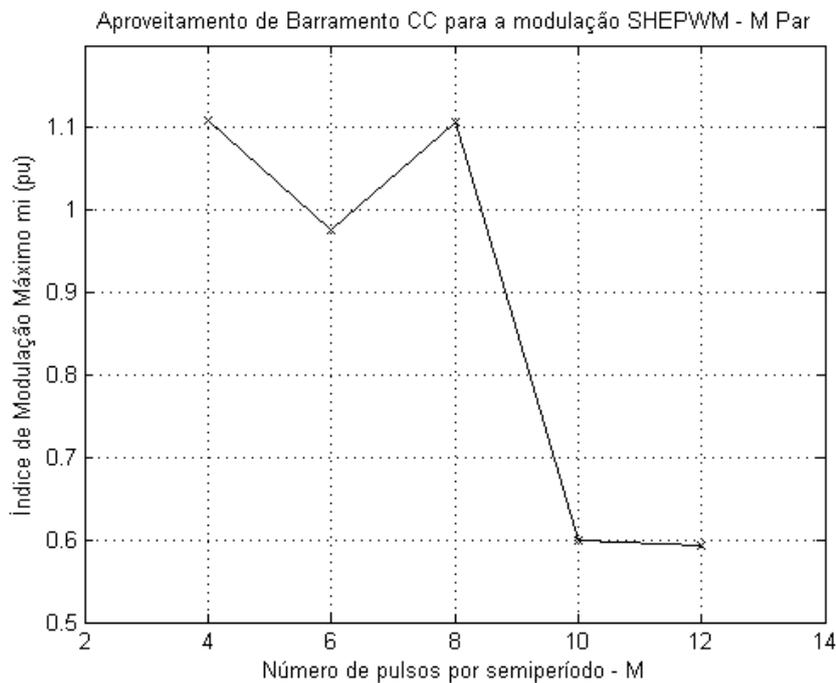


Figura 3.14 Máximo índice de modulação m_i em função do número M de ângulos de comutação por quarto de onda.



(a)



(b)

Figura 3.15 Máximo índice de modulação m_i em função do número M de ângulos de comutação por quarto de onda, a) M ímpar e b) M par.

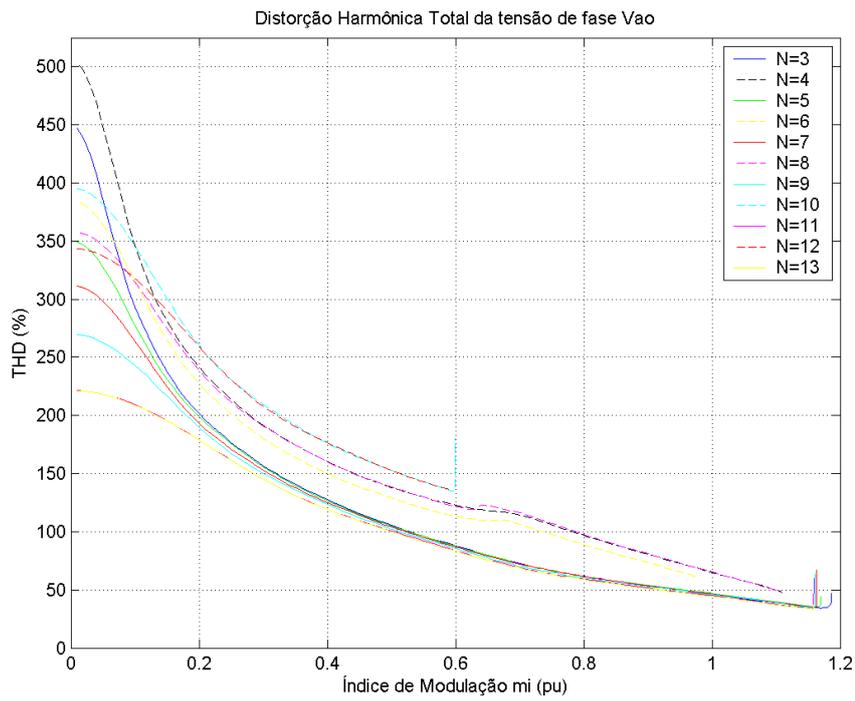
Por outro lado, quando M é par além da presença das referidas variações arbitrárias de $m_{i\max}$ com o número de pulsos os valores para a máxima tensão sintetizável pelo conversor são inferiores aos obtidos com M ímpar. Nesse ponto, no

que diz respeito à capacidade de utilização do barramento c.c., a implementação do modulador com um número ímpar de pulsos por semiciclo da fundamental se mostra mais vantajosa.

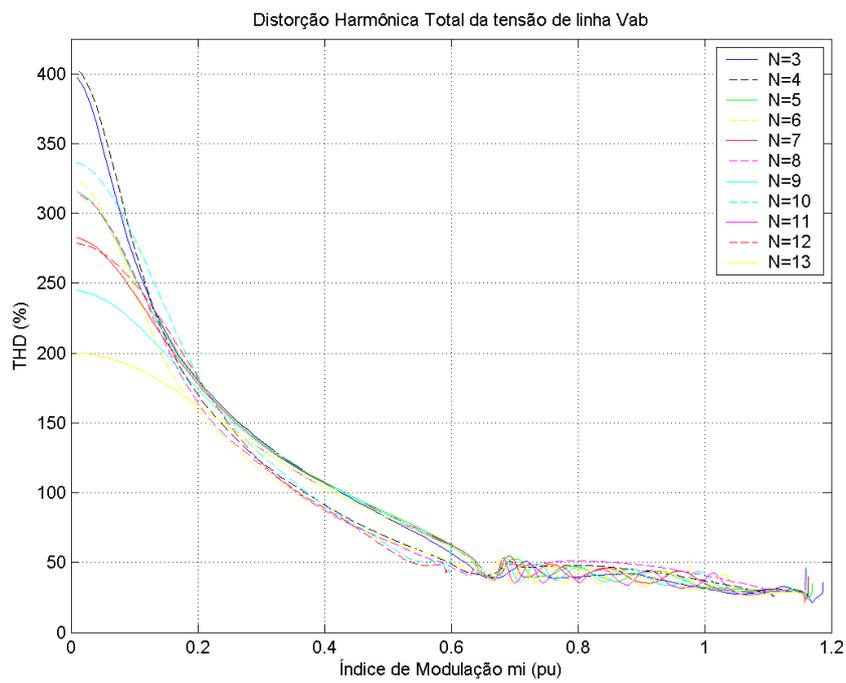
3.2.4 Distorção harmônica total.

Outro aspecto relevante da eliminação seletiva de harmônicos está associado à distorção harmônica da tensão gerada pelo conjunto constituído do modulador e do conversor. A Figura 3.16 representa o comportamento da distorção harmônica total, *THD* percentual, das tensões de fase e de linha em função do índice de modulação. As curvas foram calculadas para os 100 primeiros harmônicos das formas de onda de tensão e para $3 \leq M \leq 13$. Nessa figura se verifica a deterioração da *THD* com a redução do índice m_i como seria esperado. Comparando os gráficos das tensões de fase e de linha observa-se que embora as curvas para a primeira sejam mais suaves as outras apresentam valores inferiores de *THD* devido ao cancelamento dos harmônicos múltiplos de três, fato também esperado. Na figura, verifica-se que a *THD* da tensão de fase para números de pulsos ímpar é em geral menor que a *THD* dessa grandeza para M par. Este efeito também aparece na tensão de linha em boa parte da faixa de variação do índice m_i . Em ambas as curvas se pode constatar o fato de que o aumento de número de pulsos não necessariamente resulta em redução da distorção harmônica total. De forma genérica o que se observa é uma reduzida discrepância entre as todas as curvas de *THD* para M ímpar entre si. O mesmo ocorre para as curvas de *THD* para M par, embora sejam perceptíveis as diferenças de *THD* entre esses dois grupos. Considerando o objetivo de se obter tensões e corrente senoidais, estes fatos reforçam a ideia de que é mais vantajosa a implementação do modulador com um número ímpar de pulsos por semiciclo da fundamental.

Outras figuras associadas à solução do sistema de equação (3.6), com o comportamento dos M ângulos de comutação, para um maior número de pulsos por semiciclo da onda fundamental, $M > 25$, podem ser obtidas. Contudo, em maior ou menor grau essas tendem a seguir todo o comportamento descrito anteriormente.



(a)



(b)

Figura 3.16 Distorção harmônica total, a) tensão de fase e b) tensão de linha.

3.2.5 Operação do modulador.

Semelhantemente a outros métodos de modulação o modulador SHEPWM pode operar em duas condições distintas de frequência fundamental que são as condições de frequência fixa e variável. Cada uma dessas resulta em uma abordagem diferente de implementação.

A. Operação à frequência fixa.

A operação a frequência fixa está associada às aplicações que se encontram ligadas diretamente à rede de energia elétrica ou indiretamente, através de transformadores, tais como retificadores, geradores estáticos de reativos e similares. Uma característica comum a todas essas aplicações é que a rede se apresenta como um barramento de potência infinita que impõe tensões e frequências aos terminais do sistema. Como consequência se verifica neste caso a necessidade de:

- Uso de esquemas que permitam o sincronismo entre a rede e o sistema para garantir um adequado controle do fluxo de potência.

- Adição de um elemento indutivo entre a rede e o sistema por se tratarem ambas de fontes de tensão e por ser normalmente muito baixa a impedância da rede (ou transformador de conexão).

As aplicações que operam a frequência fixa normalmente empregam algum tipo de filtro de entrada/saída para atenuar o conteúdo harmônico produzido pelos conversores de potência. A eliminação seletiva de harmônicos faz com que apenas os harmônicos de ordem mais elevada sejam gerados. Como consequência a frequência de corte dos filtros pode ser mais alta que a utilizada para eliminar os harmônicos de baixa ordem. Isso acarreta uma apreciável redução nos valores e no tamanho dos elementos dos filtros além de melhorar o desempenho do sistema como será discutido nesta seção.

Uma vez escolhido o conjunto de padrões de pulsos, ou seja, escolhido o valor de M a ser empregado no comando do conversor o perfil dos harmônicos da onda de tensão gerada é bem definido como mostram as figuras 3.17 a 3. 20. Isso auxilia no processo de obtenção de tensões e correntes senoidais por meio de métodos passivos de filtragem como os filtros senoidais, pois além de permitir explorar melhor a característica de atenuação do filtro reduz o risco de excitação de sua ressonância.

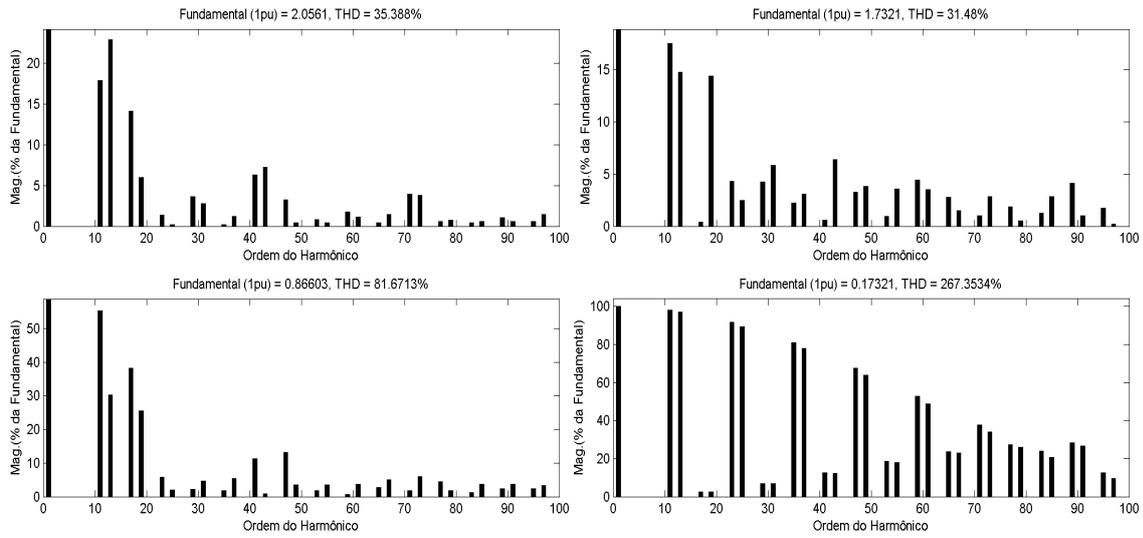


Figura 3.17 Espectro de frequência da tensão de linha U_{ab} para o modulador SHEPWM $M = 3$.
a) $m_i = 1,1871$, b) $m_i = 1,0$, c) $m_i = 0,5$, d) $m_i = 0,1$.

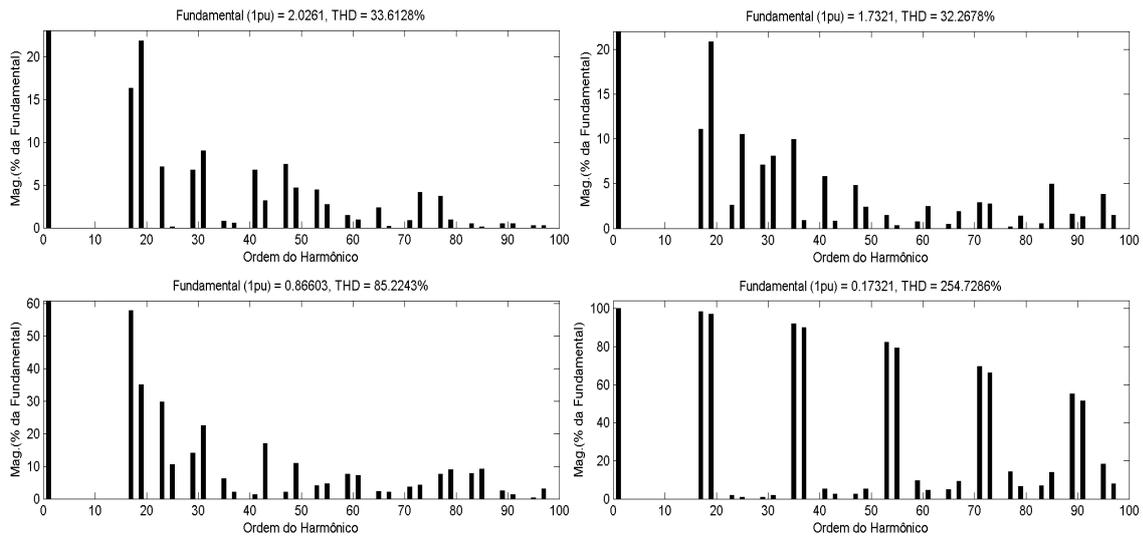


Figura 3.18 Espectro de frequência da tensão de linha U_{ab} para o modulador SHEPWM $M = 5$.
a) $m_i = 1,1698$, b) $m_i = 1,0$, c) $m_i = 0,5$, d) $m_i = 0,1$.

A Tabela 3.1 e a Figura 3.21 apresentam algumas das grandezas envolvidas na operação do modulador SHEPWM com frequência fixa em função do número de pulsos por semiciclo. Entre elas estão a frequência de comutação dos dispositivos semicondutores do conversor f_c , e a frequência resultante do processo de modulação f_{sw} , que são definidas pelas equações (3.17) e (3.18) respectivamente.

$$f_c = M \cdot f_1 \tag{3.17}$$

$$f_{sw} = 2 \cdot f_c \tag{3.18}$$

Tabela 3.1 Avaliação da operação do modulador SHEPWM a frequência fixa.

M	f_c (Hz)	f_{sw} (Hz)	n_{ne1}	f_{ne1} (Hz)	n_{ne2}	f_{ne2} (Hz)
3	180	360	11	660	13	780
5	300	600	17	1.020	19	1.140
7	420	840	23	1.380	25	1.500
9	540	1080	29	1.740	31	1.860

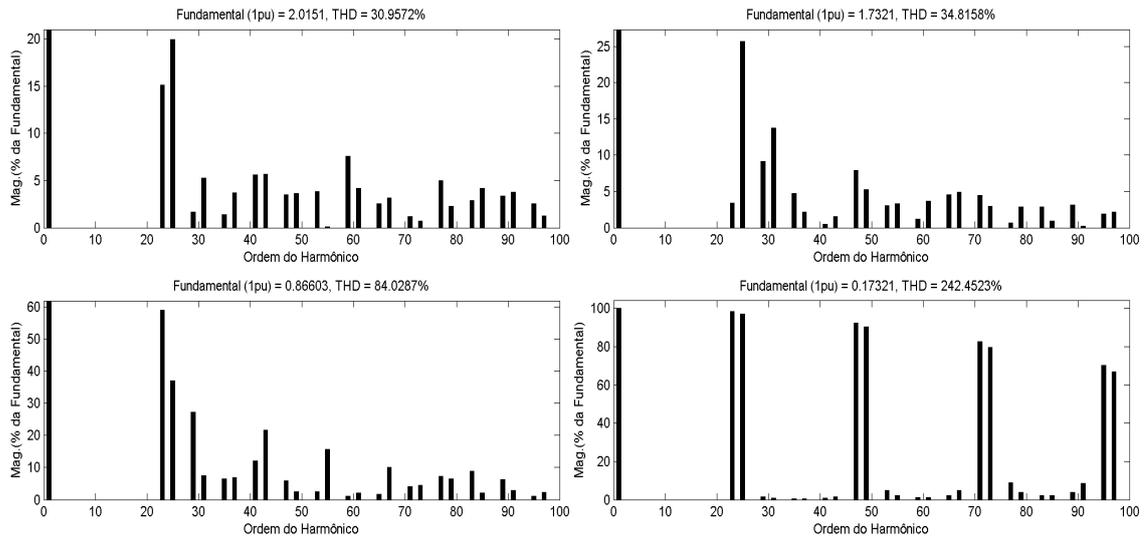


Figura 3.19 Espectro de frequência da tensão de linha U_{ab} para o modulador SHEPWM $M = 7$. a) $m_i = 1,634$, b) $m_i = 1,0$, c) $m_i = 0,5$, d) $m_i = 0,1$.

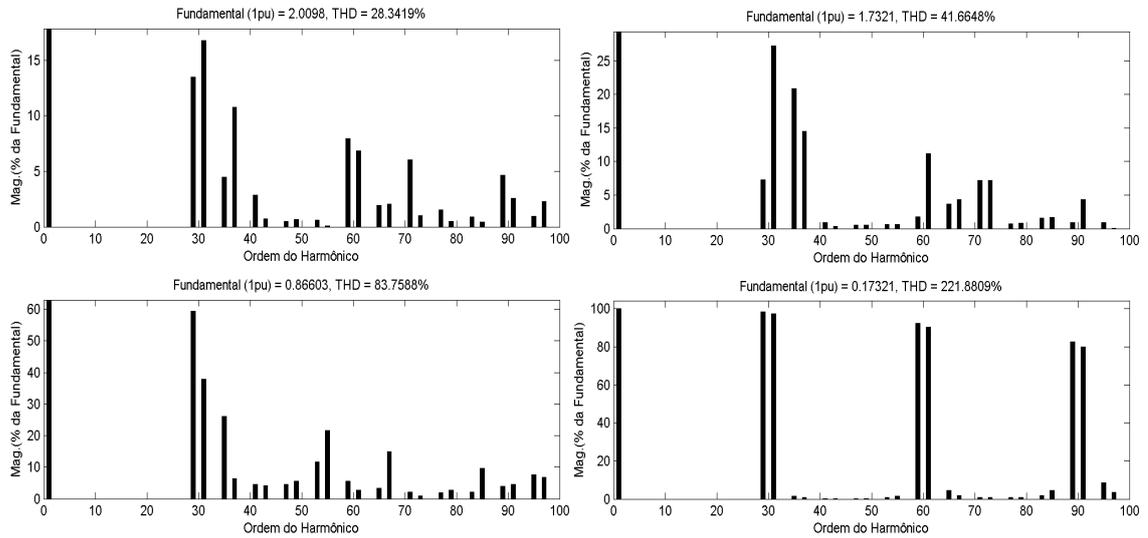
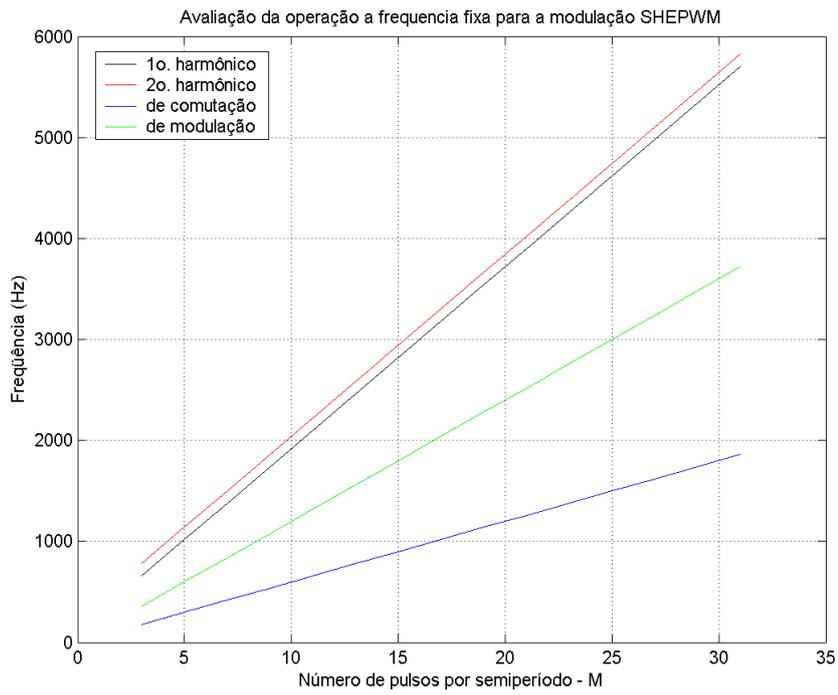
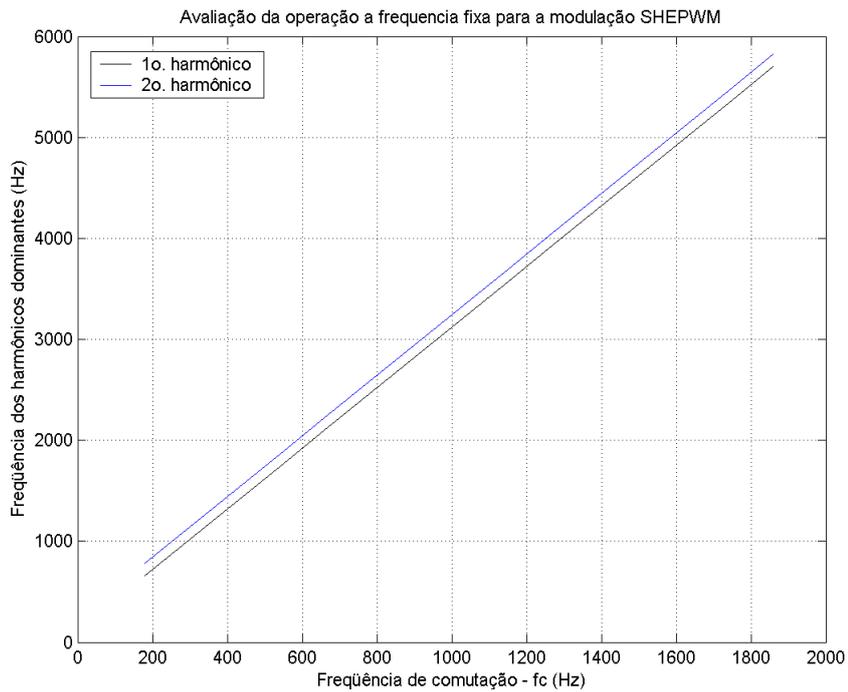


Figura 3.20 Espectro de frequência da tensão de linha U_{ab} para o modulador SHEPWM $M = 9$. a) $m_i = 1,1604$, b) $m_i = 1,0$, c) $m_i = 0,5$, d) $m_i = 0,1$.



(a)



(b)

Figura 3.21 Avaliação da operação do modulador SHEPWM a frequência fixa.

Além das frequências f_c , e f_{sw} a Figura 3.21 traz também as frequências dos harmônicos dominantes para o primeiro e o segundo harmônicos não eliminados, respectivamente, f_{ne1} e f_{ne2} . Observa-se então que a relação entre as frequências f_c e f_{sw} e o número de pulsos M é linear. De forma semelhante, o comportamento da frequência dos harmônicos dominantes em função de M é linear e como consequência a evolução de f_{ne1} e f_{ne2} com f_c na Figura 3.21b é também razoavelmente linear. Isso mostra que quando o número de pulsos M cresce a faixa de frequências do espectro livre de harmônicos obtida com o modulador aumenta proporcionalmente, como visto na Tabela 3.1, e que um aumento em f_c leva a uma consequente simplificação do processo de redução de harmônicos do sistema por métodos passivos como os filtros senoidais. Ou seja, considerando-se, por exemplo, uma topologia de filtro de segunda ordem tipo LC a elevação de f_c equivalente a uma oitava permite aumentar na mesma taxa a frequência de corte do filtro. Isso produz uma redução para a metade nos valores dos elementos reativos do filtro que em última análise resulta em redução de peso e custo final.

B. Operação à frequência variável.

Na operação à frequência variável além da geração de formas de ondas de alta qualidade, grandezas senoidais é necessário fornecer à carga tensões e frequências variáveis. A operação a frequência variável está associada a aplicações como os acionamentos elétricos de motores, fontes ininterruptas de energia, etc., as quais se encontram ligadas direta ou indiretamente a uma carga passiva. Neste caso é o conversor que se comporta como o barramento de potência infinita. Como vantagem verifica-se a eliminação da necessidade de esquemas de sincronismo, pois é o conversor que impõe tensões e frequências à carga. Além disso, a impedância da carga em comparação com a impedância de saída do conversor é normalmente alta e isso também facilita o processo de obtenção de tensões e correntes senoidais, porque permite empregar uma configuração de filtro mais simples e leve. A eliminação seletiva de harmônicos permite obter-se o controle simultâneo da tensão e frequência, a V/f constante ou não, além de promover uma grande redução nos harmônicos de conjugado dos motores elétricos, [86]. Apesar disso, a partir da seleção de um dado conjunto de padrões de pulsos, pela escolha de M , embora a ordem dos harmônicos não eliminados seja fixa e bem definida a frequência destes harmônicos depende da frequência fundamental sintetizada pelo conversor como mostra a equação (3.16). Observa-se

então que reduções na frequência fundamental trazem para próximo da região de frequência base as componentes harmônicas não eliminadas pelo modulador e isso introduz uma complicação adicional à obtenção de tensões e correntes senoidais em conversores de alta potência por meio de filtros passivos. Analogamente quando a frequência da onda sintetizada aumenta a relação entre a frequência do modulador f_{sw} e a frequência fundamental f_1 deve ser reduzida para limitar as perdas de comutação do conversor.

Esse problema pode ser resolvido pela mudança dos conjuntos de padrões de pulsos do modulador à medida que se varia a frequência fundamental sintetizada pelo conversor, [85] e [87]. A dificuldade deste esquema é que para valores reduzidos da frequência fundamental o número de pulsos M é tão grande que torna inviável a obtenção das soluções do sistema de equações não lineares e transcendentais para o modulador. Este também gera um problema de armazenamento das informações devido a uma grande quantidade de dados necessárias à sua implementação em tempo real. Uma solução adotada neste caso consiste em limitar a mínima frequência sintetizável pelo conversor e com isso o número máximo de pulsos. Outra solução baseia-se na utilização de um esquema de modulação híbrido constituído de um método de modulação com portadora para baixos valores de frequência fundamental e eliminação seletiva de harmônicos em frequências mais altas, [88]. Este esquema é ainda hoje bastante utilizado em conversores de alta potência, como mostra a Tabela 2.2 do capítulo anterior. Porém algumas características deste esquema produzem um desempenho inferior ao obtido com esquemas de mudança do conjunto de padrões de pulsos do modulador utilizando apenas a eliminação seletiva de harmônicos, como é tratado aqui. Para isso será retomado o caso do modulador PD-PWM discutido no capítulo 2 como exemplo de moduladores com portadora. Admitindo-se para este uma frequência de portadora f_{swPD} , a frequência f_{cPD} de comutação das chaves do conversor NPC de três níveis aos moldes do modulador SHEPWM pode ser também dada pela equação (3.18). Sabe-se que a frequência f_{DPD} do harmônico dominante (de mais baixa ordem) para o modulador PD-PWM é inferior a sua frequência de portadora de modo que:

$$f_{DPD} < f_{swPD} \quad (3.19)$$

ou

$$f_{DPD} < 2 \cdot f_{cPD} \quad (3.20)$$

Então a relação entre as frequências do harmônico dominante e de comutação é sempre:

$$f_{DPD} / f_{cPD} < 2 \quad (3.21)$$

Pelas equações (3.14) a (3.18) a mesma relação para o modulador SHEPWM é tal que:

$$f_{DSHE} / f_{cSHE} > 3 \quad \forall M \in \mathbb{N} \quad (3.22)$$

onde f_{DSHE} e f_{cSHE} são as frequências do harmônico dominante e de comutação para o modulador SHEPWM.

Este raciocínio conduz às seguintes conclusões:

- Admitindo-se o mesmo valor de frequência de comutação para os dois métodos de modulação a frequência do harmônico dominante obtida com o modulador SHEPWM é pelo menos 50% maior que a obtida com o modulador PD-PWM, o que se traduz em uma maior faixa de frequências livre de harmônicos para o primeiro.

- Admitindo-se o mesmo valor de frequência do harmônico dominante para os dois métodos de modulação a frequência de comutação obtida com o modulador SHEPWM é pelo menos 50% menor que a obtida com o modulador PD-PWM, o que se traduz em uma maior eficiência do conversor.

Além disso, uma inconveniência dos moduladores híbridos é que estes produzem grandes valores transitórios de correntes, e de conjugado em motores elétricos na passagem entre os dois métodos de modulação. Isso exige um superdimensionamento das chaves do conversor além de afetar a qualidade do conjugado de saída do motor e o desempenho geral do acionamento elétrico [87], [89] e [90]. Ao mesmo tempo outro ponto negativo encontrado no emprego do modulador PD-PWM é que, pelos critérios de projeto que serão discutidos no próximo capítulo, sua frequência de portadora de um modo geral coincide ou se aproxima da frequência de ressonância do filtro senoidal. Com isso o primeiro conjunto de harmônicos produzidos pelo modulador irá fatalmente levar o filtro a entrar em ressonância. Estes problemas mais uma vez balizam a preferência pela utilização do modulador SHEPWM em detrimento dos métodos de modulação com portadora em aplicações com baixa frequência de comutação mesmo para a faixa de valores reduzidos de frequência fundamental.

De volta à discussão anterior a questão da mudança de conjuntos de padrões de pulsos consiste em escolher a faixa de frequência para utilização de cada conjunto, as frequências de transição entre estas, o número de pulsos M de cada faixa e o número de

faixas ou de conjuntos desses padrões. Existem algumas alternativas de implementação de moduladores com mudança do conjunto de padrões de pulsos [87]-[90].

Para o problema de se obter tensões e correntes senoidais em conversores de alta potência que devem operar com a frequência de modulação reduzida, a primeira proposta, adotada em [88], consiste em limitar a frequência máxima de comutação de modo que uma mudança de padrão de pulsos deve ocorrer toda vez que se exceder a essa frequência. Nessa linha, a Figura 3.22 é obtida para uma a frequência de comutação máxima igual a 300Hz e uma variação na frequência fundamental na razão de 20:1, ou seja, para uma faixa de frequências entre 5 e 100%, 3 a 60 Hz por exemplo. A figura apresenta a sucessão dos conjuntos de padrões de pulsos M , da frequência de transição entre eles, e o relacionamento entre as frequências de comutação e do harmônico dominante como função da frequência fundamental. Neste caso, verifica-se que o esquema limita com sucesso a frequência de comutação a ser imposta ao conversor, cujo valor médio entre 3 e 60Hz é 257,99Hz. O número de pulsos varia entre 5 e 99. A frequência do harmônico dominante é sempre superior a 660Hz e o maior número de transições se concentra na porção mais baixa da faixa de frequência fundamental. Porém um ponto fraco desse esquema é que o número de conjuntos de padrões de pulsos é elevado, $N_{pr} = 49$. Isso implica em uma grande quantidade de informações para ser armazenada na implementação do modulador. Restringindo-se a variação da frequência fundamental à razão 10:1 (10 a 100% ou 6 a 60Hz) o número de conjuntos de padrões de pulsos sofre uma drástica redução, $N_{pr} = 24$ como mostra a Tabela 3.2. Outro aspecto negativo nesse esquema é que a frequência do harmônico dominante não é limitada. Na Figura 3.23 a máxima frequência de comutação é 420Hz e se podem obter conclusões semelhantes que são sumarizadas também na Tabela 3.2. Considerando-se o uso de filtros passivos para a obtenção de tensões e correntes senoidais na saída do conversor e a necessidade de se evitar a excitação de sua ressonância, outro esquema interessante consiste em limitar a frequência mínima do harmônico dominante gerado pelo modulador, [87]. Para isso, uma mudança de padrão de pulsos deve ocorrer toda vez que se ultrapassar esse limite. O comportamento desse esquema é mostrado na Figura 3.24 com um limite de 660Hz para a frequência mínima do harmônico dominante. Na figura verifica-se que o esquema provê a limitação da frequência do harmônico dominante. Isso gera uma faixa de frequência livre de harmônicos, adequada ao projeto do filtro senoidal, semelhante àquela que se obtém

para a operação a frequência fixa. O número de pulsos varia entre 5 e 73 e a frequência de comutação, sempre inferior a 300Hz, possui um valor médio de 228,98Hz entre 3 e 60Hz. Também aqui um maior número de transições se concentra na porção inicial da faixa de frequência fundamental. Contudo, obtém-se um número menor de conjuntos de padrões de pulsos que aqueles do esquema de variação de padrões de pulsos com limitação da frequência de comutação, ou seja, $N_{pr} = 36$ para razão 20:1 e, $N_{pr} = 18$ para razão 10:1. Quando a frequência máxima de comutação é 420Hz se podem obter conclusões semelhantes que são apresentadas na Tabela 3.3. É importante destacar que os valores do número N_{pr} de conjuntos de padrões de pulsos da Tabela 3.2 e da Tabela 3.3 mostram que o modulador projetado para trabalhar com a razão de frequências igual a 20:1 exige pelo menos o dobro de padrões de pulsos que outro com a razão de 10:1. Isso acontece com os dois esquemas de variação de padrões de pulsos apresentados.

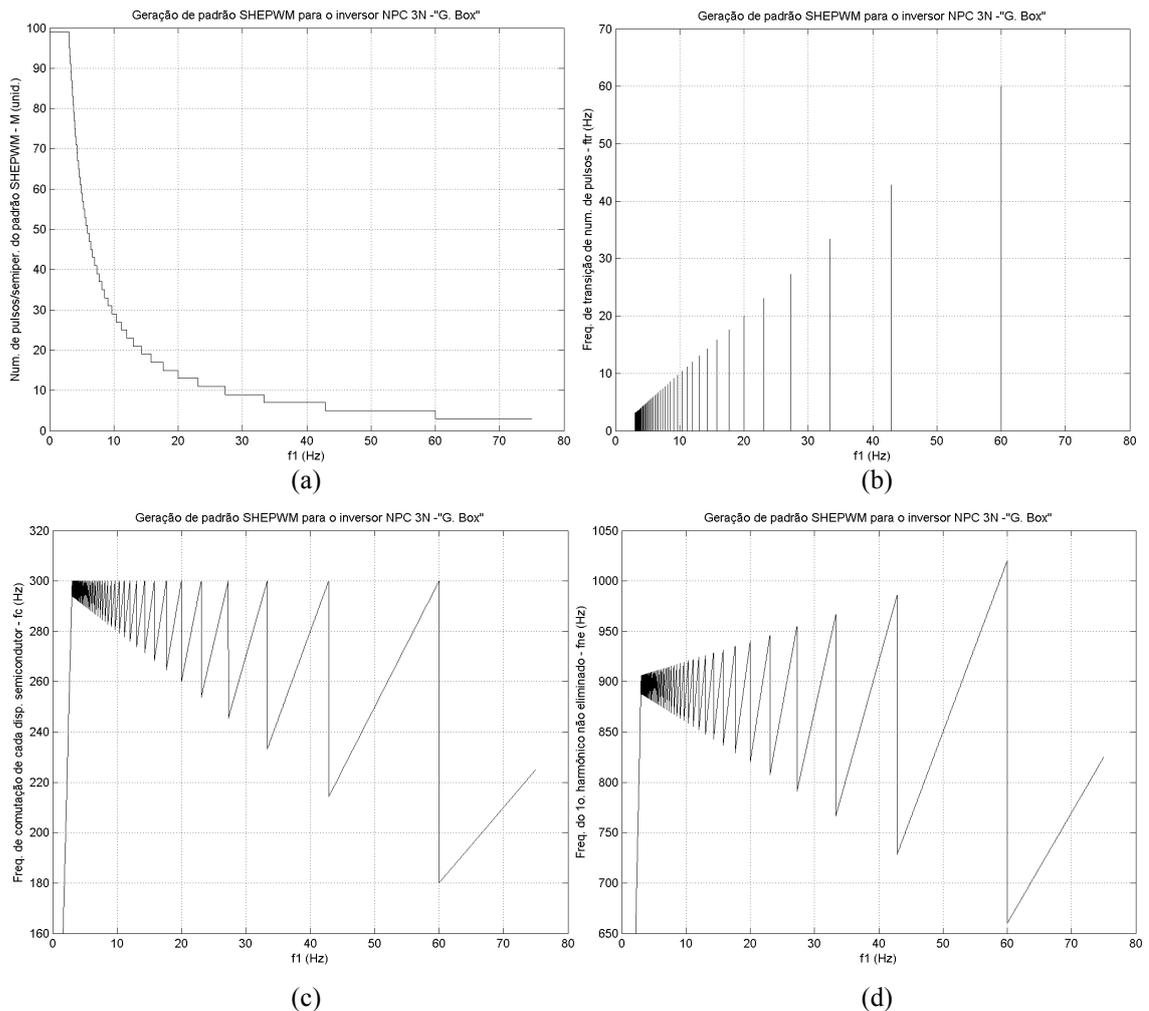


Figura 3.22 Esquema de variação de padrões de pulsos pela restrição da frequência de comutação para $f_{cmax} = 300\text{Hz}$, a) número de pulsos M , b) frequência de transição f_t , c) frequência de comutação f_c e d) frequência do harmônico dominante f_{ne} .

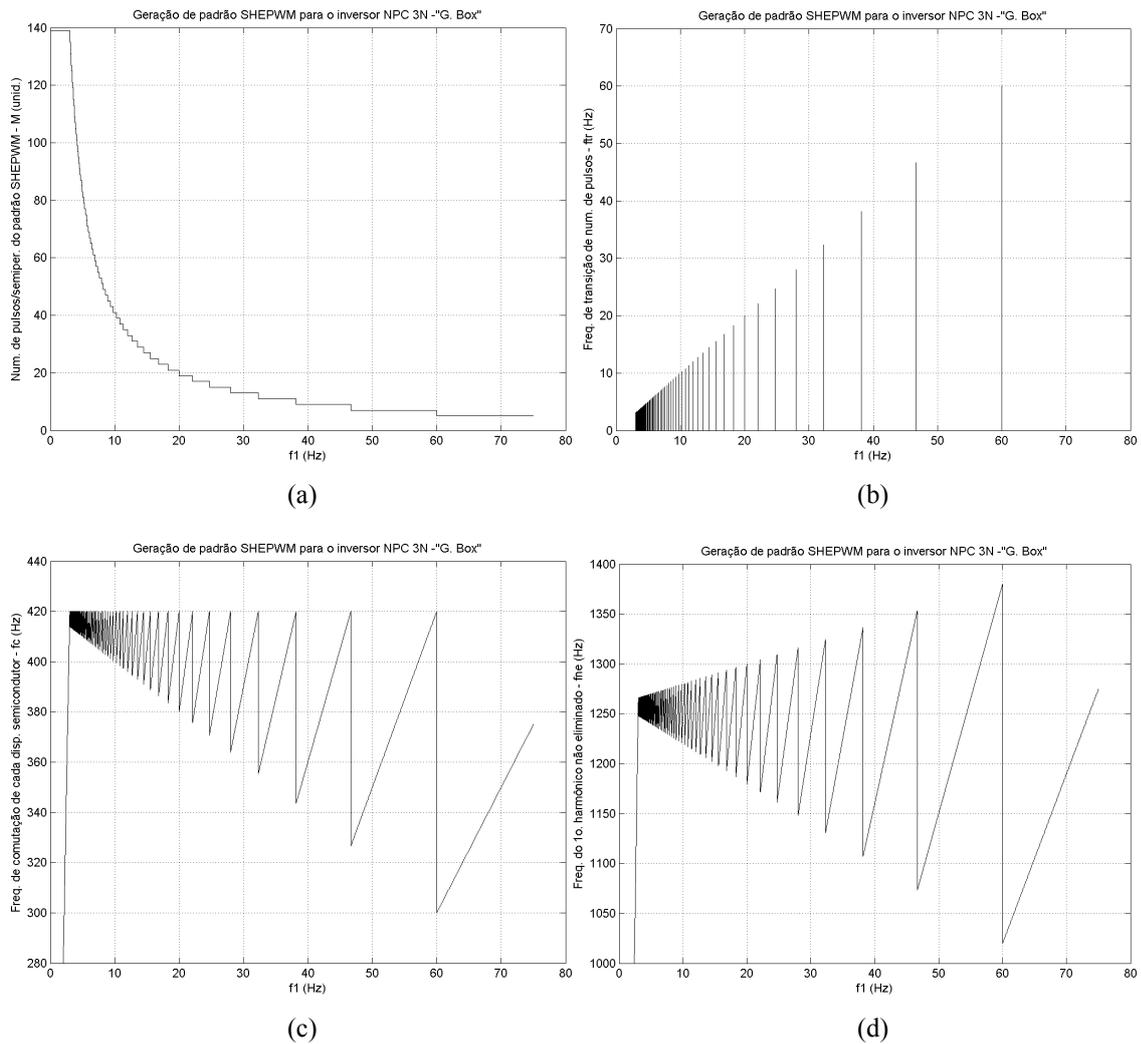


Figura 3.23 Esquema de variação de padrões de pulsos pela restrição da frequência de comutação para $f_{cmax} = 420\text{Hz}$, a) número de pulsos M , b) frequência de transição f_{tr} c) frequência de comutação f_c e d) frequência do harmônico dominante f_{ne} .

Tabela 3.2 Variação de padrões de pulsos pela restrição da frequência de comutação.

f_{cmax} (Hz)	300	420
f_{cmed} (20:1) (Hz)	257,98	380,22
f_{cmed} (10:1) (Hz)	256,36	378,69
f_{nemin} (Hz)	660	1020
M_f	3	5
$\Delta M(20:1)$	5-99	7-139
N_{pr} (20:1)	49	68
$\Delta M(10:1)$	5-49	7-69
N_{pr} (10:1)	24	33

Pelo exposto acima se pode afirmar que é desejável que se proceda a limitação de ambas as frequências, a máxima de comutação e a mínima do harmônico dominante. Isso é conseguido de forma aproximada pelo esquema proposto em [90] que permite

ainda obter, em muitos casos, uma grande redução no número de conjuntos de padrões de pulsos empregados para percorrer a faixa de variação de frequência desejada.

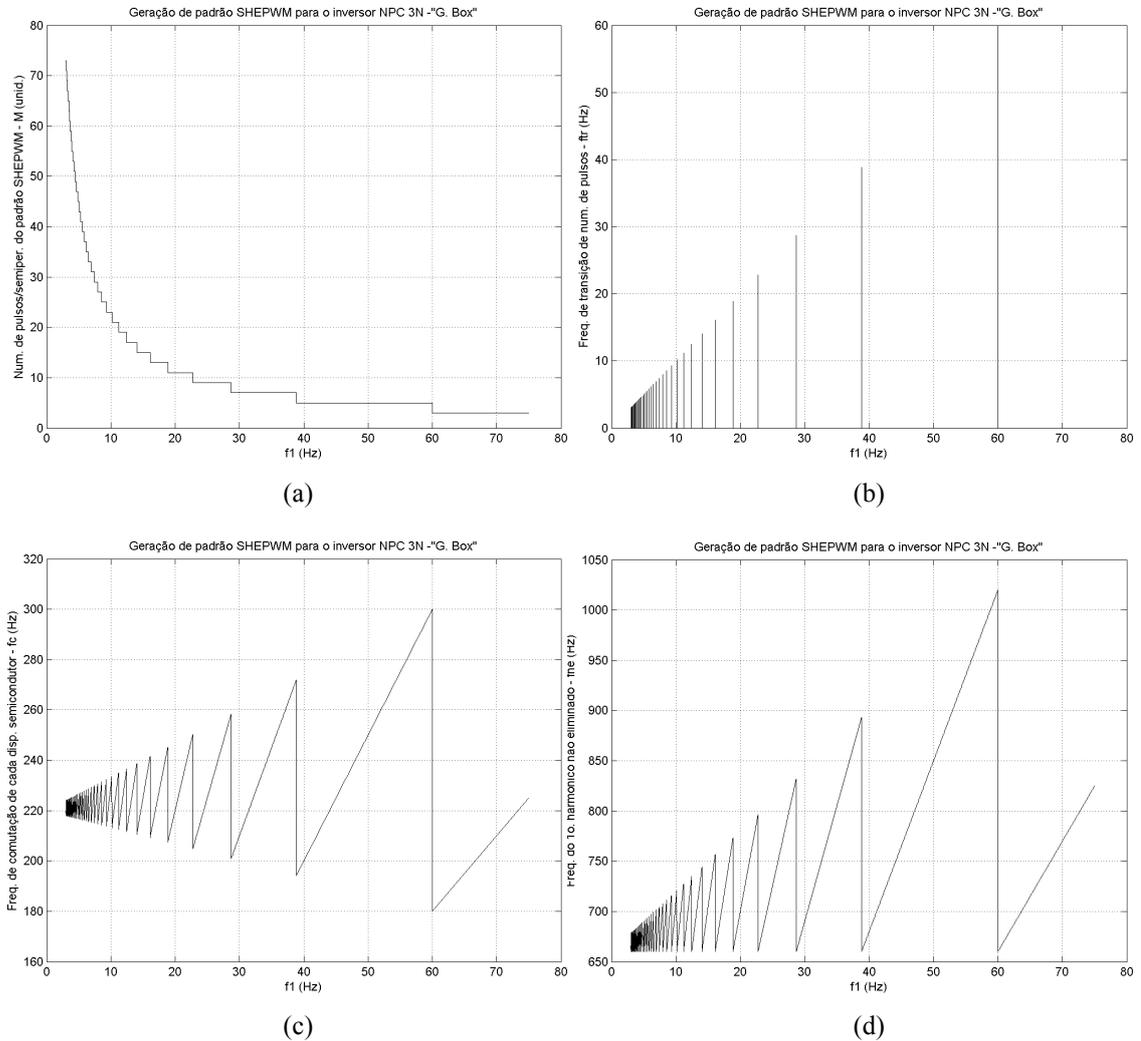


Figura 3.24 Esquema de variação de padrões de pulsos pela restrição da frequência do harmônico dominante para $f_{nemin} = 660\text{Hz}$, a) número de pulsos M , b) frequência de transição f_r c) frequência de comutação f_c e d) frequência do harmônico dominante f_{ne} .

Tabela 3.3 Variação de padrões de pulsos pela restrição da frequência do harmônico dominante.

f_{nemin} (Hz)	660	1020
f_{cmed} (20:1) (Hz)	228,98	350,67
f_{cmed} (10:1) (Hz)	229,31	351,07
f_{cmax} (Hz)	300	420
M_f	3	5
$\Delta M(20:1)$	5-73	7-113
N_{pr} (20:1)	36	55
$\Delta M(10:1)$	5-37	7-57
N_{pr} (10:1)	18	27

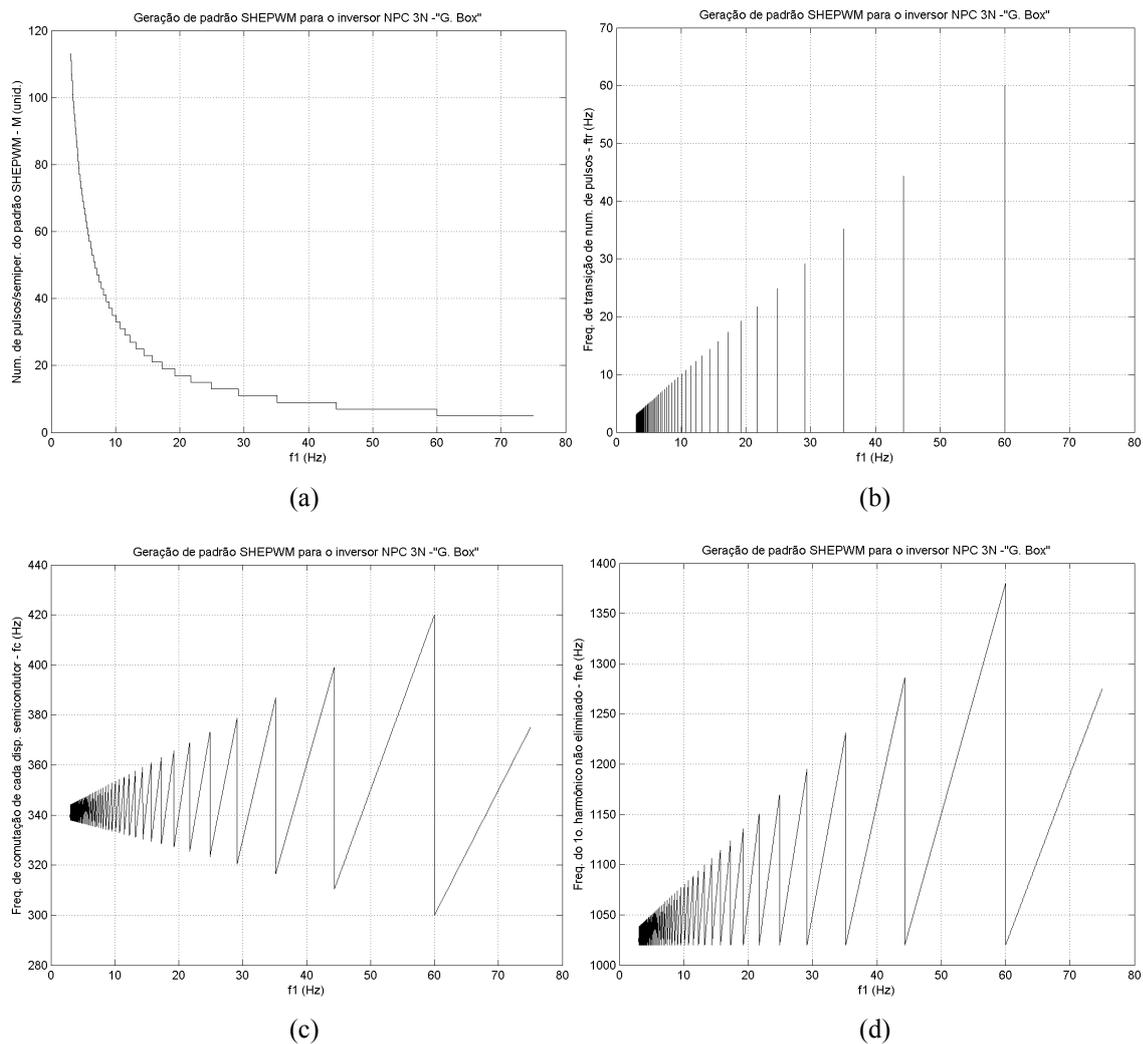


Figura 3.25 Esquema de variação de padrões de pulsos pela restrição da frequência do harmônico dominante para $f_{nemin} = 1020\text{Hz}$, a) Número de pulsos M , b) frequência de transição f_{tr} , c) frequência de comutação f_c e d) frequência do harmônico dominante f_{ne} .

O esquema foi proposto para inversores de dois níveis, mas é aqui empregado para obtenção de ondas de tensão de três níveis. Resumidamente este pressupõe impor os limites inferior f_i e superior f_u à frequência do harmônico dominante e assim obter um comportamento de frequência de comutação aproximadamente limitado entre os valores máximo e mínimo. Para isso o esquema traz um critério para a escolha do número de pulso M que restringe a frequência do harmônico dominante à faixa entre f_i e f_u inexistente nos esquemas anteriores. A Figura 3.26 apresenta o esquema ideal de variação de padrões de pulsos com os limites inferior e superior para a frequência do harmônico e dela é possível dizer que para cada intervalo k_M um padrão de pulsos M_k se relaciona com f_i e f_u através das expressões:

$$f_l = (3M_k + 2) \cdot f_k \quad (3.23)$$

$$f_u = (3M_k + 2) \cdot f_{k+1} \quad (3.24)$$

$$f_{k+1} = (f_u / f_l) \cdot f_k \quad (3.25)$$

$$\frac{f_u}{f_l} = \left(\frac{f_r}{f_o} \right)^{1/r} \quad (3.26)$$

$$N_{pr} = r + 1 \quad (3.27)$$

onde r é o número de conjuntos de padrões de pulsos entre a frequência fundamental nominal f_r e mínima f_o , (dada pela razão de frequências escolhida para o modulador). f_k e f_{k+1} são os valores das frequências de transição no intervalo k_M , $\{k_M \in \mathbb{N} \mid 0 \leq k_M \leq r\}$.

A Figura 3.27 apresenta a variação de r com a relação f_u/f_l para vários valores da razão f_r/f_o . O número de conjuntos de padrões de pulsos cresce à medida que se restringe a faixa que compreende o harmônico dominante (associada a f_u/f_l) e à medida que se aumenta a razão de frequências f_r/f_o . Uma discussão mais detalhada sobre esse esquema é apresentada em [90].

Uma vez que o número de pulsos M é sempre inteiro positivo e não nulo o esquema acima produz uma limitação pobre para as frequências do harmônico dominante e de comutação como mostra a Figura 3.28. Por isso uma postura conservadora é adotada em [90] que faz com que a frequência do harmônico dominante se encontre razoavelmente acima dos limites inferior e superior f_l e f_u . Isso tende a elevar a frequência de comutação obtida com os dois primeiros esquemas de variação de padrões de pulsos aqui apresentados. Para amenizar este problema propõe-se uma adaptação no esquema anterior onde as frequências f_k e f_{k+1} são recalculadas para um melhor aproveitamento da faixa de frequências entre os limites f_l e f_u e com isso reduzir as frequências de comutação média e máxima obtidas, ainda com valores de r reduzidos. Este será referido como esquema aprimorado de variação conjuntos de padrões de pulsos com os limites inferior e superior da frequência do harmônico dominante.

A Tabela 3.4 traz de forma resumida o comportamento dos dois últimos esquemas de variação de padrões de pulsos em quatro condições diferentes de projeto mantendo constante e igual a 8 o número total de padrões de N_{pr} . A tabela comprova que em muitos casos o esquema proposto supera o esquema da referência [90]. Nas situações

em que isso não ocorre seu desempenho é no mínimo igual ao daquele último. No caso da frequência de comutação o esquema aprimorado produz valores médios entre 2,8 e 7,0% menores que o outro sendo que a redução nos valores máximos desta grandeza pode atingir até 8,5%. Embora estas reduções sejam pequenas quando comparadas aos valores obtidos com o esquema de variação de padrões de pulsos pela restrição da frequência do harmônico dominante do início desta subseção, (52,6% menor para o valor médio e 16,5% para o máximo), o número N_{pr} aqui é cerca de 4 a 7 vezes menor que o empregado neste último. Esse aumento nos valores da frequência de comutação se deve ao fato de que ao diminuir o número de conjuntos de padrões aumenta-se a faixa

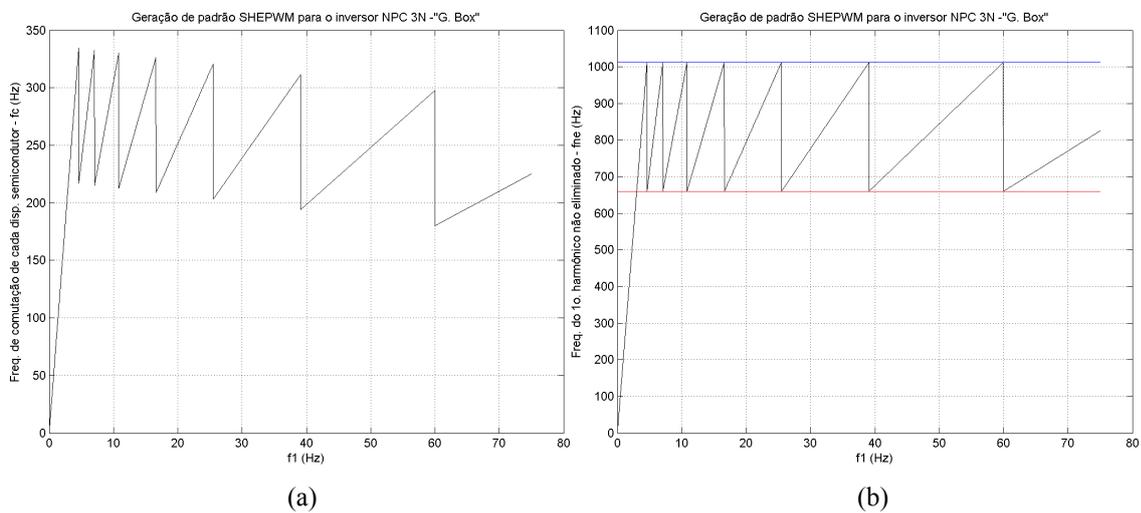


Figura 3.26 Esquema ideal de variação de padrões de pulsos com limites inferior e superior da frequência do harmônico dominante, frequências a) de comutação e b) do harmônico dominante.

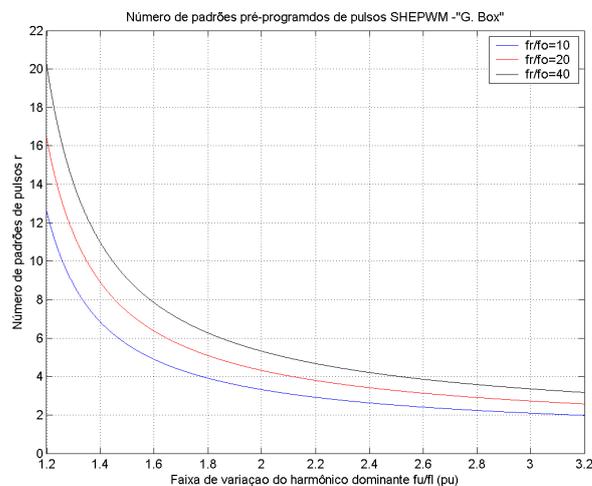


Figura 3.27 Número de conjuntos de padrões x faixa de variação de harmônico dominante f_u/f_1 .

que compreende o harmônico dominante, associada à relação f_u/f_i , e desse modo a frequência de comutação. Nessa linha, à medida que o número de pulsos N_{pr} do esquema aprimorado de variação de padrões de pulsos tende para o valor N_{pr} do esquema com restrição da frequência do harmônico dominante do início da subseção sua frequência média de comutação tende para o valor 228,98Hz obtido com o último. Por outro lado, a Figura 3.30 mostra que pela adição de três conjuntos de padrões de pulsos ao esquema proposto, $N_{pr} = 11$, obtém-se uma frequência média de 233,90Hz, apenas 3,0% maior que aquela, respeitando-se o mesmo valor máximo de frequência de comutação de 300,00Hz. Além disso, consegue-se uma melhor limitação da frequência do harmônico dominante.

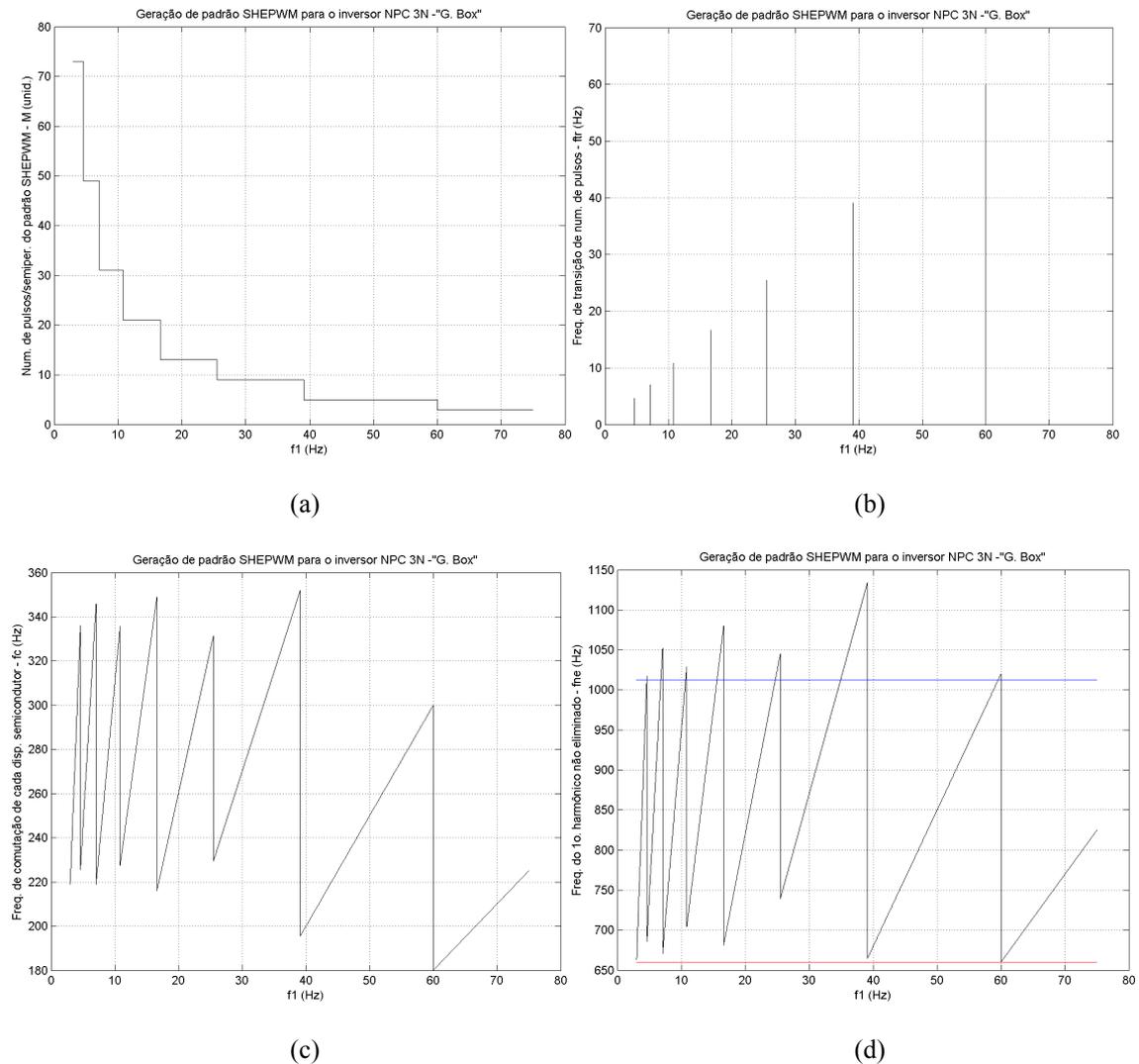


Figura 3.28 Esquema original de variação de padrões de pulsos com limites inferior e superior da frequência do harmônico dominante [90], a) Número de pulsos M , b) frequência de transição f_{tr} , c) frequência de comutação f_c e d) frequência do harmônico dominante f_{ne} .

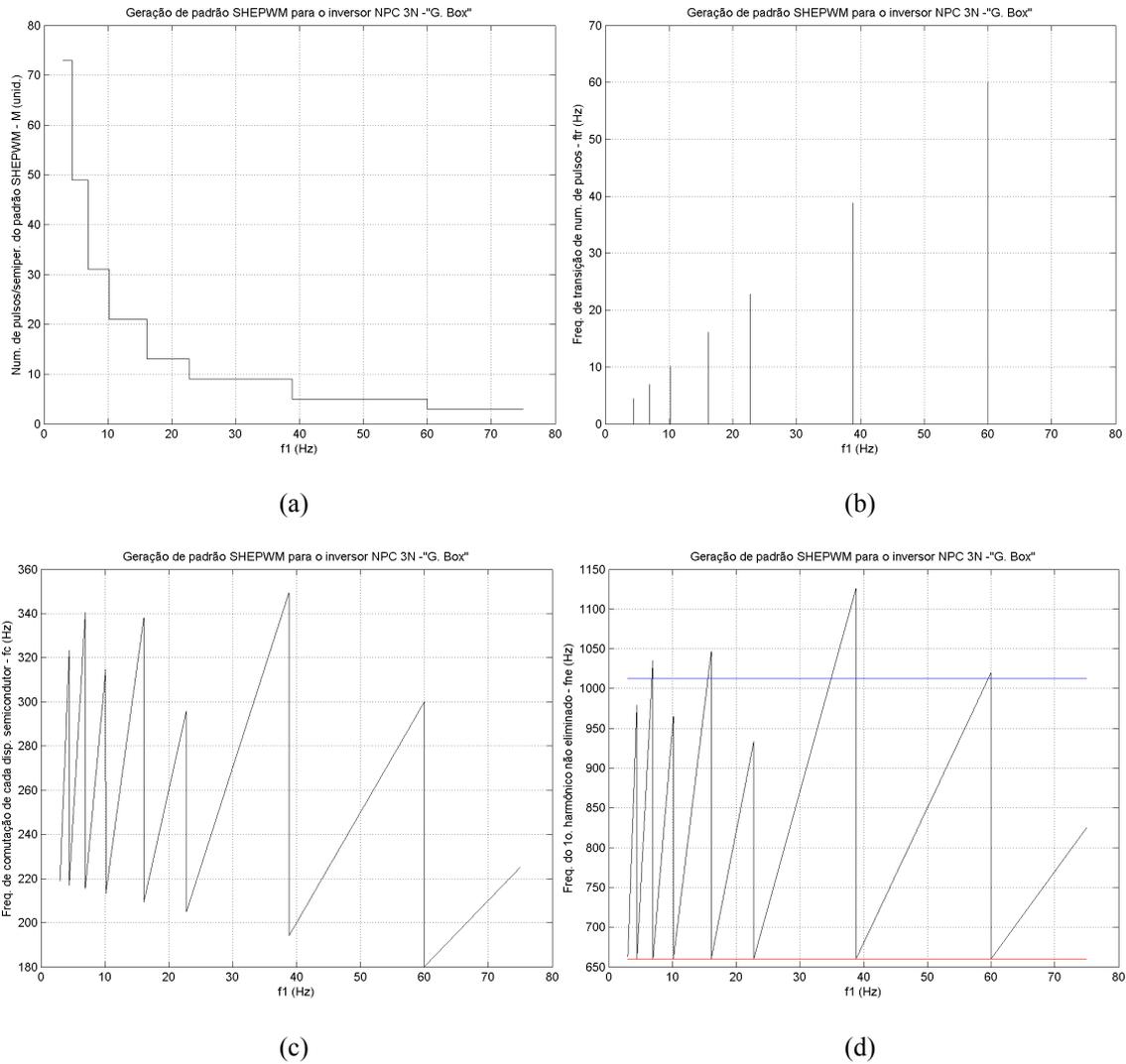


Figura 3.29 Esquema aprimorado de variação de padrões de pulsos com limites inferior e superior da frequência do harmônico dominante, a) Número de pulsos M , b) frequência de transição f_{tr} , c) frequência de comutação f_c e d) frequência do harmônico dominante f_{ne} .

Tabela 3.4 Comparação dos esquemas de variação de padrões de pulsos original e proposto.

f_{li} (Hz)	Esquema original [90]				Esquema proposto			
	660		1020		660		1020	
f_r/f_o (Hz)	20	10	20	10	20	10	20	10
f_{is} (Hz)	1012,5	917,1	1564,8	1417,3	1012,5	917,1	1564,8	1417,3
f_{nemax} (Hz)	1134,0	1087,9	1740,0	1740,0	1125,9	1020,0	1740,0	1740,0
f_{nemin} (Hz)	660,0	660,0	1020,0	1020,0	660,0	660,0	1020,0	1020,0
f_{cmax} (Hz)	352,0	341,9	540,0	540,0	349,4	315,7	540,0	540,0
f_{cmin} (Hz)	180,0	180,0	300,0	300,0	180,0	180,0	300,0	300,0
f_{cmed} (Hz)	256,4	254,7	415,3	404,8	249,4	238,4	402,3	389,7
ΔM	5-73	5-37	9-113	9-57	5-73	5-37	9-113	9-57
M_f	3	3	5	5	3	3	5	5
N_{pr}	8	8	8	8	8	8	8	8

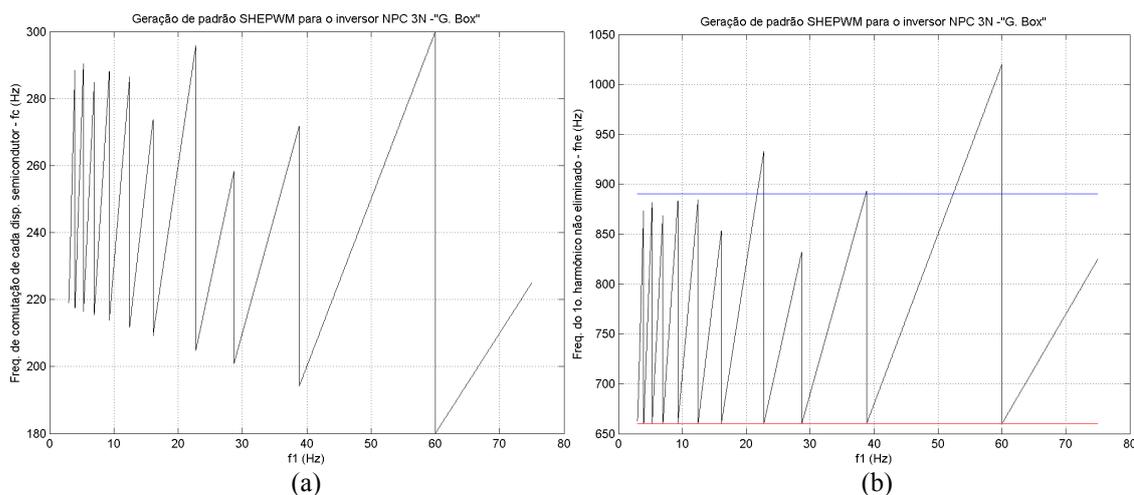


Figura 3.30 Esquema aprimorado de variação de padrões de pulsos com limites inferior e superior da frequência do harmônico dominante com $r = 11$, a) frequência de comutação f_c e b) frequência do harmônico dominante f_{ne} .

Uma última característica da eliminação seletiva de harmônicos apontada por este trabalho é observada quando se sintetizam tensões com baixos valores de índice de modulação ($m_i \leq 0,1$, $\forall M$ ímpar). Para esse caso à medida que o índice m_i diminui aumentam os harmônicos de ordem n , $\{n = 3(M+1)k_s \pm 1 \mid \forall k_s \in \mathbb{N}\}$, cuja amplitude relativa se aproxima de 100%, enquanto todas as outras componentes se anulam como mostra as figuras 3.31 a 3.34. Assim todo conteúdo harmônico fica restrito a pontos específicos do espectro e neste caso aparecem novas faixas livres correspondentes ao afastamento $\Delta n = 3M+1$ entre harmônicos, ou $\Delta f = (3M+1)f_1$ em Hertz. Isto quer dizer que a mesma faixa livre entre as frequências fundamental e do harmônico dominante obtida com a eliminação seletiva de harmônicos com M pulsos por semiciclo da onda de tensão passa a ser repetida k_s vezes ao longo do espectro. Esse fato não é verificado para valores pares de M o que reforça a escolha por um número de padrões de pulsos M ímpar. A filtragem é facilitada nesse caso, pela concentração da potência associada aos harmônicos em poucas componentes que embora de considerável amplitude relativa são deslocadas para regiões de frequência mais elevada no espectro. Isso é confirmado ainda através do comportamento dos oito primeiros harmônicos não eliminados das figuras 3.3 a 3.13. Essa característica da eliminação seletiva de harmônicos é particularmente importante para operação do modulador à frequência variável onde a redução da frequência fundamental é na maioria das vezes acompanhada por uma redução proporcional da amplitude da tensão, a exemplo da operação a V/f constante para motores elétricos. Dessa forma a partir de certos valores de frequência fundamental

um conteúdo harmônico de baixa amplitude absoluta é produzido. Essa característica do modulador reduz a necessidade de se garantir uma faixa livre de harmônicos em

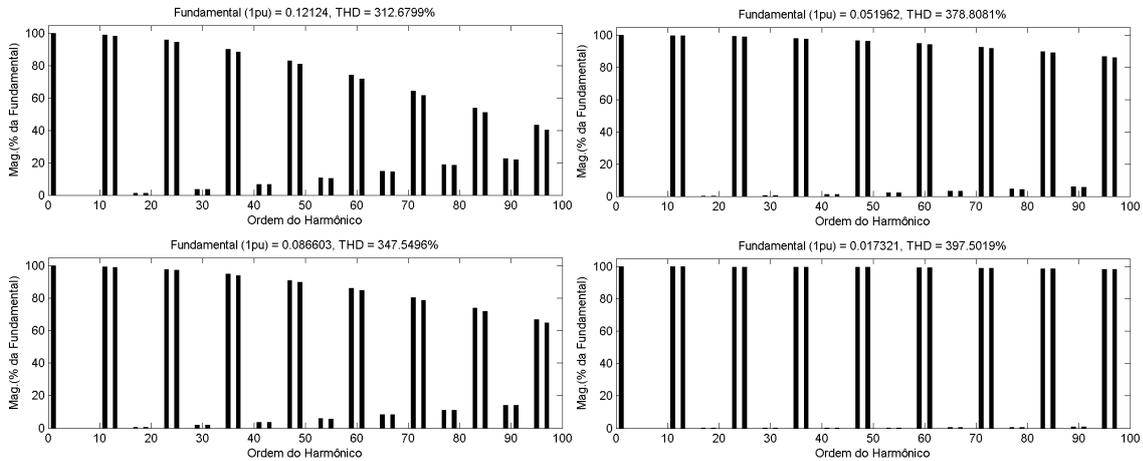


Figura 3.31 Espectro de frequência da tensão de linha U_{ab} para o modulador SHEPWM $M = 3$.
 a) $m_i = 0,07$, b) $m_i = 0,05$, a) $m_i = 0,03$, b) $m_i = 0,01$.

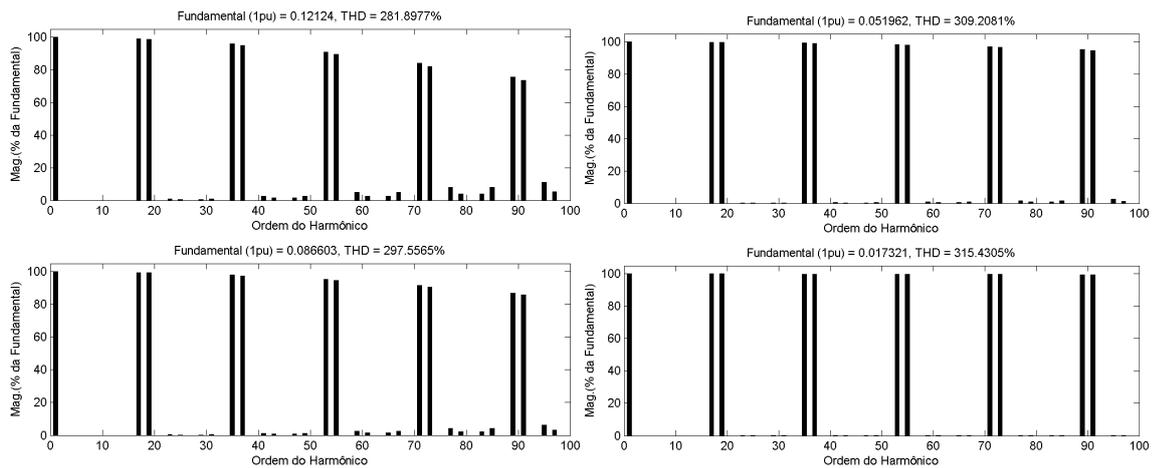


Figura 3.32 Espectro de frequência da tensão de linha U_{ab} para o modulador SHEPWM $M = 5$.
 a) $m_i = 0,07$, b) $m_i = 0,05$, c) $m_i = 0,03$, d) $m_i = 0,01$.

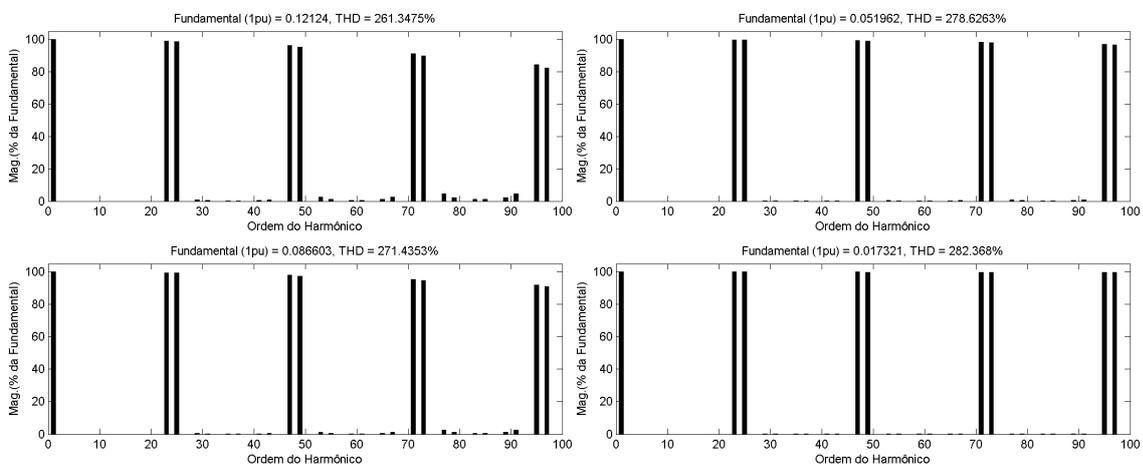


Figura 3.33 Espectro de frequência da tensão de linha U_{ab} para o modulador SHEPWM $M = 7$.
 a) $m_i = 0,07$, b) $m_i = 0,05$, c) $m_i = 0,03$, d) $m_i = 0,01$.

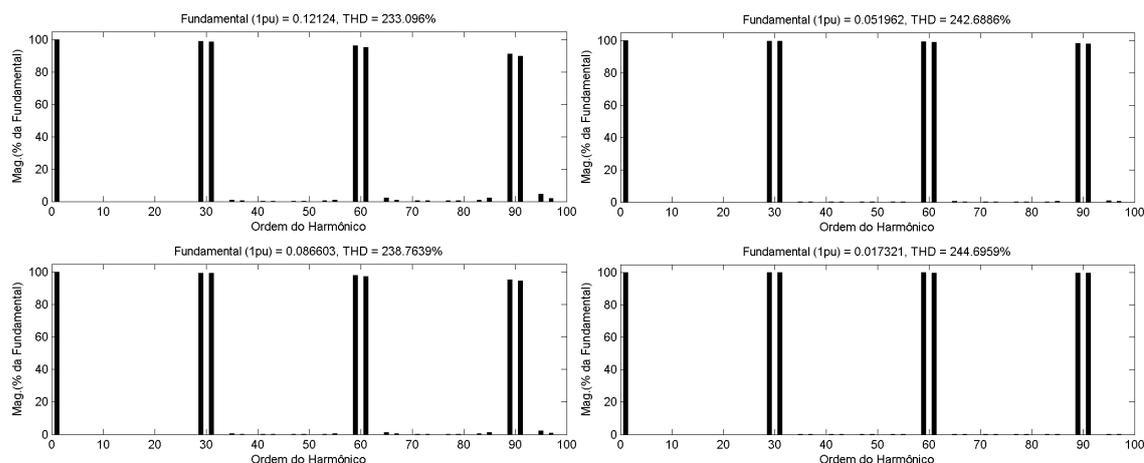


Figura 3.34 Espectro de freqüência da tensão de linha U_{ab} para o modulador SHEPWM $M = 9$.
a) $m_i = 0,07$, b) $m_i = 0,05$, c) $m_i = 0,03$, d) $m_i = 0,01$.

freqüências mais baixas ($f_1 < 0.1$ pu); e como pontos favoráveis se podem destacar:

- A redução da necessidade de número de pulsos elevados em baixa freqüência.
- A redução do problema de pulsos muito estreitos no comando de semicondutores de alta potência.
- A utilização de menores de número de conjuntos de padrões de pulsos.
- A redução da quantidade de informação armazenada relativa à implementação do modulador.

Ressalta-se aqui que o modulador mantém sua capacidade de sintetizar freqüência fundamental baixa e/ou praticamente nula sem o risco de excitação da ressonância do filtro dado que um mecanismo de amortecimento será introduzido no sistema como será discutido no próximo capítulo.

3.2.6 Aspectos práticos e dinâmicos do modulador SHEPWM.

Nesta seção serão discutidos vários aspectos teóricos e práticos relativos a implementação do modulador baseado na eliminação seletiva de harmônicos.

A. Cálculo do espaço ocupado pela informação armazenada.

Conforme já discutido o controle da tensão de saída do conversor estático ou o controle simultâneo de sua tensão e freqüência requer um “vetor” de ângulos de comutação como solução do sistema (3.8) para cada valor que possa assumir a

amplitude da componente fundamental da onda de tensão. Existem várias maneiras de implementar o comando do conversor a partir das curvas obtidas pelo método da eliminação seletiva de harmônicos. Uma forma de implementação prática consiste em calcular em tempo real todos os instantes de comutação dos dispositivos semicondutores com o auxílio de um microprocessador de sinais [86]. A vantagem desse método segundo [91] é que o microprocessador pode ser empregado para realizar outras funções tais como partida e proteção do conversor, detecção de falta de energia, interface com usuário, etc. . Porém a solução dos sistemas de equações não-lineares e transcendentais consome uma porção razoável do tempo de processamento o que acaba por limitar o número máximo de pulsos por período, além de criar em muitos casos um ou mais períodos de atraso dos sinais de comando.

Outra forma de implementação é realizada armazenando-se todos os ângulos de comutação α_i para cada um dos N_m valores do índice m_i , definido pela equação (3.7), em tabelas de dimensões $N_m \times M$. O valor de N_m depende do número de subdivisões escolhidos para a faixa de variação do índice m_i , por exemplo, de m_{imin} a m_{imax} .

Para operação à frequência fixa uma única tabela é utilizada que é escolhida para um valor de M fixo respeitando a máxima frequência de comutação do conversor. Para operação à frequência variável utilizam-se tantas tabelas quantos forem o número de conjuntos de padrões de pulsos N_{pr} do esquema escolhido. De qualquer modo o espaço de memória alocado para as tabelas depende ainda da precisão desejada para os ângulos de comutação, ou seja, o tamanho de cada uma das tabelas é:

$$M \cdot N_m \cdot N_b \quad (3.28)$$

onde N_b é o número de bits de cada palavra codificada em binário.

O espaço mínimo de memória ocupado pelas tabelas num esquema de variação de padrões de pulsos é igual a:

$$\sum_{k=1}^{N_{pr}} M_k \cdot N_m \cdot N_b \quad (3.29)$$

Para se reduzir o tamanho da tabela se for admitido um controle de tensão e frequência a V/f constante restringindo o número de padrões de pulsos para cada faixa de frequência, apenas trechos das curvas para os α_i ângulos de comutação serão necessários. Neste caso o tamanho da tabela pode ser aproximadamente expresso por:

$$M_{max} \cdot N_m \cdot N_b \quad (3.30)$$

sendo M_{\max} o maior número de curvas para os ângulos de comutação do esquema de variação de padrões de pulsos. O tamanho mínimo da tabela é dado por:

$$\sum_{k=1}^{N_{pr}} M_k \cdot N_{mk} \cdot N_b \quad (3.31)$$

onde N_{mk} são as subdivisões do m_i em de cada faixa de frequência. Notar que na prática:

$$\sum_{k=1}^{N_{pr}} N_{mk} \cong N_m \quad (3.32)$$

Uma vez que cada valor de N_{mk} é:

$$N_{mk} \cong N_m / N_{pr} \quad (3.33)$$

Um modo mais simples de implementação apresentado na Figura 3.35 consiste em armazenar as informações relativas ao modulador na forma binária em um banco de memória. Isso normalmente reduz o espaço de armazenamento de informação. Em [90] N_m valores dos índices de modulação de cada um dos N_{pr} conjuntos de padrões de pulsos são armazenados para cada uma das N_a subdivisões do período fundamental da onda sintetizada. Então o tamanho da memória é dado pela expressão:

$$N_{pr} \cdot N_a \cdot N_{mb} \quad (3.34)$$

onde

$$N_a = 360^\circ / \Delta\theta_a \quad (3.35)$$

$\Delta\theta_a$ é a precisão em graus escolhida para o modulador e N_{mb} o menor número de bits para representar cada valor dos índices de modulação m_i calculado aqui por:

$$N_{mb} = \ln(N_m) / 693,14 \cdot 10^{-3} \quad (3.36)$$

Com isso, em [74] é possível armazenar em uma memória de 64kbytes x 8bits, 7 padrões de pulsos, para cada um com 256 valores distintos de m_i ($N_{mb} = 8$ bits), com $N_a = 8192$ valores de ângulos entre 0° e 360° e precisão $\Delta\theta_a = 0,044^\circ$. Todavia isso só é possível para o comando de conversores de dois níveis, ou para ondas de três níveis levantadas para M par, ou para M ímpar em faixas bem específicas de m_i , (normalmente

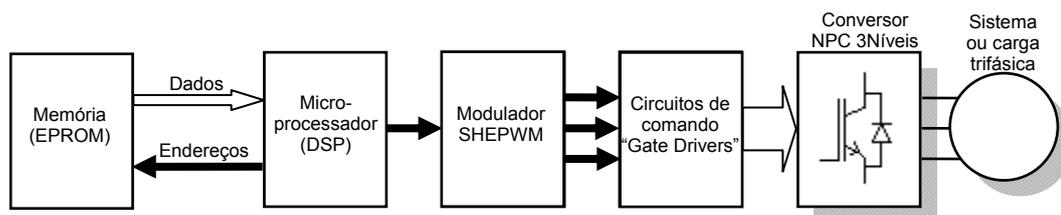


Figura 3.35 Esquema de implementação do modulador SHEPWM.

para valores de m_i reduzidos), devido à forte não linearidade das relações $\alpha_i = f(m_i)$. Por outro lado não existe em [90] uma preocupação com o aproveitamento da memória dado que 8kb do dispositivo não são utilizados.

Uma maneira mais geral de armazenar informação e um critério para melhorar o aproveitamento do dispositivo de memória são propostos aqui. A técnica consiste em armazenar diretamente o sinal de comando dos dispositivos semicondutores em binário e tem origem na idéia de que apenas um bit é necessário para armazenar um padrão de pulsos em cada intervalo $\Delta\theta_a$, [91]. Neste caso o tamanho de memória necessário é:

$$N_{pr} \cdot N_a \cdot N_m \quad (3.37)$$

Aqui N_a ainda está associado ao número de subdivisões do período da onda sintetizada e à mínima precisão $\Delta\theta_{amin}$ em graus desejada na implementação do modulador. Porém, o melhor aproveitamento da memória ocorre calculado quando:

$$N_a = 2^{N_{ab}} \quad (3.38)$$

Sendo:

$$N_{ab} = \text{ceil}[6,4919 - 1,4427 \cdot \ln(\Delta\theta_{amin})] \quad (3.39)$$

onde $\text{ceil}(x)$ é a operação que devolve o primeiro inteiro positivo superior a x .

Isso garante que todo o espaço útil do dispositivo de memória será aproveitado e que sempre a precisão real $\Delta\theta_a \leq \Delta\theta_{amin}$, que é dada pela expressão:

$$\Delta\theta_a = 360^\circ / (2^2 \cdot N_a) \quad (3.40)$$

Como exemplo é possível armazenar $N_{pr} = 8$ padrões de pulsos, cada um com $N_m = 256$ valores distintos de m_i e precisão $\Delta\theta_a = 0,3516^\circ$ em uma memória de 64kb x 8 bits. Para se aumentar o número de conjuntos de padrões basta aumentar o número de módulos de memória ou aumentar a capacidade de armazenamento dos mesmos. Por exemplo, 2 módulos de 64kb x 8bits ou um de 128kb x 8bits. Para aumentar o número de forma de ondas ou a precisão deve-se seguir um raciocínio semelhante ao anterior.

B. Método iterativo de Newton.

A utilização do método iterativo de Newton na maioria das vezes permite obter resultados satisfatórios para solução da equação (3.6). Contudo, existem situações em que o algoritmo não converge para a solução esperada. Dois fatores principais interferem no sucesso do algoritmo. O primeiro problema é a exigência que a matriz

Jacobiana $\bar{J}(\bar{\alpha}_k)$ seja não singular. Neste caso, a condição suficiente e necessária para que isto aconteça pressupõe que os M ângulos de comutação seja distintos [86]. Isso implica em se satisfazer à condição $0 \leq \alpha_1 < \alpha_2 \cdots < \alpha_M < \pi/2$ que é verificada no quarto passo do algoritmo já descrito na seção 3.2.2. O segundo problema é a necessidade de uma boa escolha do valor inicial do vetor $\bar{\alpha}_k$ para cada valor da amplitude da componente fundamental da onda de tensão a ser sintetizado (associado ao índice m_i). Isto implica em valores iniciais muito próximos da solução exata do sistema sem os quais o método normalmente não converge. Atualmente a maioria dos algoritmos se baseia no princípio da “*solução nula*” em que as equações são resolvidas primeiramente na condição de tensão fundamental nula, $m_i = 0$, e então se estende esta solução para as condições de tensão não nulas a partir de pequenos incrementos Δm_i nos valores da tensão. Essa abordagem assume que a solução das equações não lineares varia continuamente com o índice m_i e que as curvas obtidas para os M ângulos de comutação são também contínuas. Este método apresenta a vantagem de que todas as curvas que representam a solução do sistema de equação são obtíveis se a solução pelo menos um valor de m_i é conhecido. Isso aumenta a capacidade de convergência do algoritmo além de reduzir a necessidade de uma boa escolha do valor inicial do vetor $\bar{\alpha}_k$ para cada novo valor de m_i . Na prática essa abordagem falha na região de índices m_i elevados ou outras onde as curvas soluções para os ângulos de comutação apresentam acentuadas não linearidades. Neste caso, a solução encontrada para o problema neste trabalho foi o uso de incrementos Δm_i variáveis, progressivamente reduzidos de um fator de dez em relação aos empregados na região de baixos valores de índices m_i até que se consiga uma nova convergência do algoritmo e se possa prosseguir com os cálculos para outros valores de índices m_i . Essa solução se não for criteriosamente utilizada pode produzir uma imensa massa de dados gerando um problema de armazenamento de informação tabelada em memória para implementação do modulador. A solução adotada então foi restringir em 254 o número de pontos em que se subdivide a faixa de variação do índice de modulação a cada conjunto de padrões de pulso, ou para cada valor de M , do esquema aprimorado de variação de padrões de pulsos. Essa solução se contrapõe àquelas adotadas em outros trabalhos que sugerem um número de subdivisões mínimo igual 1024 pontos com o uso de valores de incrementos Δm_i fixos. Normalmente esse número de subdivisões é superior a 2048

pontos o que geraria uma grande quantidade de dados armazenados para a operação com frequências fundamental fixa e principalmente variável. A solução adotada busca restringir a quantidade de dados em memória da versão final do modulador e ao mesmo tempo garantir uma boa precisão do algoritmo do modulador. Pelo exposto, o algoritmo como um todo passa a depender da escolha do valor inicial do vetor $\bar{\alpha}_k$ para a “*solução nula*”, cujo desconhecimento novamente compromete o desempenho do algoritmo. Existem então duas situações a destacar que levam em conta o conjunto de valores inicial dos elementos do vetor $\bar{\alpha}_k$ associados ao número de pulsos M . No primeiro caso, para M ímpar o valor inicial do vetor $\bar{\alpha}_k$, $k = 0$, é calculado pela expressão:

$$\bar{\alpha}_0 = \begin{cases} \alpha_{(2i-1)0} = \alpha_{(2i)0} = \frac{\pi}{6} + \frac{2\pi i}{3(M+1)} \\ \alpha_{M0} = \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (3.41)$$

$$\bar{\alpha}_0 = [\alpha_{10} \quad \alpha_{20} \quad \dots \quad \alpha_{M0}]^T \quad (3.42)$$

onde $i = 1, 2, \dots (M-1)/2$. No segundo caso, para M par não existe uma expressão fechada que permita o cálculo valor inicial do vetor $\bar{\alpha}_k$ e este deve ser calculado por tentativa e erro, ou pelo conhecimento prévio desse valor. Deve-se enfatizar aqui que o processo de tentativa e erro nesse caso é feito apenas para o valor inicial do vetor $\bar{\alpha}_0$ da “*solução nula*”. Os outros valores do vetor $\bar{\alpha}_k$ para outros valores de índices m_i são obtidos a partir da solução anterior, $\bar{\alpha}_{k-1}$ como valor inicial, admitindo-se o incremento Δm_i é suficientemente pequeno.

A resolução do modulador melhora com a redução do incremento Δm_i que novamente exigiria um número elevado de subdivisões da faixa de variação de índice m_i para um dado conjunto de padrões de pulsos. Restringindo-se esse número de subdivisões a 254 com o intuito de reduzir a informação a ser armazenada na implementação do modulador a sua resolução também é afetada. Para resolver esse problema na implementação do modulador se adota uma interpolação linear entre pontos adjacentes na tabela de $m_i \times \bar{\alpha}_k$. Esse procedimento é eficaz em grande parte da faixa de variação do índice de modulação, contudo ele falha nas regiões de grande não linearidade das curvas de ângulo de comutação. Entretanto a utilização de incrementos Δm_i variáveis na solução do sistema de equações (3.6) faz com que a interpolação linear

possa ser empregada com bons resultados nas regiões onde as curvas de $m_i \times \alpha_i$ apresentam grande não linearidade conferindo uma boa resolução para o modulador em toda sua faixa de operação e por isso é adotada nesse trabalho.

C. Operação dinâmica do modulador.

A presente implementação da eliminação seletiva de harmônicos atende à necessidade de o sistema responder a variações instantâneas em sua condição de operação. A implementação provê ao modulador SHEPWM uma capacidade instantânea de resposta a uma ação de controle com características tais que permitam sua utilização em um sistema de controle em malha fechada tipo regulador de corrente. Nesse caso, o controle instantâneo da corrente é obtido pela variação do índice de modulação a partir das grandezas de saída fornecidas pelas malhas de controle do regulador. O modulador calcula o índice de modulação e o período fundamental da onda através das informações de amplitude, posição e velocidade do vetor tensão de referência da onda a ser sintetizada. De posse desses valores determina os instantes de comutação que definem os sinais de comando para ligar e desligar os dispositivos semicondutores do conversor. Toda vez que houver variações nas grandezas de saídas dos controladores um novo valor de índice de modulação será obtido e isso permite selecionar um novo padrão de pulsos. Esse processo continua até que o conversor seja capaz de impor nos seus terminais a tensão exigida para se atingir as referências do controle. Todo o processo pode ocorrer de forma tão rápida quanto maior for a faixa de passagem definida para ele e, respeitadas todas limitações impostas ao sistema, este se torna com isso capaz de responder a variações instantâneas em sua condição de operação.

Nesse caso, para que o modulador seja então capaz de responder a essas variações instantâneas em sua condição de operação o mesmo foi concebido seguindo a mesma filosofia de um modulador vetorial *SVPWM*. A implementação do modulador foi feita de forma digital em Linguagem de programação C utilizando o “software” CODE COMPOSER 3.1 da Texas. A Figura 3.36 mostra o diagrama de fluxo do algoritmo desenvolvido para essa implementação. Nesse ponto, de forma semelhante aos moduladores convencionais, se aplica em sua entrada os valores instantâneos dos sinais trifásicos das referências de tensão u_a^* , u_b^* e u_c^* e de frequência fundamental, ω_e^* . Essa última, de forma geral, esta disponível na maioria dos esquemas de controle utilizados

para comandar os conversores de potência, como por exemplo, através da saída de um calculador de escorregamento somada à velocidade do motor ou estimada por um “phase-locked loop”, PLL utilizado em aplicações a frequência fixa. Então a cada intervalo de cálculo T_s o algoritmo deve:

1. - Calcular a amplitude u^* e a posição θ^* do vetor tensão a partir de u_a^* , u_b^* e u_c^* ,
2. - Calcular a frequência e período fundamentais f_e e T_1 a partir de ω_e^* ,
3. - Comparar a frequência fundamental com os valores da frequência de transição f_{tr} obtidas através do esquema aprimorado de variação de padrões de pulsos,
4. - Determinar o número de pulsos M do esquema aprimorado de variação de padrões de pulsos a partir de f_{tr} ,
5. - Determinar a partir de M a matriz $m_{i k} \times \bar{\alpha}_k$ de solução para os vários valores de k ,
6. - Determinar o conjunto de ângulos de comutação α_i , $i = 1, 2, \dots M$, pela comparação do vetor u^* com cada um dos valores de $m_{i k}$.
7. - Comparar a posição θ^* com os M ângulos α_i , de modo que $\alpha_i \leq \theta^* \leq \alpha_{i+1}$,
8. - Determinar o estado S_w das chaves, $S_w = 0$ se i é par, caso contrário $S_w = 1$,
9. - Realizar o comando das chaves do conversor $Z_{A1} = S_w$ e $Z_{A4} = 0$ se $\theta^* < \pi$, caso contrário $Z_{A1} = 0$ e $Z_{A4} = S_w$. Para o conversor NPC de três níveis, como discutido no capítulo 2, $Z_{A2} = \bar{Z}_{A4}$ e $Z_{A3} = \bar{Z}_{A1}$.

A versão atual do modulador utiliza uma taxa de cálculo elevada, 15,36kHz se comparada com sua frequência de atuação de aproximadamente 180Hz, como será comentado mais a frente no texto. Esta característica se deve não só à necessidade de se prover o modulador com capacidade dinâmica, mas principalmente garantir precisão dos sinais de comando pela aproximação dos valores exatos ângulos de comutação ideais. Contudo, considerando o “hardware” adotado para essa implementação digital constituído da placa UPCC2812, baseada no processador DSP TMS320F2812 da Texas, [92], é possível dissociar essa precisão do modulador do tamanho do intervalo de cálculo. Isso pode ser conseguido graças à flexibilidade oferecida pelo módulo de geração de PWM do gerenciador de eventos do processador TMS320F2812. Pode-se prever nesse caso que frequências de cálculo da ordem de ou menores que 1kHz são suficientes para garantir um desempenho dinâmico mínimo satisfatório ao sistema.

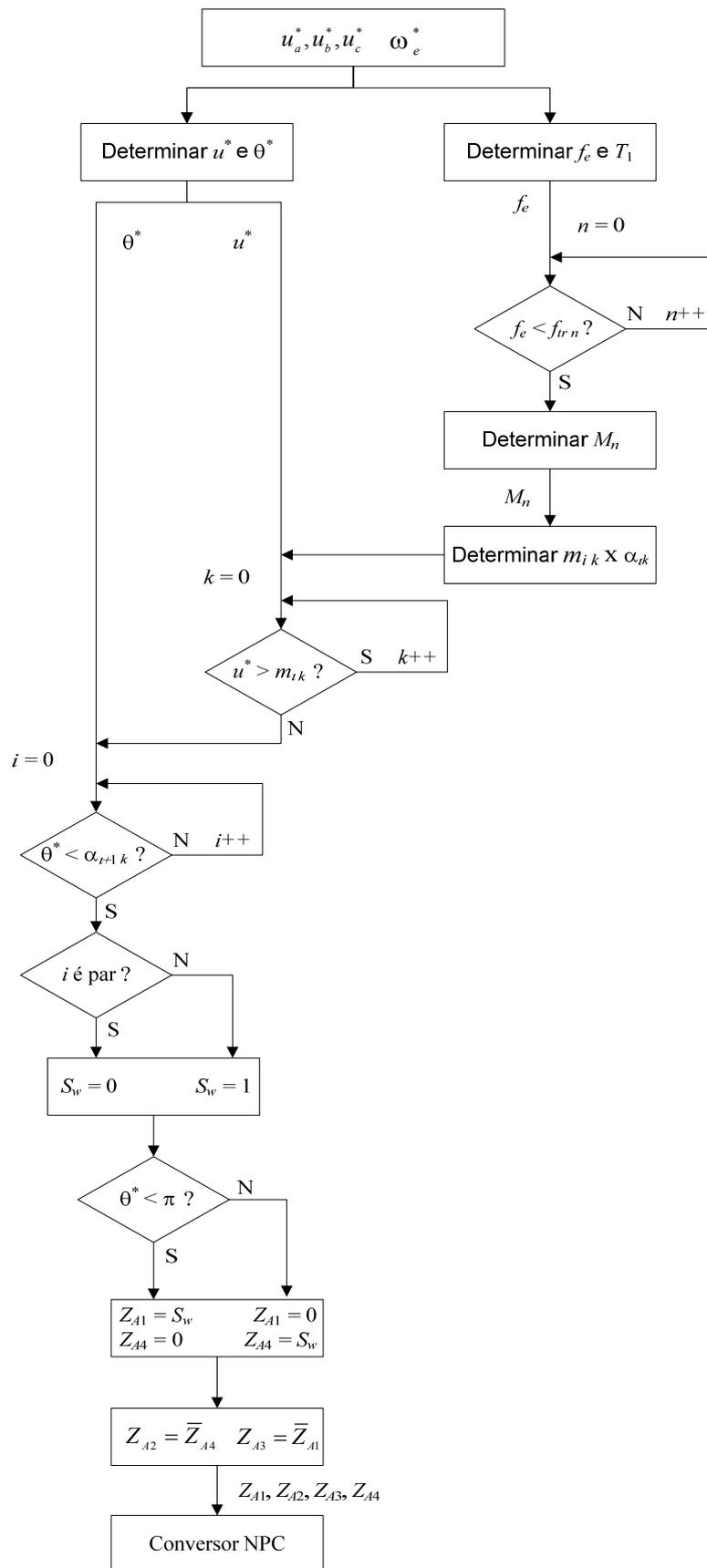


Figura 3.36 Diagrama de fluxo do algoritmo para a implementação do modulador SHEPWM.

Um ponto importante na filosofia adotada na concepção do modulador SHEPWM é permitir uma implementação clássica do regulador idêntica à utilizada com moduladores PWM convencionais e sem nenhum tipo de adaptação especial e, de forma distinta das tentativas de implementação do esquema de controle feitas a cada ciclo da fundamental e com resposta dinâmica lenta. O modulador SHEPWM passa a ser capaz de responder a variações abruptas e instantâneas na operação do sistema.

D. Alocação de dados na implementação do modulador.

A implementação em tempo real das técnicas de modulação de largura de pulsos deve ser realizada de forma digital/discreta. A implementação nas condições de frequência fundamental fixa e variável segue o estudo apresentado na seção 3.2.5 para o modulador, procedeu-se. Nesse caso, foram utilizadas as placas UPC2812 [92], e, eZdsp2812 [93], ambas baseadas no processador digital de sinais-DSP TMS320F2812 da Texas Instruments. Para elas, foram desenvolvidos os códigos dos moduladores em linguagem C a partir do aplicativo Code Composer Studio 3.1 também da Texas.

Como já discutido nesse capítulo, existem várias alternativas para a implementação prática da modulação SHEPWM. A proposta de implementação do modulador para este trabalho emprega a placa UPCC2812 no comando do conversor. Independentemente disso, qualquer que seja a plataforma de trabalho e a alternativa de implementação prática adotada para o modulador SHEPWM as informações pré-calculadas para seu funcionamento, associado aos vários padrões de pulsos calculados em seu projeto, devem ser armazenadas em dispositivos de memória e usadas na sua operação em tempo real, como exemplifica a Figura 3.35. Um ponto importante dessa implementação é que a quantidade de memória disponível depende do “hardware” adotado, sendo por isso necessário racionalizar o seu uso. A adoção da simetria de quarto de onda da tensão do conversor, assumida para simplificar a obtenção das soluções do sistema de equações (3.6), produz também uma redução da informação armazenada nessa implementação, pois três quartos da onda de tensão são sintetizados por simetria o que implica em guardar apenas 25% da informação tabelada relativa aos ângulos de comutação em ambas as condições de operação à frequência fixa ou variável. Contudo, para a operação do modulador em regime frequência variável seguindo o esquema aprimorado de variação de padrões de pulsos a quantidade de informação tabelada, embora pequena, calculada em 36kWords de 32bits, é maior que a

memória interna disponível no processador TMS320F2812, 18kWords de 16bits, de *random access memory*, RAM. Em se tratando de placas de comando de conversores baseadas no processador Texas TMS320F2812 a alternativa mais simples e rápida, considerando o problema do tempo de execução de todo o código de controle do sistema, consiste na utilização dessa memória interna. Isso foi testado com sucesso na implementação do modulador para operação em frequência fixa com $M = 3$. Contudo o tamanho limitado da memória interna processador, também destinada a guardar o código do modulador, os algoritmos de controle do conversor e outras rotinas que dizem respeito ao funcionamento do DSP demandou a busca por alternativas para armazenar essa grande quantidade de informação. Propôs-se como solução a alocação de todo o conjunto de padrões de pulso requeridos na operação a frequência fixa, bem como de todo o código do modulador, algoritmos de comando do conversor e/ou outros que se fazem necessários em memória FLASH, 128kWords de 16bits. Esta opção gerou também a possibilidade da operação autônoma das placas de comando do conversor, isto é, sem necessidade da ligação do mesmo ao computador utilizado na escrita e desenvolvimento do código do modulador, onde depois da compilação se faz o carregamento/gravação do código do modulador em linguagem de máquina na FLASH para processamento pelo DSP, após a sua inicialização interna, “Boot”.

Alguns problemas, entretanto foram levantados nessa etapa do trabalho. O primeiro deles é que os tempos de acesso aos dispositivos de memória do tipo FLASH podem em alguns casos atingir valores que superam uma ordem de grandeza aos encontrados para a memória RAM. O segundo problema é que na operação do modulador em regime de frequência variável, seguindo o esquema aprimorado de variação de padrões de pulsos, a quantidade de informação tabelada corresponde a 36kWords de 32bits ou 72kWords de 16bits. Essa apesar de poder ser toda armazenada na FLASH, poderia comprometer outras etapas do desenvolvimento do sistema uma vez que poderia não ser possível alocar espaço de memória para o código de interesse, considerando as estratégias mais avançadas de controle. Por esse motivo, para viabilizar os testes de laboratório do sistema em baixa tensão foi necessário fazer um esforço específico para acomodação das tabelas de informações utilizadas no funcionamento do sistema no “espaço” correspondente à memória RAM interna do processador.

Ainda considerando a necessidade da operação autônoma das placas de comando do conversor ficou então definido que o código de controle do sistema, que inclui o

modulador completo, seria armazenado em FLASH e que após a inicialização da placa de comando todo o código deveria ser recarregado na memória RAM. Isso reduz o tempo de acesso a dados e programa da FLASH. Essa decisão norteou todo o trabalho a partir de então. Isso implica em dizer que foi necessário fazer um trabalho para que todo o código de controle do sistema coubesse num espaço de memória menor que 18kWords de 16bits da memória RAM. A partir disso, outra decisão tomada envolveu a limitação do espaço de memória ocupada com as informações pertinentes ao funcionamento do modulador SHEPWM em regime de frequência fundamental variável. Ficou estabelecido que todo o conjunto de tabelas obtidas segundo o esquema aprimorado de variação de padrões de pulsos deve ocupar no máximo 50% do total da memória disponível, ou seja 9kWords de 16bits. Algumas medidas foram adotadas então. A primeira consistiu na realocação e/ou redefinição dos segmentos de memórias, dados, programa, constantes, etc. do TMS320F2812, que apresenta seu mapa de memória do segmentado em regiões de tamanhos não maiores que 4kWords de 16bits. Com isso foi possível obter regiões contínuas de 4 e 8kWords de 16bits para alocar em posições consecutivas e, sem saltos de acesso de dados do processador, as tabelas dos padrões do esquema aprimorado de variação de padrões de pulsos para os valores distintos de M e índice de modulação. Uma segunda medida foi a simplificação das tabelas dos padrões de pulsos a partir da restrição da faixa de variação dos valores dos índices de modulação numa situação de variação de amplitude e frequência da fundamental da onda de tensão a ser sintetizada segundo uma lógica de controle a fluxo, V/f , constante. A variação máxima permitida dessa relação é de 10 de modo que $0,3 < V/f < 3$. Essa medida gerou uma redução para um metade da quantidade total da informação necessária à implementação do esquema aprimorado de variação de padrões de pulsos, o que corresponde a um total de 18kWord x 32bits. Embora essa medida implique em uma redução apreciável na quantidade de informação armazenada ela foi insuficiente para resolver o problema de armazenamento de informações nos valores propostos. Por esse motivo uma nova simplificação das tabelas se fez necessária. Esta se constituiu na eliminação/dizimação de dados das tabelas na razão de dois a cada três pontos o que resultou em nova redução para um terço da quantidade total da informação necessária à implementação do esquema aprimorado de variação de padrões de pulsos. Isso equivale à 6kWord x 32bits ou 12kWord x 16bits, também insuficiente para reduzir a quantidade de informação armazenada para o adequado funcionamento sistema ao

nível desejado. Considerando ainda a perspectiva dos referidos saltos de processamento e com isso a imposição de toda a tabela caber no maior segmento contínuo de memória obtenível, uma última medida adotada para este problema consistiu em sacrificar a resolução da informação relativas aos padrões de pulsos previamente calculadas em 32 bits para a operação na base IQ24, para 16bits na base IQ14. Com isso foi possível uma redução para a metade da quantidade total da informação anteriormente necessária à implementação do esquema aprimorado de variação de padrões de pulsos. Isso resultou em um total de 5608 Word de 16bits para serem todas armazenadas em um segmento contínuo de 8kWords de 16bits e que representa um total 30,4% da memória interna disponível no processador TMS320F2812.

E. Tempo de execução do algoritmo do modulador.

Como já discutido, a operação autônoma das placas de comando do conversor exigiu que o código de controle do sistema fosse armazenado na memória FLASH. Após a inicialização da placa de comando UPCC2812 todo o código deveria ser carregado na memória RAM, o que elimina os elevados tempos de acesso a dados e programa da FLASH que, se tratar de um dispositivo lento quando comparado a memória RAM interna do processador, (*single access* RAM-SARAM). Nesse ponto, é esperado que o tempo de execução e processamento do código do modulador SHEPWM na operação em frequência fundamental variável, seguindo a lógica do esquema aprimorado de variação de padrões de pulsos, seja o menor possível ou pelo menos suficientemente pequeno para permita a execução de todo o resto do algoritmo de controle do sistema dentro de cada intervalo de cálculo do processador. Esse tempo de execução envolve todos os passos da rotina de cálculo do modulador anteriormente descritos que compreendem a busca dos dados tabelado dos padrões de pulsos na região/segmento de memória especificamente alocada para estes, além dos cálculos inerentes ao processo, todas as tomadas de decisão pelo mesmo e a geração de sinais de referência de comparação para criação de comandos PWM do gerenciador de eventos do TMS320F2812. Por esse motivo foi necessário o levantamento detalhado do tempo de execução da rotina SHEPWM que é apresentado na Tabela 3.5. Os tempos de execução do modulador foram medidos com as tabelas de padrões de pulso armazenados em tanto na memória RAM quanto na memória FLASH para vários da frequência fundamental. Foram sempre tomadas quatro medidas de tempo para cada

situação. Nesse caso, um primeiro problema que se pode verificar com a Tabela 3.5 é que o tempo de execução é variável com a frequência fundamental e aumenta à medida que esta diminui. Esse fato se justifica uma vez que o número de pulsos M aumenta com a referida redução de frequência, o que aumenta o número de variáveis tais como os ângulos de comutação, manipuladas pelo processador, com conseqüente aumento do tempo gasto pela rotina. Outro problema encontrado é o fato de que o tempo de execução é alto mesmo para maiores valores da frequência fundamental quando se considera o intervalo de cálculo de aproximadamente 65 microssegundos para uma frequência de processamento definida em 15,36 kHz. Esse tempo de execução como se pode observar na Tabela 3.5 varia entre 34 e 67% do intervalo para execução na memória RAM, e, entre 43 e 77% para execução na memória FLASH, ao longo da faixa de valores da frequência fundamental. Outro fato observável na Tabela 3.5 é que o tempo de execução do modulador com as tabelas de padrões de pulso armazenados em FLASH supera na média em 17,15% aqueles com as tabelas em RAM, como esperado. Destacam-se pelo exposto acima um excessivo tempo de execução da rotina do modulador, principalmente em frequência de operação reduzida, que poderia comprometer a execução de outras funções de controle do sistema como, por exemplo, as rotinas dos reguladores de corrente, velocidade, conjugado, etc. Além disso, é indesejável a variação do tempo de execução do algoritmo com a frequência de operação. Por isso, iniciou-se uma nova busca por melhorias na rotina do modulador que resultassem em tempos fixos e reduzidos para sua execução, independentemente de sua frequência fundamental sintetizada. O resultado desse esforço é apresentado na Tabela 3.6. Em essência, as alterações na rotina SHEPWM foram as seguintes:

- Utilização do sistema de indexação dos dados tabelados baseado em ponteiros.
- Execução das funções internas e cálculos apenas quando ocorrem variações nos sinais de referência de frequência e índice de modulação que são calculados a partir dos valores instantâneos das grandezas de entrada modulador, isto é, as tensões de fase a, b e c e a frequência fundamental.
- Realização de pesquisas de valores na tabela, sempre que possível, apenas em posições adjacentes àquela da última pesquisa bem sucedida.

A Tabela 3.6 mostra então que as referidas alterações resultaram em uma redução geral dos tempos de execução. Em média, esses tempos foram para 31,7% dos valores

Tabela 3.5 Tempos de execução da rotina SHEPWM para valores distintos de frequência fundamental da tensão sintetizada pelo modulador na operação a frequência variável.

Tempo de execução da função SHEPWM		
Frequência (Hz)	Execução em memória RAM	Execução em memória FLASH
	Tempo gasto (microsegundos)	Tempo gasto (microsegundos)
0,6	41,6	48,0
	42,4	49,0
	42,2	49,6
	42,6	49,0
1,2	42,0	48,0
	42,4	48,2
	43,2	49,6
	43,3	49,6
9	36,8	44,0
	36,0	41,6
	37,6	41,6
	36,0	44,0
12	34,4	41,2
	32,8	40,0
	34,4	39,2
	35,2	40,8
15	32,8	38,8
	32,0	38,5
	32,0	38,5
	33,6	38,5
21	32,8	38,0
	32,0	36,8
	32,2	38,0
	32,1	38,0
24	34,4	41,6
	34,5	40,4
	36,0	40,4
	36,1	41,6
30	33,8	38,4
	35,1	40,0
	34,4	39,8
	33,6	39,5
45	31,9	36,8
	32,0	36,8
	32,0	36,7
	31,2	36,8
60	27,2	32,4
	28,0	32,2
	28,9	32,3
	28,0	32,0
72	22,4	28,4
	23,2	28,4
	22,4	28,6
	22,4	28,5

Tabela 3.6 Tempos de execução da rotina SHEPWM para valores distintos de frequência fundamental da tensão sintetizada pelo modulador na operação a frequência variável.

Tempo de execução da função SHEPWM	
Execução em memória RAM	
Frequência (Hz)	Tempo gasto (microsegundos)
0,6	17,00
	17,00
	17,00
	17,00
1,2	17,00
	17,00
	17,00
	17,00
9	14,20
	14,20
	14,30
	14,20
12	12,40
	12,30
	12,40
	12,40
15	10,80
	10,90
	10,80
	10,80
21	9,64
	9,66
	9,64
	9,65
24	8,92
	8,94
	8,92
	8,93
30	8,48
	8,49
	8,47
	8,48
45	7,76
	7,75
	7,74
	7,76
60	7,12
	7,13
	7,12
	7,14
72	6,88
	6,89
	6,88
	6,88

Tabela 3.7 Tempos de execução da rotina SHEPWM para valores distintos de frequência fundamental da tensão sintetizada pelo modulador na operação a frequência variável.

Tempo de execução da função SHEPWM		
Frequência (Hz)	Execução em memória RAM	Execução em memória FLASH
	Tempo gasto (microsegundos)	Tempo gasto (microsegundos)
0,6	6,84	6,88
	6,80	6,88
	6,80	6,92
	6,88	6,88
1,2	6,88	6,88
	6,84	6,84
	6,80	6,88
	6,80	6,84
9	6,88	6,92
	6,92	6,92
	6,84	6,88
	6,80	6,88
12	6,92	6,92
	6,84	6,88
	6,86	6,84
	6,92	6,84
15	6,84	6,92
	6,84	6,88
	7,20	6,84
	6,92	6,84
21	6,90	7,56
	6,78	6,88
	6,90	6,88
	7,16	6,88
24	6,88	6,88
	6,86	7,20
	6,86	6,88
	6,86	6,92
30	6,84	6,92
	6,86	7,20
	6,94	6,80
	6,84	6,88
45	6,82	7,12
	6,88	6,88
	6,90	6,84
	6,86	6,84
60	7,22	6,88
	6,86	6,84
	6,86	6,84
	6,84	6,84
72	6,50	6,60
	6,54	6,60
	6,48	6,56
	6,52	6,56

obtidos inicialmente na Tabela 3.5 sendo que as reduções de tempo, mínima para 24,19% e, máxima, para 40,87%, ocorreram respectivamente nos extremos, em alta e baixa frequência fundamental. Isso vem a representar em média 16,79% do intervalo de execução na memória RAM ou, de 10,57 a 26,11 % em toda faixa de variação da frequência fundamental. Contudo, ainda persistia na Tabela 3.6 o problema do tempo de execução variável com a frequência fundamental. Por esse motivo e buscando obter um tempo de execução independente da frequência de operação foi feito um novo esforço de escrita do código cujo resultado é apresentado na Tabela 3.7. Aqui a alteração na rotina SHEPWM foi o cálculo, sempre que possível, de um único valor dos ângulos de comutação α_i , $i = 1, 2, \dots, M$, próximo ao último valor do ângulo θ^* do vetor tensão de referência. O resultado foi uma redução média para 20,79% do tempo de execução da rotina do modulador inicialmente obtido na Tabela 3.5, podendo essa atingir, no pior caso, 15,70% desse valor na mais baixa frequência de operação. Isso representa em média 10,52% do intervalo de execução na memória RAM ou de 9,95 a 11,09% em toda faixa de variação da frequência fundamental. Deve-se notar ainda na Tabela 3.7 que os tempos de execução do algoritmo com dados em FLASH são apenas levemente maiores que aqueles obtidos com a memória RAM. Isso acontece porque após todas as alterações o tempo de execução do algoritmo passou a ser ocupado principalmente com as operações matemáticas do modulador uma vez o número de acesso a memória que antes era grande foi drasticamente reduzido.

3.3 Modelagem do Conversor NPC de três níveis.

O controle adequado do sistema depende do conhecimento de seus componentes. O conversor NPC de três níveis tem seu comportamento representado pelas equações escritas para seu circuito equivalente da Figura 3.1 a partir dos sinais fornecidos pelo modulador SHEPWM.

As tensões terminais u_{ao} , u_{bo} e u_{co} das fases a , b e c para o ponto médio do barramento c.c. do conversor NPC de três níveis são expressas por:

$$\begin{aligned} u_{ao} &= (Z_{A1} \cdot \bar{Z}_{A4} - \bar{Z}_{A1} \cdot Z_{A4}) \cdot V_d / 2 \\ u_{bo} &= (Z_{B1} \cdot \bar{Z}_{B4} - \bar{Z}_{B1} \cdot Z_{B4}) \cdot V_d / 2 \\ u_{co} &= (Z_{C1} \cdot \bar{Z}_{C4} - \bar{Z}_{C1} \cdot Z_{C4}) \cdot V_d / 2 \end{aligned} \quad (3.43)$$

Aqui a barra sobrescrita representa a operação lógica de inversão e o sinal “.” representa a operação lógica E. Z_{A1} , Z_{A2} , Z_{A3} e Z_{A4} , representam os estados das chaves para a fase a , Z_{B1} , Z_{B2} , Z_{B3} e Z_{B4} , para a fase b , e Z_{C1} , Z_{C2} , Z_{C3} e Z_{C4} , para a fase c .

As expressões para as tensões de linha u_{ab} , u_{bc} e u_{ca} são obtidas a partir da diferença entre as tensões terminais como:

$$\begin{aligned} u_{ab} &= \left[(Z_{A1} \cdot \bar{Z}_{A4} - \bar{Z}_{A1} \cdot Z_{A4}) - (Z_{B1} \cdot \bar{Z}_{B4} - \bar{Z}_{B1} \cdot Z_{B4}) \right] \cdot V_d / 2 \\ u_{bc} &= \left[(Z_{B1} \cdot \bar{Z}_{B4} - \bar{Z}_{B1} \cdot Z_{B4}) - (Z_{C1} \cdot \bar{Z}_{C4} - \bar{Z}_{C1} \cdot Z_{C4}) \right] \cdot V_d / 2 \\ u_{ca} &= \left[(Z_{C1} \cdot \bar{Z}_{C4} - \bar{Z}_{C1} \cdot Z_{C4}) - (Z_{A1} \cdot \bar{Z}_{A4} - \bar{Z}_{A1} \cdot Z_{A4}) \right] \cdot V_d / 2 \end{aligned} \quad (3.44)$$

Supondo o conversor alimentando uma carga Z_l trifásica equilibrada, ligada em Y sem conexão entre o seu ponto neutro “ n ” e o ponto médio do barramento c.c., ($u_{no} \neq 0$), as tensões de fase u_{an} , u_{bn} e u_{cn} dos terminais a , b e c para o neutro são dadas por:

$$\begin{aligned} u_{an} &= u_{ao} - u_{no} \\ u_{bn} &= u_{bo} - u_{no} \\ u_{cn} &= u_{co} - u_{no} \end{aligned} \quad (3.45)$$

Essas fornecem a expressão:

$$u_{no} = (u_{ao} + u_{bo} + u_{co}) / 3 \quad (3.46)$$

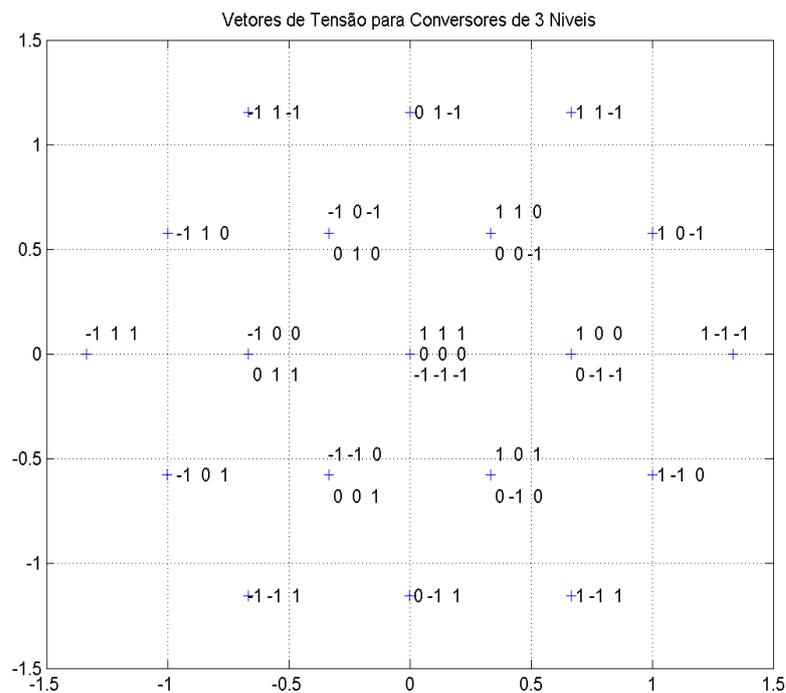


Figura 3.37 Diagrama de vetores de tensão para o conversor de $l=3$ níveis.

Uma vez que a soma das correntes de cada fase do conversor são nulas ($i_a+i_b+i_c = 0$) e $u_{an} = Z_l \cdot i_a$, $u_{bn} = Z_l \cdot i_b$ e $u_{cn} = Z_l \cdot i_c$, $u_{an}+u_{bn}+u_{cn} = 0$. Então substituindo(3.46) em (3.45):

$$\begin{aligned} u_{an} &= (2u_{ao} - u_{bo} - u_{co})/3 \\ u_{bn} &= (2u_{bo} - u_{co} - u_{ao})/3 \\ u_{cn} &= (2u_{co} - u_{ao} - u_{bo})/3 \end{aligned} \quad (3.47)$$

Substituindo (3.43) em (3.47):

$$\begin{aligned} u_{an} &= \left[2(Z_{A1} \cdot \bar{Z}_{A4} - \bar{Z}_{A1} \cdot Z_{A4}) - (Z_{B1} \cdot \bar{Z}_{B4} - \bar{Z}_{B1} \cdot Z_{B4} + Z_{C1} \cdot \bar{Z}_{C4} - \bar{Z}_{C1} \cdot Z_{C4}) \right] V_d / 6 \\ u_{bn} &= \left[2(Z_{B1} \cdot \bar{Z}_{B4} - \bar{Z}_{B1} \cdot Z_{B4}) - (Z_{C1} \cdot \bar{Z}_{C4} + \bar{Z}_{C1} \cdot Z_{C4} + Z_{A1} \cdot \bar{Z}_{A4} - \bar{Z}_{A1} \cdot Z_{A4}) \right] V_d / 6 \\ u_{cn} &= \left[2(Z_{C1} \cdot \bar{Z}_{C4} - \bar{Z}_{C1} \cdot Z_{C4}) - (Z_{A1} \cdot \bar{Z}_{A4} - \bar{Z}_{A1} \cdot Z_{A4} + Z_{B1} \cdot \bar{Z}_{B4} - \bar{Z}_{B1} \cdot Z_{B4}) \right] V_d / 6 \end{aligned} \quad (3.48)$$

As correntes I_{d+} , I_{d-} e I_{do} que respectivamente saem dos terminais positivo, negativo e médio do barramento c.c. são dadas por:

$$\begin{aligned} I_{d+} &= \left[(Z_{A1} \cdot \bar{Z}_{A4}) \cdot i_a + (Z_{B1} \cdot \bar{Z}_{B4}) \cdot i_b + (Z_{C1} \cdot \bar{Z}_{C4}) \cdot i_c \right] \\ I_{d-} &= \left[(\bar{Z}_{A1} \cdot Z_{A4}) \cdot i_a + (\bar{Z}_{B1} \cdot Z_{B4}) \cdot i_b + (\bar{Z}_{C1} \cdot Z_{C4}) \cdot i_c \right] \\ I_{do} &= \left[(\bar{Z}_{A1} \cdot \bar{Z}_{A4}) \cdot i_a + (\bar{Z}_{B1} \cdot \bar{Z}_{B4}) \cdot i_b + (\bar{Z}_{C1} \cdot \bar{Z}_{C4}) \cdot i_c \right] \end{aligned} \quad (3.49)$$

3.4 Conclusões.

Este capítulo apresentou uma discussão sobre vários aspectos da modulação seletiva de harmônicos para emprego na obtenção de tensões e correntes senoidais em conversores de alta potência e média tensão. Tendo em vista a discussão sobre esta técnica de modulação iniciada no capítulo anterior, este capítulo faz uma extensão de sua conceituação geral e características para novos valores de número de pulsos e condições de funcionamento. Para isso foram apresentados o seu equacionamento, os passos para solução do sistema de equações pelo Método Iterativo de Newton, as soluções para os ângulos de comutação e o comportamento dos harmônicos não eliminados para números distintos de pulsos por semiperíodo da fundamental. A partir das curvas dos ângulos de comutação, em função do índice de modulação, o capítulo discorre sobre a capacidade de se sintetizar tensões pela utilização do barramento c.c. e

a distorção harmônica total do modulador SHEPWM. Nos dois casos verificou-se vantajoso o emprego de número de pulsos ímpar.

O capítulo abordou também o problema da operação do modulador nas condições de frequência fundamental fixa e variável. No primeiro caso produz-se um espectro de frequências fixo e bem definido e fica claro que o aumento da frequência de comutação, que cresce com o número de pulsos, conduz a um aumento linear na faixa de frequências livre de harmônicos. O projeto do filtro se beneficia desse fato, pois é possível se obter uma redução proporcional em seus elementos, além de diminuir o risco de ressonância.

Na operação do modulador a frequência variável o perfil dos harmônicos se altera com a frequência fundamental e o capítulo aponta para um novo compromisso entre a simplificação do projeto do filtro e o custo de implementação do modulador (computacional ou de “hardware”). A seção 3.2.5 ilustra que é possível se projetar o modulador para fornecer uma faixa livre de harmônicos idêntica à da operação em frequência fixa pelo uso de esquemas de variação de conjunto de padrões de pulsos. Nesse caso as frequências de comutação média e máxima ainda são razoavelmente baixas mesmo com uma ampla faixa de variação da frequência fundamental (20:1). Do ponto de vista da obtenção de tensões e correntes com baixos níveis de distorção se pode tirar partido de todo o conhecimento desenvolvido sobre filtro senoidal para aplicações a frequência fixa. Um esquema de variação de padrões de pulsos importante nesse ponto é aquele limita apenas a frequência inferior do harmônico dominante. Este se apresenta como o esquema de maior eficiência além de tornar o projeto do filtro mais simples. Porém seu custo de implementação é bastante elevado. Alternativas com números de conjuntos de padrões de pulsos reduzidos são também discutidas na seção. O aprimoramento do esquema de variação de padrões de pulsos com limites inferior e superior novamente produz uma faixa livre de harmônicos idêntica a da operação em frequência fixa empregando um número de conjuntos de padrões de pulsos muito reduzido, $N_{pr} = 8$. Todavia a redução do número de conjuntos de padrões de pulso é acompanhada de um indesejado aumento da frequência de comutação, cerca de 50% para a condição avaliada. É importante mencionar que isso mais uma vez evidencia o referido compromisso entre simplificação do projeto do filtro e o custo de implementação, dado que as frequências do harmônico dominante e de comutação são proporcionais. Por outro lado, o capítulo demonstrou também que um pequeno aumento

no custo do esquema aprimorado, $N_{pr} = 11$, reduz drasticamente o aumento da frequência de comutação para valores no entorno de 3% acima do menor valor obtido para essa grandeza entre os esquemas.

Na seção 3.2.5 relatou-se também que existem contra-indicações ao uso de esquemas híbridos de modulação a partir de moduladores com portadoras e da eliminação seletiva de harmônicos e por isso, neste trabalho, seu uso não é considerado na obtenção de tensões e correntes senoidais através de filtros passivos.

Devido à característica da eliminação seletiva de harmônicos com baixos valores de índice de modulação, a implementação do modulador para a operação com frequência fundamental inferior a 5 ou 10% pode ser enormemente facilitada. O surgimento de faixas livres de harmônicos, com amplitudes relativas inferiores a 1%, pode aliviar a exigência de número de pulsos e de número de conjuntos de padrões de pulsos elevados. Como consequência reduz-se a preocupação com a geração de pulsos muito estreitos no comando de semicondutores de alta potência e com espaço para o armazenamento das informações relativas ao modulador. Nessa linha uma breve discussão sobre o custo de implementação (espaço de memória alocado) e sobre a operação dinâmica do modulador SHEPWM foi apresentada. Afirmou-se que é possível armazenar com razoável precisão toda a informação relativa ao modulador em um esquema aprimorado de variação de padrões de pulsos para sua operação a frequência variável em um espaço relativamente pequeno de memória para os dias atuais. Na implementação digital do modulador várias decisões estratégicas foram tomadas a fim de viabilizar os seus objetivos neste trabalho. Entre elas foram discutidas questões relativas ao armazenamento de dados em memória e aos tempos de execução do código de controle do sistema. Como consequência, as referidas decisões permitiram a implementação de um algoritmo para o modulador na sua concepção para o funcionamento dinâmico em uma malha fechada de controle de corrente. Os resultados que validam as idéias propostas até aqui serão apresentadas no final do próximo capítulo. Por último a necessidade da modelagem da parte do sistema que envolve o conversor NPC de três níveis foi sucintamente estabelecida.

Capítulo 4

4 Filtro senoidal e controle do sistema.

4.1 Introdução.

A utilização de filtros senoidais associados a conversores de alta potência apresenta as seguintes vantagens:

- Redução de problemas de picos e/ou sobre tensões nos terminais de motores elétricos gerados pelos elevados valores de dv/dt durante as comutações, resultantes do efeito de onda refletida em cabos longos, 100m para 500V/ μ seg, 50m para 1000V/ μ seg, etc., [7].
- Redução das perdas em motores elétricos, transformadores, reatores, etc. produzidas pelo elevado valor de pico da ondulação de corrente, devido à operação do conversor em baixas frequências de comutação, [7].
- Redução das emissões eletromagnéticas causadas por valores elevados de dv/dt em cabos longos, [7].
- Facilidade de utilização do método de filtragem em ambos os modos de operação do conversor, (inversor e retificador).
- Possibilidade de utilização do método de filtragem tanto com cargas novas como com cargas pré-existentes, como discutido no capítulo 2.

Do exposto nos capítulos anteriores, dada a predominância da topologia NPC de três níveis nas aplicações de média tensão e alta potência, a obtenção de tensões e correntes senoidais a partir dessa estrutura requer também um compromisso entre a simplicidade do projeto do filtro e o custo de implementação do modulador.

Entre as alternativas passivas de filtros discutidas no capítulo 2, a configuração do filtro senoidal selecionada para este trabalho satisfaz aos seguintes requisitos:

- Capacidade de atenuação de harmônicos em baixas frequências sem apreciável deterioração dessa característica em frequências mais altas.
- Seletividade de filtragem com nenhuma ou pouca interferência na amplitude e fase das tensões de entrada/saída do sistema na região do espectro em torno da frequência fundamental.

- Capacidade de eliminação de conteúdo harmônico em regiões específicas do espectro a critério do projeto.
- Reduzido número e valor dos componentes na porção do filtro que manipula a potência principal do conversor.

4.2 Equacionamento do filtro do filtro senoidal.

O filtro senoidal proposto nesse trabalho compreende um filtro passivo de terceira ordem tipo *LCL* e alguns ramos ressonantes para operação com retificadores e um filtro passivo *LC* de segunda ordem para operação com inversores de frequência. Admitem-se aqui idênticos os elementos correspondentes de cada fase do filtro da Figura 4.1 e perfeitamente equilibradas as tensões do conversor e, quando for o caso, da carga ou da rede. Para fins de análise o filtro senoidal é algumas vezes dividido em duas partes. A primeira corresponde ao filtro *LCL* que manipula a potência principal do conversor e a segunda ao conjunto que compreende os ramos ressonantes para eliminação de conteúdo harmônico em regiões espectrais específicas, Figura 4.2.

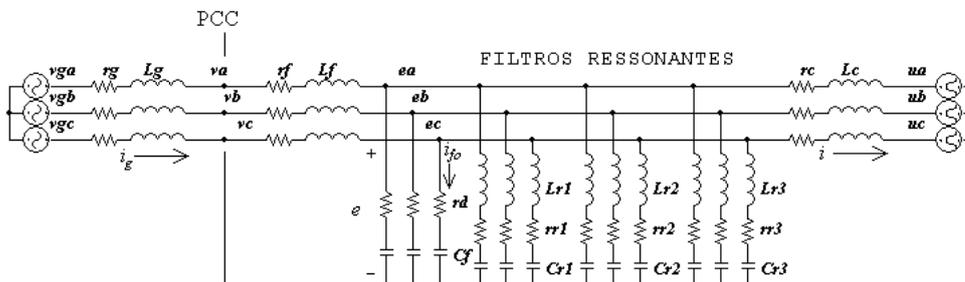


Figura 4.1 Filtro senoidal *LCL* com ramos ressonantes.

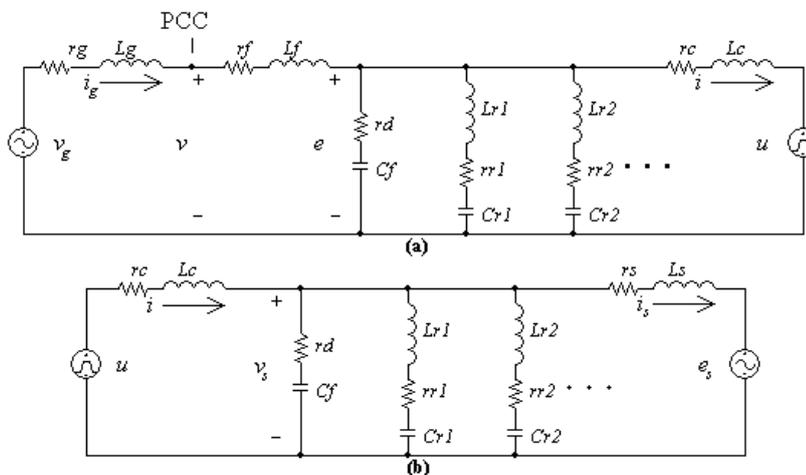


Figura 4.2 Circuito equivalente monofásico do sistema para a operação do conversor como a) retificador regenerativo e filtro *LCL* com ramos ressonantes e b) inversor de frequência para alimentação de motores elétricos e filtro *LC* com ramos ressonantes.

4.2.1 Equações para o filtro LCL.

As equações que descrevem o comportamento do filtro principal, filtro *LCL*, no domínio do tempo são:

$$v_g = r_t i_g + L_t di_g/dt + e \quad (4.1)$$

$$e = r_c i + L_c di/dt + u \quad (4.2)$$

$$i_g = i_f + i \quad (4.3)$$

$$e = r_d i_f + \frac{1}{C_f} \int i_f dt \quad (4.4)$$

onde $r_t = r_g + r_f$ e $L_t = L_g + L_f$, i_g e v representam a corrente e a tensão na entrada do filtro para o retificador. Considerando-se as grandezas de fase de um sistema **abc** as equações desse conjunto devem ser repetidas três vezes, uma para cada fase.

Reescrevendo as equações (4.1) a (4.4) em um sistema de eixos girando a uma velocidade arbitrária ω_e e utilizando-se a notação vetorial:

$$\vec{v}_g = r_t \vec{i}_g + L_t d\vec{i}_g/dt + j\omega_e L_t \vec{i}_g + \vec{e} \quad (4.5)$$

$$\vec{e} = r_c \vec{i} + L_c d\vec{i}/dt + j\omega_e L_c \vec{i} + \vec{u} \quad (4.6)$$

$$\vec{i}_g = \vec{i}_f + \vec{i} \quad (4.7)$$

$$\vec{e} = r_d \vec{i}_f + \vec{v}_c \quad (4.8)$$

\vec{v}_c é o vetor que representa a tensão nos capacitores de filtro C_f .

Tomando-se a transformada de Laplace, e após uma manipulação algébrica das expressões acima, obtém-se o modelo simplificado do filtro principal *LCL* da Figura 4.3. Este permite escrever as seguintes funções de transferência para o filtro:

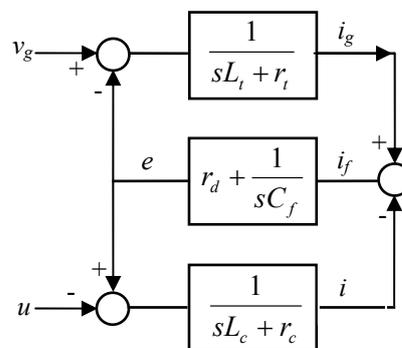


Figura 4.3 Modelo simplificado do filtro *LCL*.

$$G_i(s) = \frac{i_g(s)}{i(s)} = \frac{s \cdot r_d C_f + 1}{(L_t C_f) [s^2 + s(r_d + r_t)/L_t + 1/(L_t C_f)]} \quad (4.9)$$

$$G_u(s) = \frac{s^2 + s(r_d + r_t)/L_t + 1/(L_t C_f)}{L_c \left\{ s^3 + s^2 \left(\frac{r_d}{L_{eq}} + \frac{r_t}{L_t} + \frac{r_c}{L_c} \right) + s \left[\frac{1}{L_{eq} C_f} + \frac{r_d(r_t + r_c)}{L_t L_c} + \frac{r_t}{L_t} \cdot \frac{r_c}{L_c} \right] + \frac{(r_t + r_c)}{L_c L_t C_f} \right\}} \quad (4.10)$$

$$G_v(s) = i(s)/v_g(s) = G_i(s) \cdot G_u(s) \quad (4.11)$$

$$H_i(s) = \frac{i_g(s)}{i(s)} = \frac{(L_c C_f) [s^2 + s(r_d + r_c)/L_c + 1/(L_c C_f)]}{(s \cdot r_d C_f + 1)} \quad (4.12)$$

$$H_u(s) = \frac{s \cdot r_d C_f + 1}{L_t \left\{ s^3 + s^2 \left(\frac{r_d}{L_{eq}} + \frac{r_t}{L_t} + \frac{r_c}{L_c} \right) + s \left[\frac{1}{L_{eq} C_f} + \frac{r_d(r_t + r_c)}{L_t L_c} + \frac{r_t}{L_t} \cdot \frac{r_c}{L_c} \right] + \frac{(r_t + r_c)}{L_c L_t C_f} \right\}} \quad (4.13)$$

$$H_v(s) = i_g(s)/v_g(s) = H_i(s) \cdot H_u(s) \quad \text{sendo } G_v(s) = H_u(s) = i_g(s)/u(s) \quad (4.14)$$

4.2.2 Equações para os ramos ressonantes.

As equações que representam o comportamento dos ramos ressonantes no domínio do tempo são:

$$i_f = i_{f_0} + i_{r_1} + i_{r_2} + \dots \quad (4.15)$$

$$e = r_{r_1} i_{r_1} + L_{r_1} \frac{di_{r_1}}{dt} + \frac{1}{C_{r_1}} \int i_{r_1} dt \quad (4.16)$$

$$e = r_{r_2} i_{r_2} + L_{r_2} \frac{di_{r_2}}{dt} + \frac{1}{C_{r_2}} \int i_{r_2} dt \quad (4.17)$$

$$\vdots \quad \vdots \quad \vdots \quad \vdots$$

onde e as correntes i_{r_1} , i_{r_2} , i_{r_3}, \dots são as componentes de corrente do ramo paralelo devido aos filtros ressonantes Figura 4.2a.

Utilizando-se a notação vetorial para as equações (4.16) e (4.17) em um sistema de eixos girando a uma velocidade arbitrária ω_e :

$$\vec{i}_f = \vec{i}_{f_0} + \vec{i}_{r_1} + \vec{i}_{r_2} + \dots \quad (4.18)$$

$$\vec{e} = r_{r_1} \vec{i}_{r_1} + L_{r_1} \frac{d\vec{i}_{r_1}}{dt} + j\omega_e L_{r_1} \vec{i}_{r_1} + \vec{v}_{r_1} \quad (4.19)$$

$$\vec{e} = r_{r_2} \vec{i}_{r_2} + L_{r_2} \frac{d\vec{i}_{r_2}}{dt} + j\omega_e L_{r_2} \vec{i}_{r_2} + \vec{v}_{r_2} \quad (4.20)$$

$$\vdots \quad \vdots \quad \vdots \quad \vdots \quad \vdots$$

$$\vec{i}_{f_0} = C_f \frac{d\vec{v}_c}{dt} + j\omega_e C_f \vec{v}_c \quad (4.21)$$

$$\vec{i}_{r_1} = C_{r_1} \frac{d\vec{v}_{cr_1}}{dt} + j\omega_e C_{r_1} \vec{v}_{cr_1} \quad (4.22)$$

$$\vec{i}_{r_2} = C_{r_2} \frac{d\vec{v}_{cr_2}}{dt} + j\omega_e C_{r_2} \vec{v}_{cr_2} \quad (4.23)$$

$$\vdots \quad \quad \quad \vdots \quad \quad \quad \vdots$$

Sendo \vec{v}_{cr_i} , $\{i = 1, 2, 3, \dots\}$ as tensões nos capacitores dos ramos ressonantes do filtro.

Novamente tomando-se a transformada de Laplace, após certa manipulação matemática das expressões, obtém-se o modelo para os ramos ressonantes do filtro senoidal e suas funções de transferência expressas pelas equações (4.24) e (4.25). O modelo completo do filtro senoidal é então apresentado na Figura 4.5.

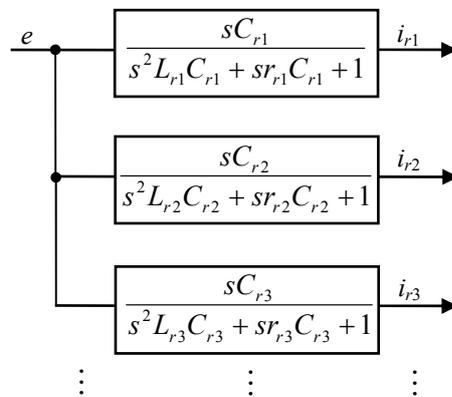


Figura 4.4 Modelo para os ramos ressonantes.

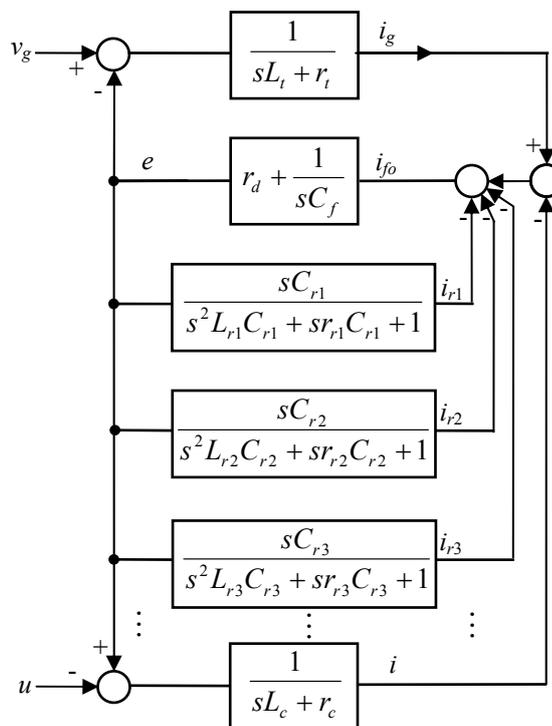


Figura 4.5 Modelo completo do filtro LCL com ramos ressonantes.

$$\frac{i_{r1}(s)}{e(s)} = \frac{sC_{r2}}{s^2L_{r2}C_{r2} + sr_{r2}C_{r2} + 1} \quad (4.24)$$

$$\frac{i_{r2}(s)}{e(s)} = \frac{sC_{r2}}{s^2L_{r2}C_{r2} + sr_{r2}C_{r2} + 1} \quad (4.25)$$

$$\vdots \qquad \qquad \qquad \vdots$$

4.3 Projeto do filtro senoidal.

A obtenção de tensões e correntes senoidais requer uma frequência de corte do filtro senoidal bem inferior àquela do harmônico de mais baixa ordem obtido com o conversor (e o modulador). Por outro lado, para se evitar problemas de amplitude e fase em torno da região da frequência nominal do sistema, a frequência de corte do filtro deve ser superior ao maior valor da frequência fundamental sintetizada. Da teoria sobre filtros sabe-se que o fator de separação entre as frequências fundamental f_1 e de corte f_{co} e entre esta última e a do primeiro harmônico a ser eliminado f_D deve ser igual ou maior que dez. Isso implica em uma separação entre as frequências fundamental e do harmônico de mais baixa ordem do conversor maior que 100.

Conforme discutido no capítulo anterior, pelas equações (3.14) à (3.22), para o caso de um modulador convencional de alta frequência, a separação de frequências $f_D/f_1 = 100$ requer uma razão $f_c/f_1 \geq 50$, enquanto que para o modulador SHEPWM $f_c/f_1 \cong 33$, associada a um número de pulsos ímpar $M = 33$. Supondo-se a máxima frequência sintetizável pelo conversor na faixa entre 60 e 72Hz, (valor comercial típico 66Hz), $3.000 \leq f_{cmin} \leq 3.600\text{Hz}$, f_{cmin} típico = 3.300 Hz, para o modulador PD-PWM e $1.980 < f_{cmin} < 2.376\text{Hz}$, tipicamente $f_{cmin} = 2.178$ Hz para SHEPWM.

Nota-se que mesmo para o modulador SHEPWM uma separação de 100 entre as frequências fundamental e do harmônico de mais baixa ordem produz uma frequência de comutação 6 a 8 vezes maior que a máxima permitida para os dispositivos semicondutores de alta potência o que está bem acima do que vem sendo considerado neste trabalho ($M=\{3, 5, 7, 9\} \Rightarrow f_{cmax} \leq 600\text{Hz}$). Separações maiores que 100 implicam em maior número de pulsos e frequência de comutação.

A explanação acima aponta para a necessidade de flexibilizar a faixa de separação de frequências considerando-se a limitada faixa de frequência de comutação para conversores de alta potência. Por esse motivo o fator de separação entre a máxima

freqüência sintetizável e a mínima freqüência do harmônico dominante adotada neste trabalho é igual a aproximadamente dez. Esta é escolhida de forma tal que:

-A separação entre as freqüências fundamental e de corte do filtro seja igual ou maior que cinco.

-A separação entre as freqüências de corte e do harmônico dominante seja de cerca de dois.

Fixando-se estes valores é possível proceder à escolha dos elementos reativos do filtro. Um critério sugerido em [94] está ligado à limitação da ondulação da corrente. Neste, para garantir a máxima ondulação de corrente especificada, no caso $i_{rip} = 10\%$, usando um modulador convencional, o indutor L_c deve ser tal que:

$$L_c \leq \frac{U_1}{2\sqrt{6}f_{sw}i_{rip}} \quad (4.26)$$

Para um valor eficaz da tensão de fase do conversor U_1 igual ao nominal e uma freqüência de modulação f_{sw} de 360Hz, $L_c \leq 34,03\%$. Por isso, admite-se que os elementos reativos do filtro devam ter preferencialmente seus valores em torno ou inferiores a 15% de seu valor base, [65] e [68]. Para isso, calcula-se a freqüência de corte f_{co} como função dos parâmetros de projeto que são a máxima freqüência fundamental a ser sintetizada pelo conversor f_{1max} e a freqüência do harmônico de mais baixa ordem resultante do processo de modulação f_D , e dos fatores de separação n_{sfc} entre f_{1max} e f_{co} e n_{scd} entre f_{co} e f_D . A expressão para f_{co} é dada por:

$$f_{co} = n_{sfc} \cdot f_{1max} \quad \text{ou} \quad f_{co} = f_D / n_{scd} \quad (4.27)$$

onde $n_{sfc} \cdot n_{scd} = f_D / f_{1max} \cong 10$. De um modo geral, os fatores de separação n_{sfc} e n_{scd} são respectivamente iguais a 5 e 2, como discutidos acima. Entretanto, devido a uma maior faixa de livre de harmônicos no espectro de freqüência obtida com o modulador SHEPWM é possível admitir certa flexibilidade para esses valores. Nesse caso, foram adotados $n_{sfc} = 5,2$ e $n_{scd} \cong 1,7$.

O critério proposto para o projeto o filtro senoidal neste trabalho parte da expressão da freqüência angular de corte do filtro expressa genericamente por:

$$\omega_{co} = 1 / \sqrt{L_x C_y} \quad (4.28)$$

Esta expressão leva a um conjunto de infinitos pares de valores para os elementos reativos L_x e C_y que satisfazem simultaneamente à equação (4.28) para um dado valor de ω_{co} . Novas restrições devem ser introduzidas para se resolver este problema.

Propõe-se então que o projeto seja realizado a partir da expressão algébrica para a potência reativa total do filtro, como função de todos os seus elementos reativos. Esta expressão, com a restrição a equação (4.28), representa a função de custo dada por:

$$Q_{rt}(kVA_r) = f(L_1, \dots, L_i, C_1, \dots, C_j) \quad (4.29)$$

Igualando-se a derivada da função custo Q_{rt} a zero se obtém os pontos críticos dessa função (máximos e mínimos):

$$dQ_{rt}/dL_x = f'(L_1, \dots, L_i, C_1, \dots, C_j) = 0 \quad (4.30)$$

A segunda derivada da função custo Q_{rt} conduz aos pontos de inflexão e ao estudo de sua concavidade:

$$d^2Q_{rt}/dL_x^2 = f''(L_1, \dots, L_i, C_1, \dots, C_j) \quad (4.31)$$

Fisicamente, aplicando-se a equação (4.28) ao filtro principal da Figura 4.1 na frequência fundamental, desprezadas suas perdas, os elementos LC constituídos pelos ramos paralelo e série do lado do conversor (retificador ou inversor), se pode expressar a sua potência reativa total como:

$$Q_{rt} = \omega_1 L_c i^2 + \omega_1 C_f e^2 \quad (4.32)$$

Em regime permanente as amplitudes da corrente no conversor i e da tensão e sobre o ramo paralelo são constantes. Com frequência angular ω_{co} fixa pelo projeto:

$$C_f = 1/(\omega_{co}^2 L_c) \quad (4.33)$$

Substituindo-se esta última em (4.32) obtém-se:

$$Q_{rt} = \omega_1 [L_c i^2 + e^2 / (\omega_{co}^2 L_c)] \quad (4.34)$$

Derivando-se então (4.36) em relação ao indutor L_c e igualando-se a zero chega-se a:

$$dQ_{rt}/dL_c = \omega_1 [i^2 + e^2 / (\omega_{co}^2 L_c^2)] = 0 \quad (4.35)$$

que produz:

$$L_c^2 = (e^2/i^2)/\omega_{co}^2 \text{ ou } L_c = \pm (e/i^2)/\omega_{co} \quad (4.36)$$

que constituem-se os pontos de máximo e mínimo da potência reativa total, Q_{rt} .

Restringe-se L_c a valores reais e positivos e define-se a constante β_s de forma tal que:

$$\beta_s = e/i \quad (4.37)$$

Então, derivando-se uma segunda vez a expressão (4.34) da potência reativa e substituindo-se nessa o valor positivo de L_c descrito por (4.36) obtém-se:

$$d^2Q_{rt}/dL_c^2 = 2\omega_1 e^2 L_c^{-3} / (\omega_{co}^2) = 2\omega_1 \omega_{co} \quad (4.38)$$

Como esta última é positiva se prova assim que o valor encontrado para L_c esta associado a um ponto de mínimo da potência reativa total.

Desse modo, a Figura 4.6 mostra o comportamento da potência reativa Q_{rt} em função dos valores do indutor L_c do lado do conversor. Nessa figura, se pode verificar que os pontos críticos obtidos com os passos acima representam um máximo e um mínimo local no exemplo do filtro proposto aqui. De qualquer modo, desprezando-se os valores negativos para o indutor L_c o ponto crítico da função pode ser considerado como o mínimo global como mostra a Figura 4.6b. Essa última foi traçada para alguns valores diferentes do parâmetro β_s . O projeto dos elementos reativos do filtro deve ser feito nesse ponto de mínima potência reativa para garantir mínimos, peso, volume e custo para o mesmo.

Com este raciocínio, é possível se obter as expressões algébricas fechadas e exatas para todos os elementos reativos do filtro com valores em pu (por unidade):

$$L_c = \beta_s / f_{co} \quad (4.39)$$

$$C_f = 1/(\beta_s \cdot f_{co}) \quad (4.40)$$

O projeto dos outros elementos do filtro segundo [10] e [94] deve garantir que a sua frequência de ressonância esteja abaixo do primeiro conjunto de harmônicos produzidos pela modulação. No caso da modulação PWM multiníveis clássica esta deve ser a metade da frequência de modulação [94]. Graças à melhor distribuição espectral obtida com o modulador SHEPWM, a escolha da frequência de ressonância é um pouco mais flexível e isso pode levar à obtenção de menores valores para os elementos do filtro. Então, sugere-se que a frequência de ressonância f_{res} seja calculada como:

$$f_{res} = [f_D + \text{ceil}(f_{co})]/2 \quad (4.41)$$

Na operação do conversor com frequência fundamental fixa, representado, por exemplo, pelo retificador regenerativo de um sistema de acionamento elétrico:

$$L_{eq} = \beta_s^2 / (f_{res}^2 \cdot L_c) \quad (4.42)$$

$$L_f = [(L_c \cdot L_{eq}) / (L_c - L_{eq})] - L_g \quad (4.43)$$

A Figura 4.7 apresenta o projeto otimizado dos elementos da porção LCL do filtro senoidal em função de β_s para duas condições de frequência de comutação, iguais respectivamente a 180Hz e 300Hz. De forma semelhante, a Figura 4.8 mostra o projeto otimizado do filtro senoidal para as frequência de comutação de 420Hz e 540Hz

Admitiu-se, para o pior caso, $L_g = 2,5\%$. A Tabela 4.1 apresenta os elementos obtidos pelo critério de projeto acima para $\beta_s = 1$, [65].

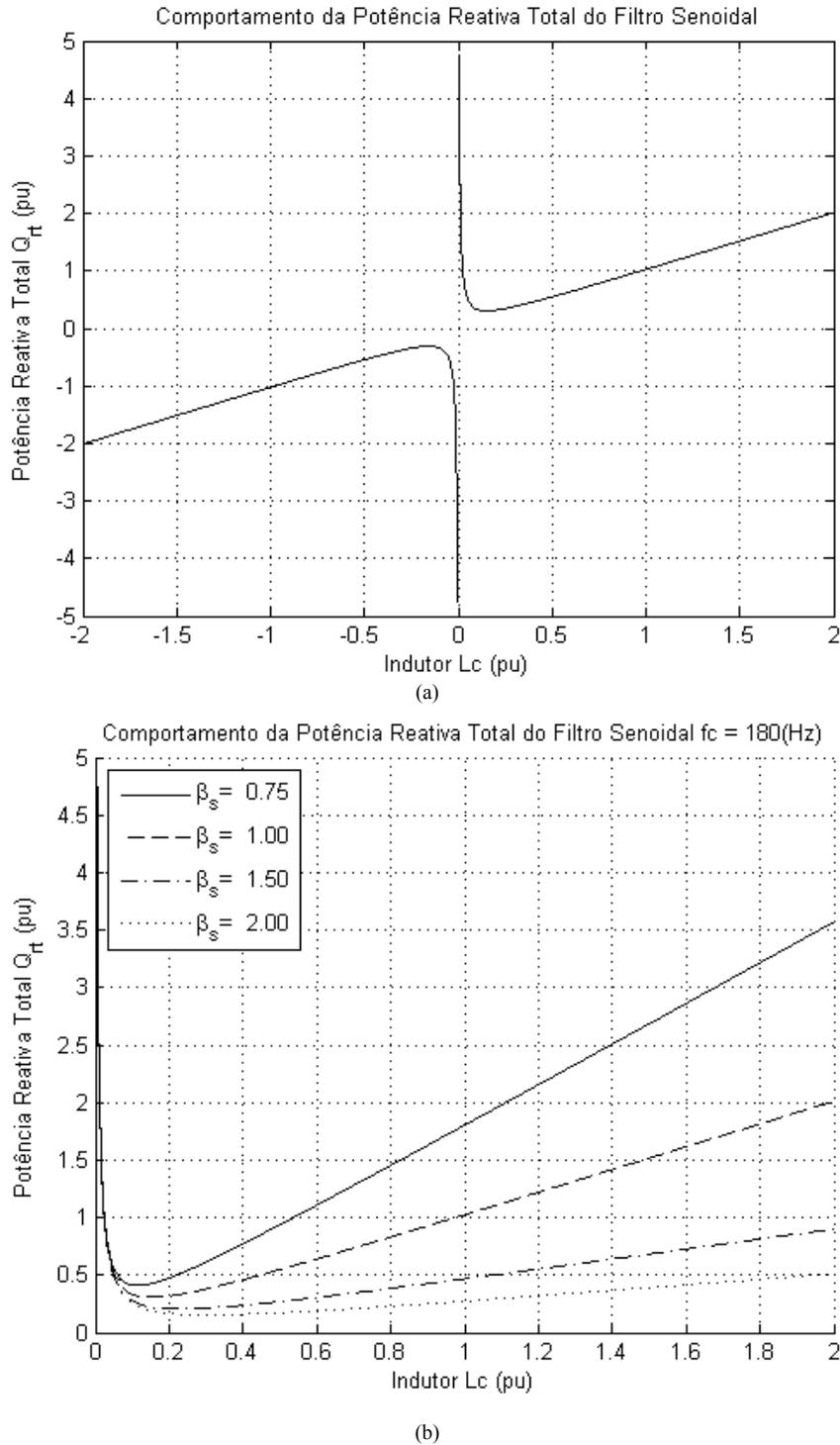


Figura 4.6 Comportamento da potência reativa total em função de L_c e do parâmetro β_s

Para a operação com frequência fundamental variável associada, por exemplo, ao inversor de um sistema de acionamento de motores elétricos, os valores dos elementos

do filtro devem ser também obtidos com as equações (4.27) e (4.28), mas a indutância L_{eq} e a frequência de ressonância f'_{res} devem ser calculadas a partir da indutância equivalente do motor elétrico. A frequência de ressonância f'_{res} é dada por:

$$f'_{res} = \beta_s / \sqrt{L_{eq} \cdot L_c} \quad (4.44)$$

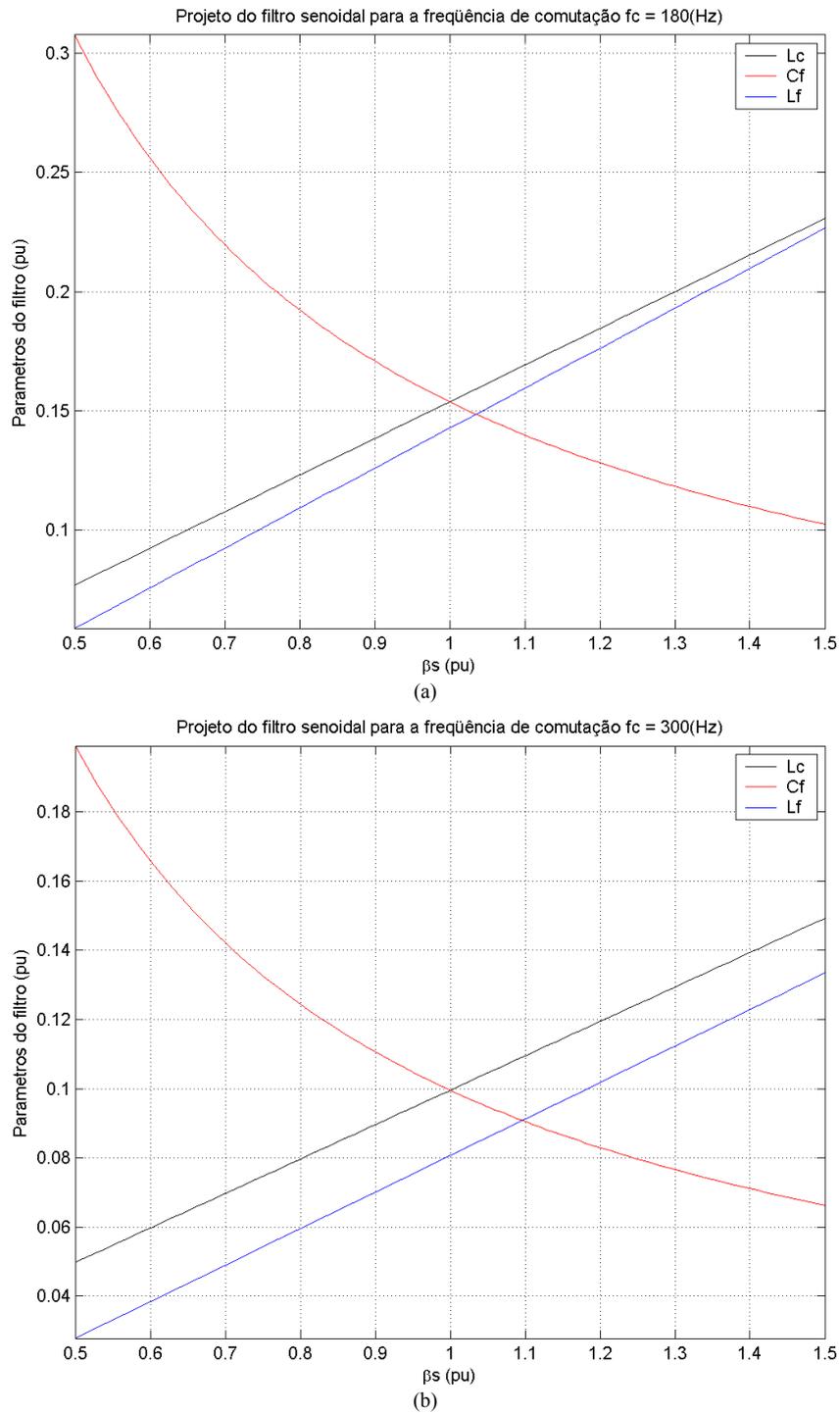


Figura 4.7 Projeto otimizado dos elementos da porção LCL do filtro senoidal em função de β_s , para as frequências de comutação f_c iguais a: a) 180Hz e b) 300Hz.

Tabela 4.1 Valores otimizados dos elementos da porção LCL do filtro senoidal.

f_c (Hz)	f_D (Hz)	f_{co} (Hz)	f_{res} (Hz)	L_c (pu)	L_f (pu)	C_f (pu)	L_c (mH)	L_f (mH)	C_f (μF)
180	660	390	540	0,15385	0,14274	0,15385	1,4123	1,3103	117,92
300	1020	602,73	840	0,09955	0,08064	0,09955	0,91381	0,74027	76,303
420	1380	815,45	1110	0,07358	0,06127	0,07358	0,67543	0,56245	56,398
540	1740	1028,2	1410	0,05836	0,04127	0,05836	0,53568	0,37882	44,729

$L_g = 0,025$ pu, $L_g = 0,22949$ mH.

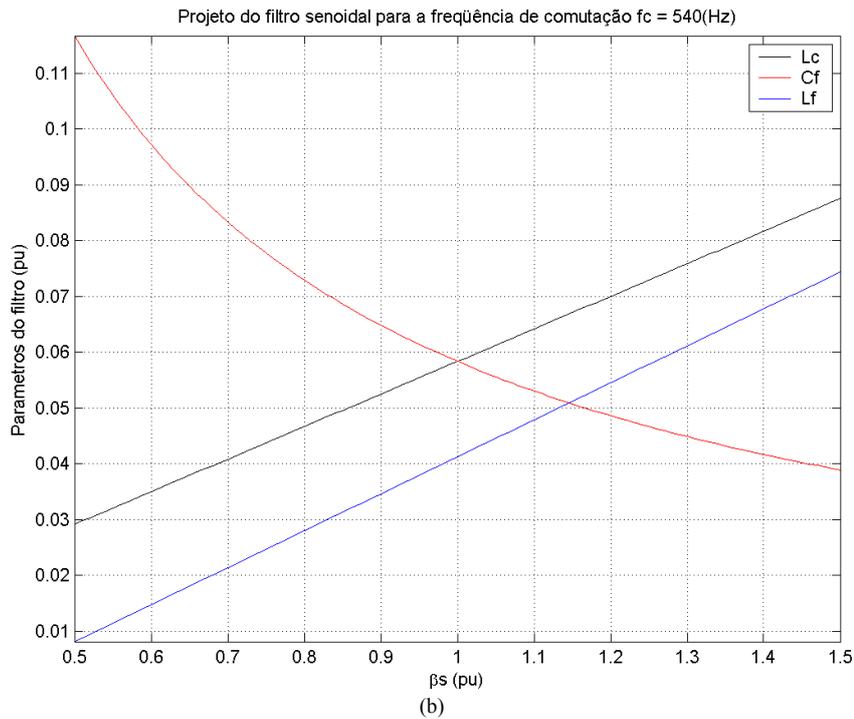
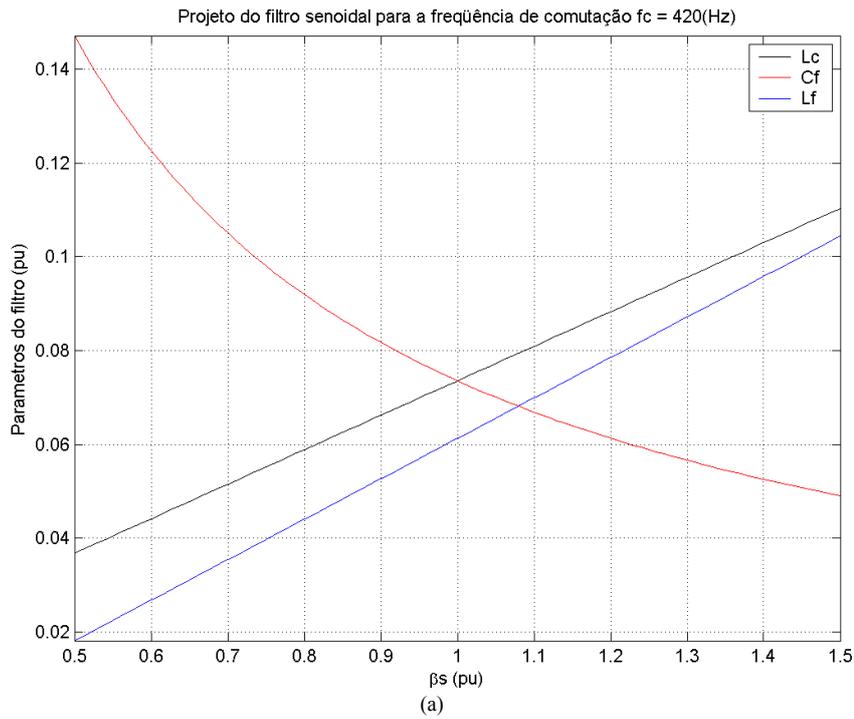


Figura 4.8 Projeto otimizado dos elementos da porção LCL do filtro senoidal em função de β_s , para as frequências de comutação f_c iguais a: a) 420Hz e b) 540Hz.

Nesse caso se deve verificar se f'_{res} , em pu, se encontra na faixa $n_{sfc} \leq f'_{res} \leq f_{res}$.

Caso contrário os elementos devem ser calculados como:

$$L_c = \beta_s^2 / (f_{res}^2 \cdot L_{eq}) \quad (4.45)$$

$$C_f = 1 / (f_{co}^2 \cdot L_c) \quad (4.46)$$

Em (4.46) o valor de f_{co} é calculado ainda pela equação (4.27).

Pela definição (4.37) a constante β_s tem dimensões de impedância (Ω) e depende da tensão no capacitor e da corrente no indutor do filtro, ou dito de outra forma da corrente do conversor e da tensão na carga/rede sendo um parâmetro de projeto que parte da especificação do sistema. Por questões de melhor aproveitamento do sistema se sugere os valores nominais para estas grandezas. Como consequência desta escolha se obtém um valor para β_s igual a “1”. Contudo este pode ser ajustado para valores diferentes deste em função de uma dada especificação de projeto ou mudança de ponto de operação do sistema ou mesmo diante da necessidade prática de ajustes para valores comerciais dos indutores e capacitores originalmente obtidos com este critério de projeto. Vale lembrar que isto resulta em um novo valor para a mínima potência reativa total e para o indutor L_c e o capacitor C_f como mostra a Figura 4.7.

É importante salientar que os elementos obtidos por esse procedimento são os que resultam em um projeto otimizado do filtro e assim conduzem ao valor mínimo de sua potência reativa total, ou seja, mínimo kVAr do filtro.

Outro aspecto importante no projeto do filtro está ligado ao nível de amortecimento conferido ao mesmo. Sabe-se que o amortecimento ξ interfere no desempenho do filtro e está relacionado com o fator de qualidade Q do mesmo pela expressão:

$$\xi = 1 / (2Q) \quad (4.47)$$

De acordo com [73] o amortecimento do filtro tem três efeitos sobre o sistema:

- Redução do rendimento.
- Aumento da taxa de distorção harmônica.
- Melhora da resposta transitória do sistema, (menor sobre sinal, “overshoot”).

Para [95] o amortecimento deve ser escolhido de forma a garantir um comportamento superamortecido ao filtro ($\xi > 1,0$ ou $Q < 0,5$). A referência [70] propõe para seu filtro um amortecimento crítico, ($Q = 0,5$). Por outro lado [71] mostra que valores mais elevados para o fator de qualidade resultam em uma melhor taxa de

atenuação do filtro. Essa linha é seguida por [10], onde Q assume valores entre 1,8 e 3,6, e por [8], (com $Q \cong 7,7$). Em ambos os casos o amortecimento é feito de forma passiva. Considerando-se a necessidade de se obter o melhor desempenho possível do filtro e uma alta eficiência do sistema, após vários testes de simulação e experimentais, este trabalho sugere que o filtro principal opere subamortecido, sendo projetado de forma que ganhos entre 11 e 13dB, ou um sobre sinal de 3,7 a 4,6, na frequência de ressonância. Esses valores foram testados e implicam em o fator de qualidade esteja entre 2 e 2,5. Em todos os casos, o amortecimento, ou fator de qualidade almejado, é conseguido passivamente através da inserção de resistências no filtro, o que pode ser feito de várias maneiras como abordado em [96]-[98]. Esses trabalhos apresentam uma discussão detalhada sobre as alternativas de amortecimento dos filtros para inversores VSI com saída em tensão e CSI em corrente. A referência [98] conclui que a adição de resistências em série com o capacitor do ramo paralelo C_f para inversores VSI é a alternativa mais conveniente, o que do ponto de vista da eficiência é confirmado por [73].

Das curvas típicas de um filtro passa baixa, se a separação entre as frequências de corte e do harmônico de frequência mais baixa produzido pelo conversor é menor que 10, a atenuação obtida para este pode se tornar insuficiente (inferior a 40dB) [71]. Contudo, ao se reduzir a frequência de corte do filtro, os valores o custo e o tamanho de seus elementos crescem aumentando também o risco de ressonância. A introdução dos ramos ressonantes no filtro *LCL* permite então trabalhar com esse fator de separação em torno de dois e ainda obter um desempenho satisfatório do filtro. Como já mencionado ao longo desse trabalho, a utilização desses elementos melhora apreciavelmente a capacidade de atenuação do filtro principal, como é o caso da configuração ressonante série com emprego no ramo paralelo (“shunt”) do filtro, em [71], e da configuração ressonante paralelo com emprego no ramo série, em [70]. Para [99], como a última configuração conduz grande parte ou a totalidade da corrente do conversor, por questões de eficiência e custo, a primeira é normalmente preferida. Este fato justifica a adoção de filtros ressonante série com emprego no ramo paralelo.

A frequência de ressonância f_{ri} $\{i = 1, 2, 3, \dots\}$, e o número de filtros utilizados dependem da frequência dos harmônicos que se deseja eliminar e da utilização do conversor em aplicações com frequência fundamental fixa ou variável. No primeiro caso, este trabalho sugere o uso de dois a quatro filtros ressonantes cujas frequências de

ressonância coincidem com os primeiros harmônicos não eliminados. Os filtros devem apresentar alta seletividade, obtida através de um projeto com alto fator de qualidade, $Q > 10$. Para operação a frequência variável o mesmo número de filtros pode ser empregado, mas, devido às características do modulador SHEPWM, o trabalho sugere a utilização de filtros com pouca seletividade, de forma a se obter uma região de atenuação um pouco mais abrangente. No projeto do filtro ressonante, os valores dos elementos reativos podem ser obtidos de forma semelhante à do projeto do filtro principal que utiliza o critério que minimiza sua potência reativa. Com isso o valor dos elementos reativos total é obtido de forma análoga por:

$$L_{ri} = \beta_{ri} / f_{ri} \quad (4.48)$$

4.4 Avaliação de desempenho.

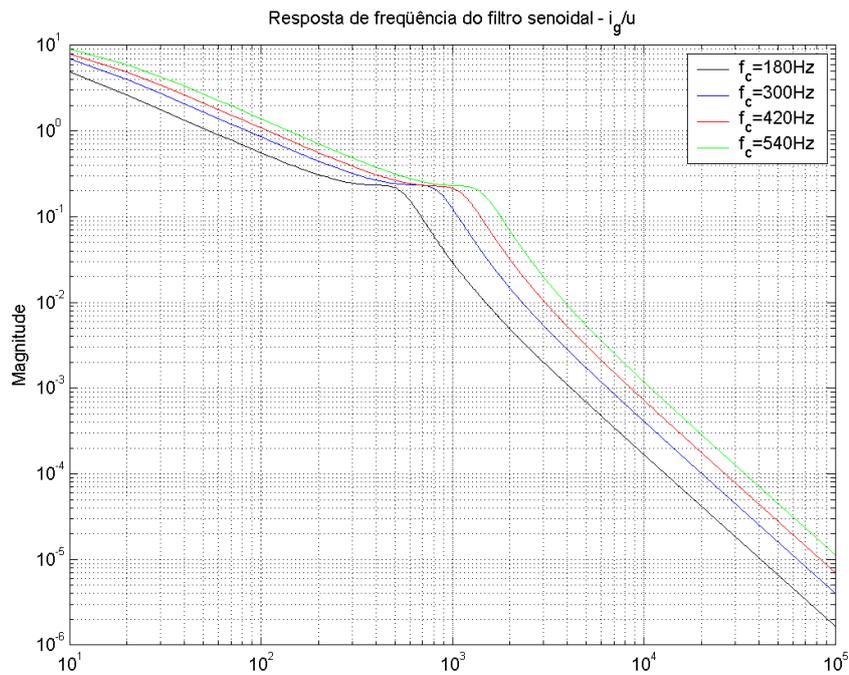
De acordo com alguns autores [72]-[74], o projeto de filtros passivos só se encontra finalizado quando este atende a certos critérios de desempenho como, por exemplo, a um comportamento especificado da resposta de frequência, ou adequação do sistema a certas normas para conteúdo harmônico. No caso do filtro senoidal proposto nesse trabalho, além do reduzido conteúdo harmônico, ou tensões e correntes senoidais de entrada/saída do conversor, do reduzido volume e peso, da alta eficiência e da estabilidade do sistema, se deve avaliar a sua capacidade de rejeição de distúrbios e os problemas de carregamento ou superdimensionamento dos semicondutores do conversor.

A. Resposta de frequência do filtro.

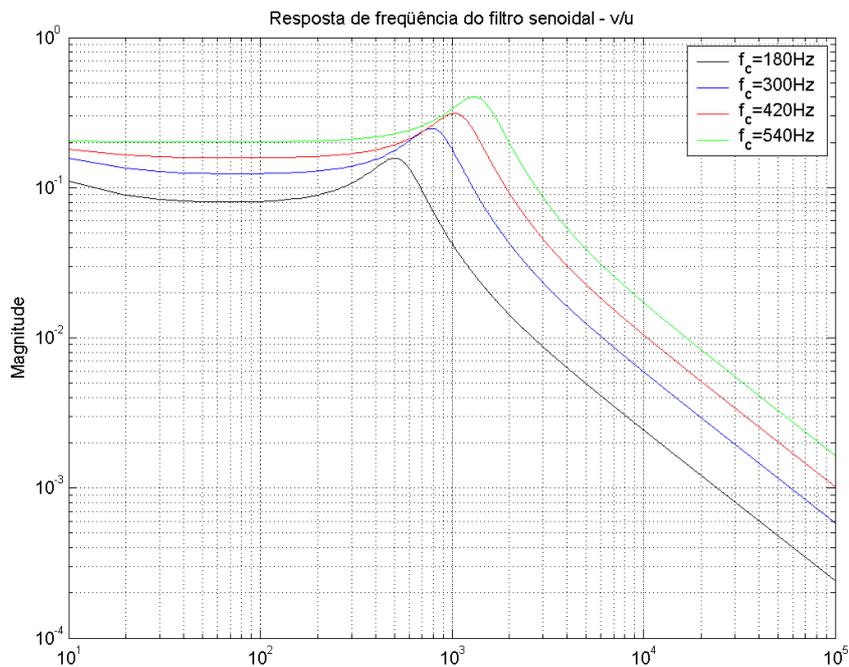
A partir das equações da seção 4.2 para o filtro senoidal, é possível obter suas curvas de resposta de frequência, e com isso avaliar o comportamento e as características obtidas a partir do critério de projeto proposto aqui neste trabalho.

As curvas de resposta de frequência do filtro são apresentadas na Figura 4.9 com os valores de seus elementos reativos obtidos pelo procedimento de projeto descrito para as aplicações com frequência fundamental fixa, tais como o retificador regenerativo totalmente controlado de um “ASD”. A Figura 4.9 mostra o relacionamento entre a corrente i_g da rede e a tensão v de entrada do filtro, no PCC, com a tensão u de entrada do conversor. Do mesmo modo, a Figura 4.10 apresenta as curvas

de respostas de frequência do filtro, sendo que os valores de seus componentes foram projetados supondo-se uma aplicação com frequência variável como um inversor. A carga é uma máquina elétrica com uma impedância equivalente $Z_s = r_s + j\omega_1 L_s$. Considerou-se nesse caso, $r_s = 1\%$ e $L_s = 16,77\%$. Essa figura mostra o relacionamento

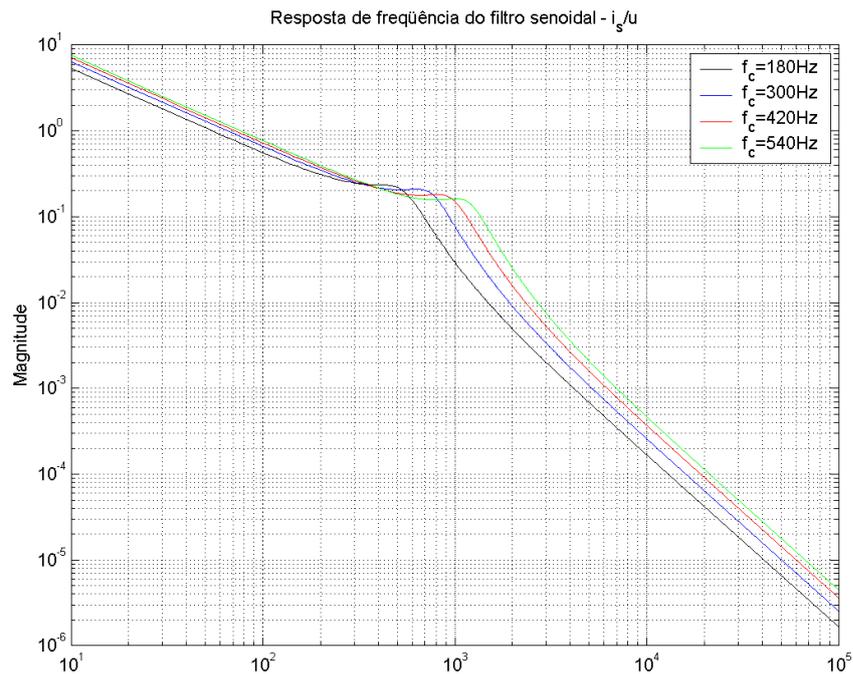


(a)

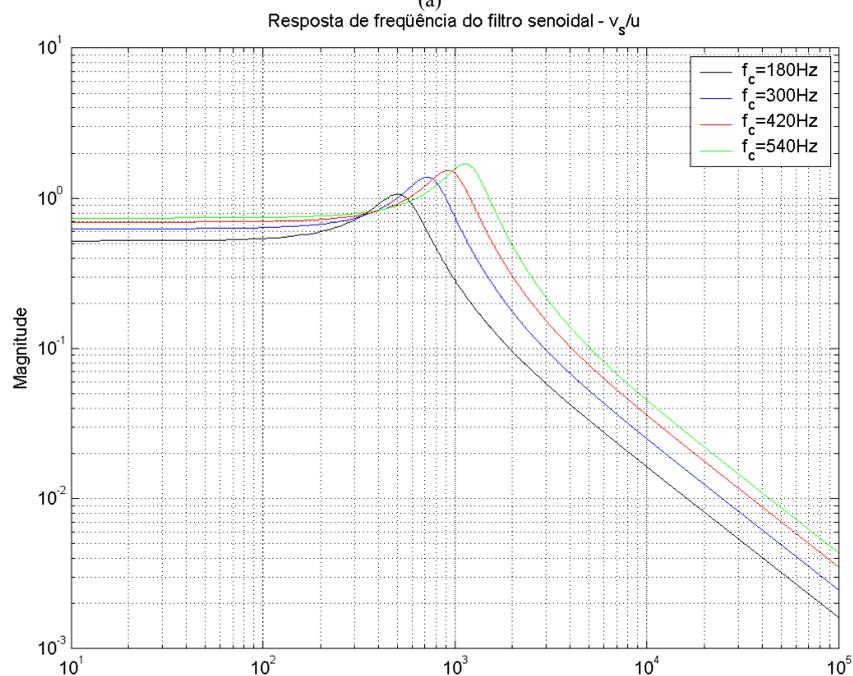


(b)

Figura 4.9 Resposta de frequência do filtro senoidal para operação a frequência fixa.



(a)



(b)

Figura 4.10 Resposta de frequência do filtro senoidal para operação a frequência variável.

entre a corrente i_s e a tensão v_s de entrada do motor elétrico, com a tensão u de entrada do filtro. Esta figura destaca a eficiência da proposta de amortecimento passivo pelo critério de projeto descrito nas seções anteriores. Porém, é também visível sua influência sobre a taxa de atenuação do filtro, reduzida para cerca de -40dB/década , [98]. Utilizando-se uma técnica de amortecimento ativo, o amortecimento resistivo pode

ser reduzido, ou até mesmo eliminado, permitindo aproveitar melhor o potencial do filtro. Contudo, isso nem sempre é viável com frequência de comutação reduzida.

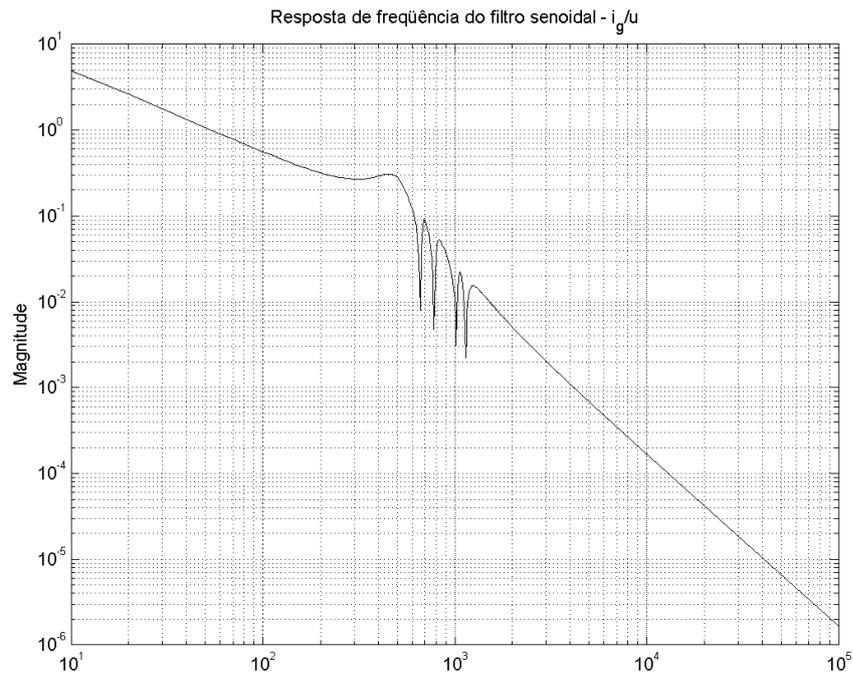
A Figura 4.11 apresenta a curva de resposta de frequência do filtro incluindo os ramos ressonantes série, ligados em paralelo com o ramo “shunt” do filtro principal, para o projeto correspondente à $f_c = 180\text{Hz}$, para o conversor/retificador operando com frequência fundamental de operação fixa. Quatro ramos ressonantes foram empregados de acordo com a descrição do final da seção 4.3. Nesse caso, verifica-se que a utilização desses ramos segundo as idéias apresentadas, promove uma melhora da taxa de atenuação do filtro, em relação àquela da curva de resposta da configuração *LCL* original, de um fator cuja ordem de grandeza está em torno de dez. Esse fato que comprova a eficácia dessa topologia como já vem sendo apontado ao longo do texto.

B. Rigidez dinâmica do filtro.

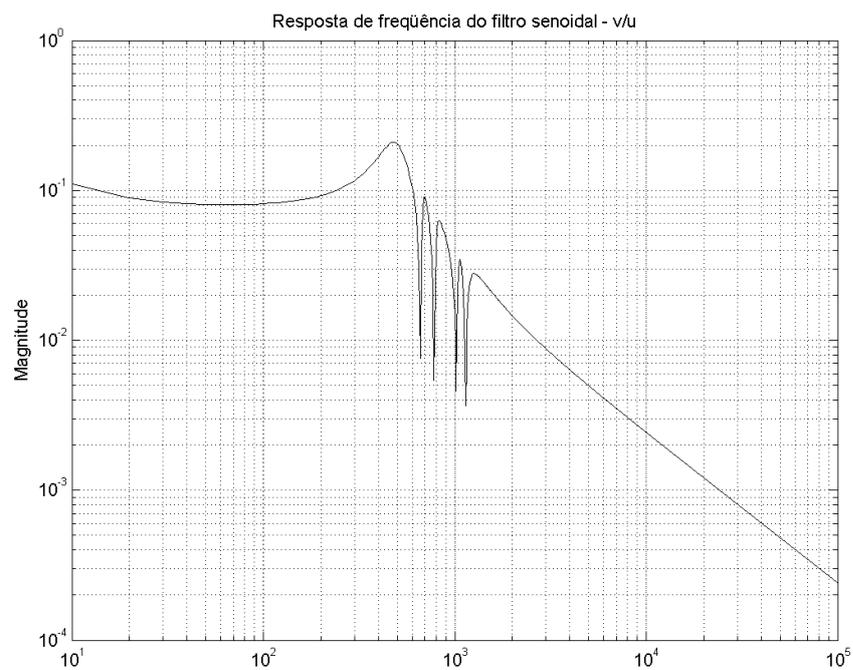
O projeto do filtro senoidal deste trabalho é concebido admitindo-se condições ideais de operação que pressupõem a inexistência de distúrbios gerados pela rede de energia elétrica ou pela carga conectadas a ele. Os harmônicos produzidos por outras cargas ligadas ao ponto comum de conexão da rede ou aqueles resultantes das ranhuras ou outras assimetrias dos motores elétricos, são alguns exemplos desses distúrbios. Isso pode afetar a composição espectral e as formas da onda de tensão e corrente de entrada ou saída do sistema, mesmo diante de um projeto que garanta um bom desempenho em condições normais de funcionamento para o mesmo. É então desejável que o filtro apresente pouca sensibilidade aos distúrbios e isso pode ser avaliado através de sua rigidez dinâmica. Por definição a rigidez dinâmica relaciona a grandeza associada à fonte geradora de distúrbios com a variável em estudo do sistema. Nesse ponto o trabalho passa a considerar a existência de harmônicos nas tensões gerados pela rede ou pelo motor elétrico.

A Figura 4.12 apresenta as curvas de rigidez dinâmica do filtro para a operação do conversor em frequência fundamental fixa e em condições de projeto, com diferentes valores de frequência de comutação. Já a Figura 4.13 apresenta essas curvas para a operação do conversor a frequência variável. Nessas figuras se verifica que são reduzidos os valores da rigidez dinâmica do filtro em baixas frequências. Isso se traduz em uma maior sensibilidade do mesmo a distúrbios originados na rede ou na carga, como por exemplo, os harmônicos de baixa ordem, 5°, 7°, 11°, 13°, etc., que podem

levar à deterioração do desempenho do sistema. Essa característica já era esperada e é comum a filtros baseados na configuração *LCL*. Todavia esse problema pode ser contornado pela utilização simultânea, quando possível, de uma técnica de amortecimento ativo e de um esquema de cancelamento das realimentações internas e acoplamentos cruzados do filtro e de sua força contra-eletromotriz, [98].



(a)



(b)

Figura 4.11 Resposta de frequência do filtro incluindo ramos ressonantes para $f_c = 180$ Hz.

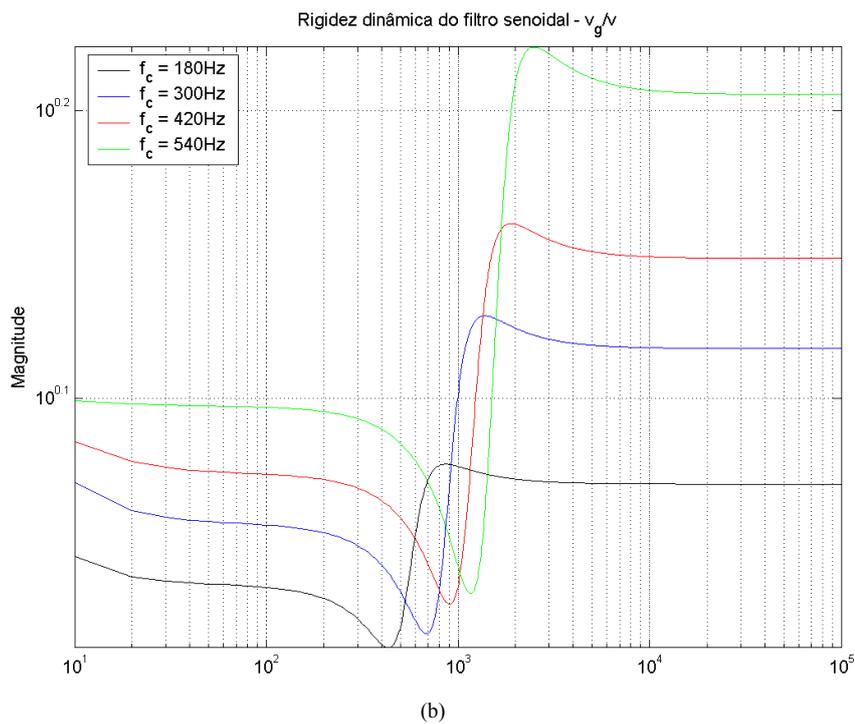
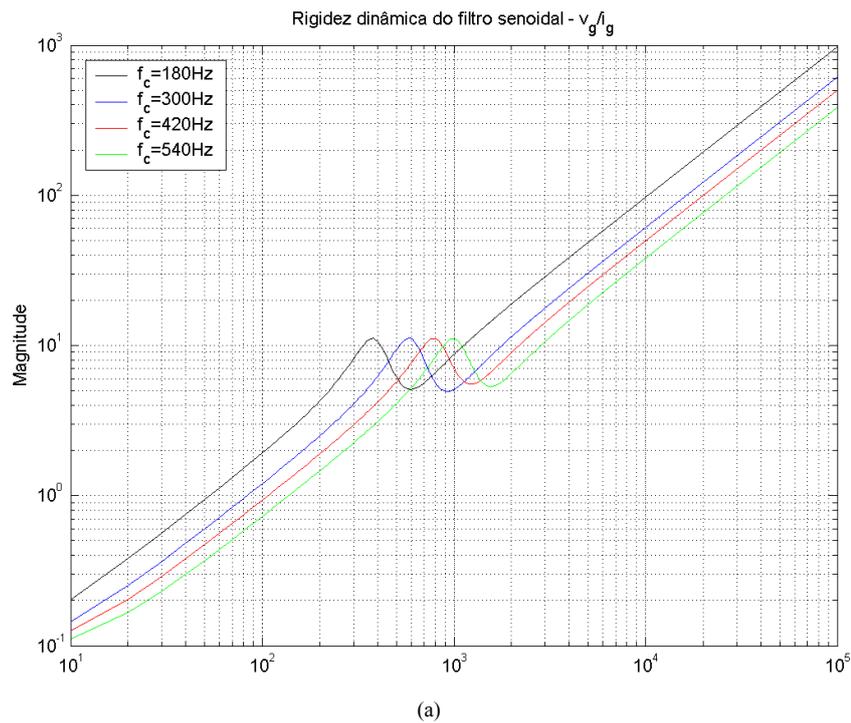
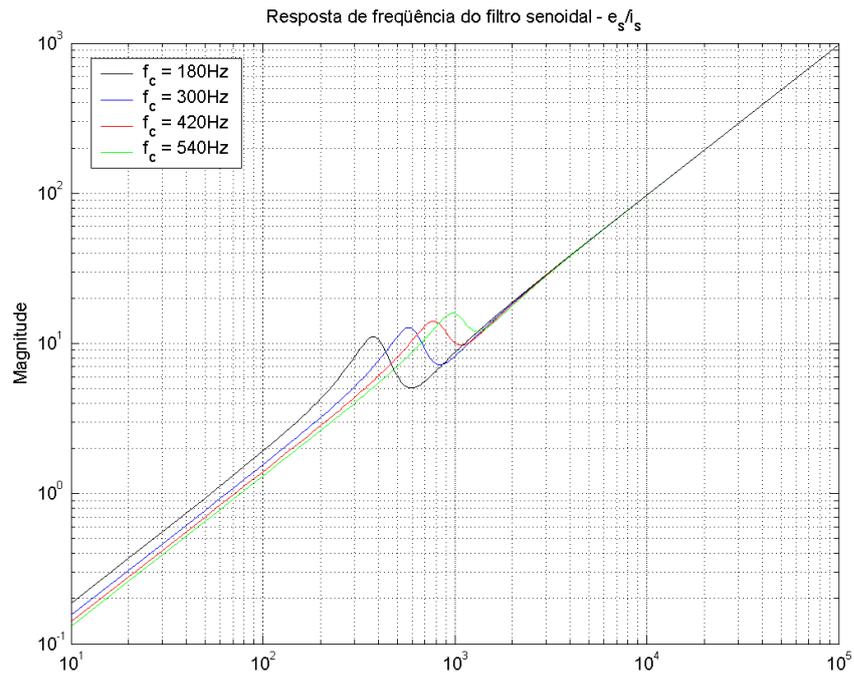


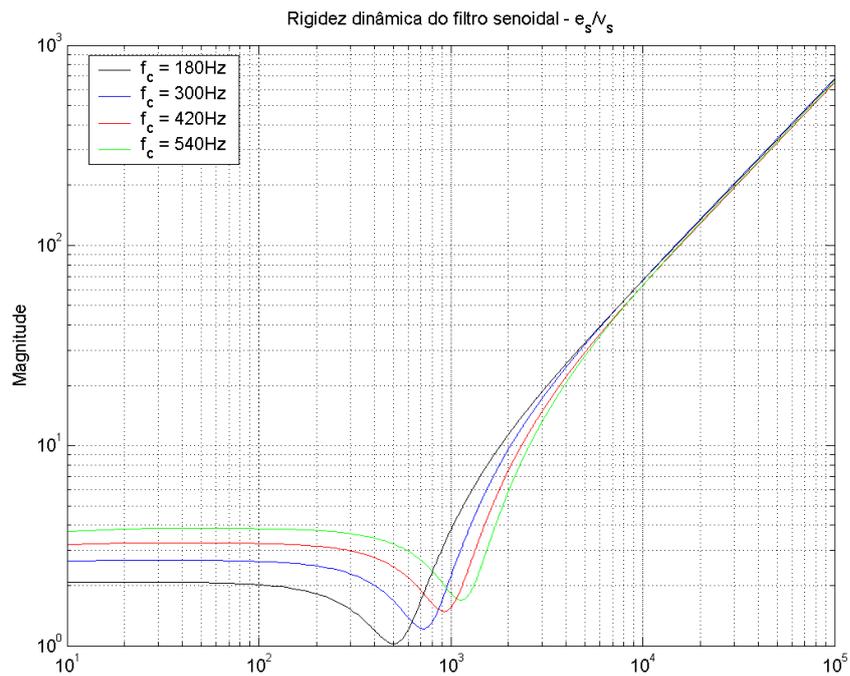
Figura 4.12 Rigidez dinâmica do filtro senoidal para operação a frequência fixa

A. Variação da tensão e corrente do conversor.

A utilização de filtros entre o conversor e a rede ou a carga produz um inerente aumento da energia consumida pelo conjunto. Isso significa que o conversor deve ser capaz de suportar esse aumento de demanda. Para isso os dispositivos semicondutores de potência devem ser corretamente dimensionados. É possível mostrar que o acréscimo



(a)



(b)

Figura 4.13 Rigidez dinâmica do filtro senoidal para operação a frequência variável.

de tensão e corrente do conversor, para além de seus valores nominais, depende apenas da configuração do filtro e dos valores de seus elementos. Para o conversor operando, por exemplo, como inversor, as expressões para a tensão e a corrente em seus terminais são:

$$u = H_i(j\omega_1) \cdot v_s + (r_c + j\omega_1 L_c) \cdot i_s \quad (4.49)$$

$$i = \left[j\omega_1 C_f / (1 + j\omega_1 r_d C_f) \right] \cdot v_s + i_s \quad (4.50)$$

Nessas equações v_s e i_s correspondem, respectivamente, aos valores nominais dos fasores de tensão e corrente na entrada da carga.

Já para o conversor atuando como retificador as expressões para as grandezas são:

$$u = H_i(j\omega_1) \cdot v - \left[(r_c + j\omega_1 L_c) + (r_f + j\omega_1 L_f) H_i(j\omega_1) \right] \cdot i_g \quad (4.51)$$

$$i = - \left[\frac{j\omega_1 C_f}{(1 + j\omega_1 r_d C_f)} \right] \cdot v + \left[1 + \frac{j\omega_1 C_f \cdot (r_f + j\omega_1 L_f)}{(1 + j\omega_1 r_d C_f)} \right] \cdot i_g \quad (4.52)$$

Aqui v e i_g estão associados aos valores nominais dos fasores de tensão e corrente no PCC à entrada do filtro.

O erro absoluto entre os fasores de tensão e de corrente, (Δu_a e Δi_a respectivamente), entre as condições pré e pós-ligação do filtro ao sistema, dão uma idéia do acréscimo nestas grandezas para o correto dimensionamento do conversor e, servem indiretamente para avaliar a qualidade do projeto. Estes são descritos para o conversor operando como inversor por:

$$\Delta u_a = [H_i(j\omega_1) - 1] \cdot v_s + (r_c + j\omega_1 L_c) \cdot i_s \quad (4.53)$$

$$\Delta i_a = \left[\frac{j\omega_1 C_f}{(1 + j\omega_1 r_d C_f)} \right] \cdot v_s \quad (4.54)$$

e para o conversor operando como retificador como:

$$\Delta u_a = [H_i(j\omega_1) - 1] \cdot v - \left[(r_c + j\omega_1 L_c) + (r_f + j\omega_1 L_f) H_i(j\omega_1) \right] \cdot i_g \quad (4.55)$$

$$\Delta i_a = \frac{j\omega_1 C_f \cdot \left[(r_f + j\omega_1 L_f) \cdot i_g - v \right]}{(1 + j\omega_1 r_d C_f)} \quad (4.56)$$

Alternativamente o acréscimo na tensão e na corrente nos terminais do conversor pode ser especificado por suas variações relativas às grandezas do sistema de saída, v_s e i_s para o inversor, ou entrada, v e i_g para o retificador. As variações relativas na tensão e na corrente estão apropriadamente ligadas ao conceito da regulação em sistemas eletro-eletrônicos sendo respectivamente designadas por Δu_r e Δi_r . Para o inversor as variações relativas na tensão e na corrente são dadas por:

$$\Delta u_r = |u| - |v_s| \quad (4.57)$$

$$\Delta i_r = |i| - |i_s| \quad (4.58)$$

Para o retificador estas são expressas como:

$$\Delta u_r = |u| - |v| \quad (4.59)$$

$$\Delta i_r = |i| - |i_g| \quad (4.60)$$

A Tabela 4.2 apresenta uma estimativa da variação da tensão e da corrente do conversor produzidos pelo critério de projeto proposto nas seções anteriores. Como era de se esperar, a tabela mostra que a variação das grandezas, em geral, diminui com a redução dos valores dos componentes do filtro que, por sua vez, acontece com o aumento da frequência de comutação. O erro absoluto nas grandezas é, em modulo, sempre maior que a correspondente variação relativa da grandeza. Isso se justifica porque o primeiro está diretamente relacionado ao caráter fasorial das quedas de tensão e desvios de corrente através dos elementos do filtro, enquanto a outra mimetiza o conceito da regulação. Além disso, a tabela permite verificar que o erro absoluto é sempre positivo enquanto a variação relativa é em muitos casos negativa. Isso na verdade representa uma redução na referida grandeza, o que contraria a mencionada expectativa de sua elevação. No caso da corrente do conversor, ao contrário do que acontece com as variações relativas em sua tensão, essa é claramente sempre negativa independentemente do modo de operação do conversor, devido à característica capacitiva do ramo “shunt” na frequência fundamental, mesmo para valores muito baixos de capacitância. Na prática, o adequado funcionamento do conversor é garantido pelo dimensionamento a partir dos valores da variação relativa da tensão e corrente [7]. Com isso é possível afirmar que o superdimensionamento dos semicondutores de potência, quando for o caso, é bem inferior àquele que envolve a procura por suprir as quedas de tensão e desvios de corrente criados pela utilização do filtro. Além disso, com base na tabela, pode-se afirmar que o critério de projeto proposto neste trabalho, baseado na minimização da potência reativa, produz valores para os componentes do filtro que reduzem muito ou praticamente eliminam a necessidade desse procedimento.

Tabela 4.2 Variação da tensão e corrente do conversor segundo o projeto do filtro senoidal.

$f_c(\text{Hz})$	Inversor				Retificador			
	Δu_a (%)	Δu_r (%)	Δi_a (%)	Δi_r (%)	Δu_a (%)	Δu_r (%)	Δi_a (%)	Δi_r (%)
180	14,6600	5,5333	15,3530	-4,7254	29,427	0,16319	15,2670	-2,01070
300	9,6071	3,9929	9,9464	-3,5327	18,092	-1,1869	9,8240	-0,72279
420	7,1602	3,1344	7,3541	-2,7608	13,642	-1,5651	7,2457	-0,41910
540	5,7102	2,5932	5,8337	-2,2671	10,176	-1,7511	5,7436	-0,21866

4.5 Operação do filtro senoidal na condição de frequência variável.

A configuração de filtro escolhida para esse trabalho utiliza ramos ressonantes sintonizados na frequência dos harmônicos não eliminados pelo processo de modulação. O número de elementos ressonantes é flexível de acordo com a necessidade do sistema e/ou especificação do projeto. Um ponto importante que vem sendo enfatizado neste trabalho é que em aplicações em média tensão a reduzida frequência de comutação dos dispositivos semicondutores exige utilização desses elementos para melhorar a capacidade de atenuação do filtro principal como mostra a Figura 4.14. Nesta figura os harmônicos do processo de modulação com frequência de comutação reduzida aparecem em uma faixa de frequência próximo da frequência de corte do filtro onde este possui pouca capacidade de atenuação. Nessa região o aumento dessa capacidade de atenuação do filtro é conseguido reduzindo sua frequência de corte, que além interferir na amplitude e fase das grandezas na faixa de frequência fundamental, implica em aumentar os valores dos elementos reativos, resultando em filtros mais pesados e caros. O papel dos ramos ressonantes é então ilustrado mais uma vez na Figura 4.14b). Esta estratégia se constitui, entretanto de uma solução tipicamente empregada em aplicações de frequência fixa e já é a muito tempo adotada na redução e/ou eliminação de harmônicos do sistema elétrico de energia em alta potência. Porém sua utilização em aplicação a frequência variável é proposta neste trabalho por ser capaz de promover uma melhora do conteúdo harmônico do acionamento elétrico em outras condições de regime permanente diferentes da nominal ou mesmo em situações transitórias para motores de alta potência, cuja partida dá de forma lenta, em um regime quase estacionário, como será discutido nessa seção.

Para explicar o funcionamento dos ramos ressonantes do filtro senoidal a Figura 4.15 apresenta a evolução dos harmônicos não eliminados pelo processo da eliminação seletiva de harmônicos com a frequência fundamental. Na figura, adotou-se para o modulador o esquema aprimorado de variações de padrões de pulsos proposto no capítulo 3. Essa figura mostra ainda as frequências em que os ramos ressonantes foram sintonizados para um projeto de filtro realizado a 180Hz de frequência de comutação.

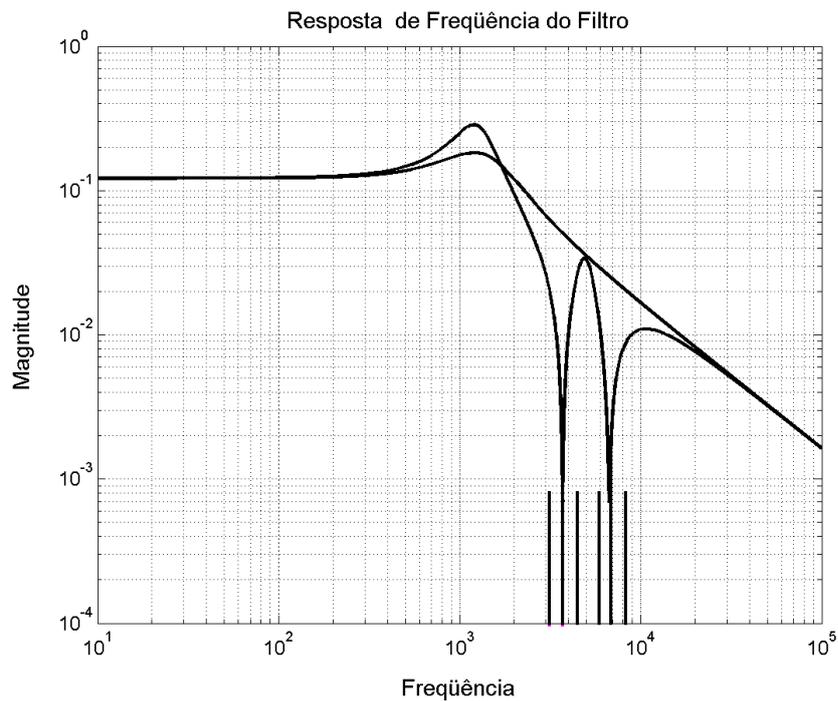
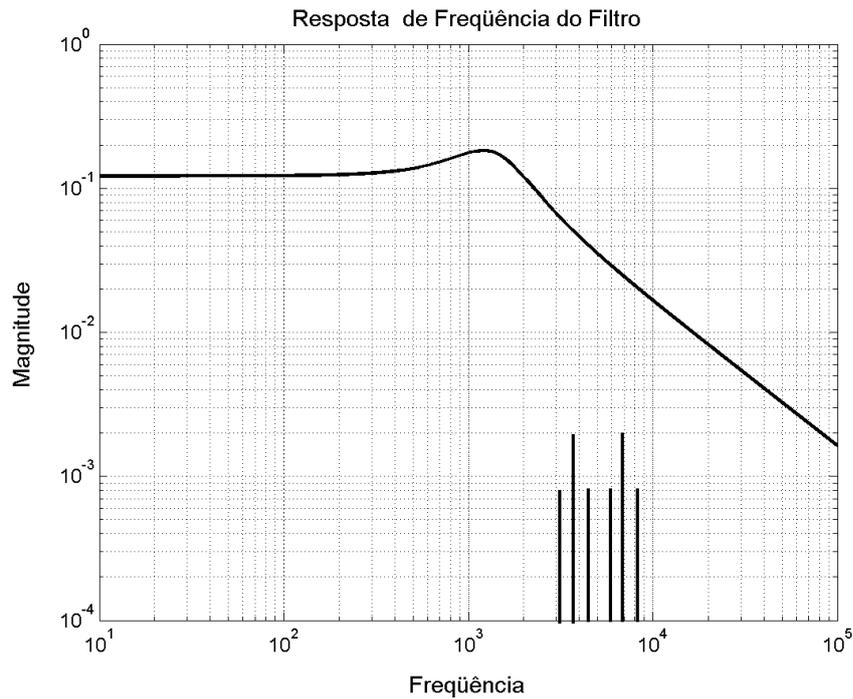


Figura 4.14 Operação dos ramos ressonantes do filtro senoidal na eliminação dos harmônicos de baixa freqüência remanescentes do processo de modulação.

O que se pode verificar na figura é que à medida que se reduz a freqüência fundamental variam com esta a freqüência dos harmônicos não eliminados pelo processo de modulação e de acordo com as equações (3.15) e (3.16). Nesse caso, o esquema aprimorado de variação de padrões de pulsos restringe a faixa freqüência dos

harmônicos. Durante esse processo sucessivamente suas as raias espectrais dos harmônicos vão coincidir com a frequência de projeto dos ramos ressonantes promovendo nesse caso sua redução e/ou eliminação dos harmônicos pelo processo de filtragem introduzido com o filtro senoidal. Desse modo, embora os ramos ressonantes sejam projetados e se destinem a garantir ondas de tensão e corrente senoidais para o sistema principalmente sua condição nominal onde este trabalha a maior parte do tempo, estes são capazes de promover como foi dito uma redução do conteúdo harmônico em condições distintas desta incluindo a condição transitória como ocorre em aplicações de alta potência e média tensão a frequência variável. Um ponto importante nesta situação é que diferentemente do que ocorre na operação sistema com frequência fundamental fixa, a pouca seletividade ou o menor fator de qualidade do projeto dos ramos ressonantes como sugerido na seção 4.3 pode aumentar a região de abrangência de frequência desses ramos.

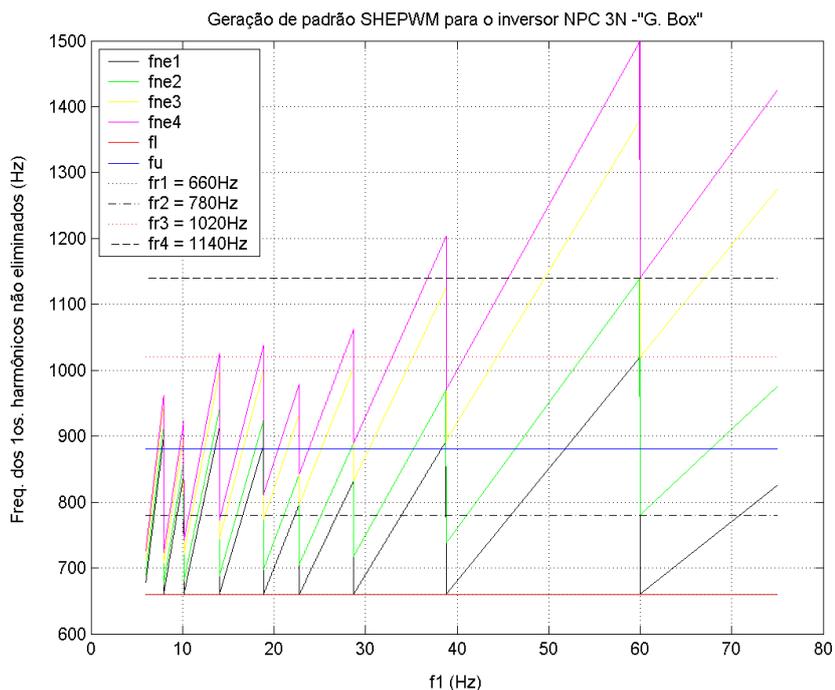


Figura 4.15 Operação do filtro em frequência variável – Evolução dos harmônicos não eliminados do modulador SHEPWM.

4.6 Controle do sistema.

Boa parte do controle estudado neste trabalho segue a linha da orientação vetorial da Figura 4.16. Na operação com a frequência fundamental fixa, a orientação é feita a partir do vetor tensão medido normalmente no ponto de acoplamento comum do sistema, PCC, à saída do transformador da rede. Para operação a frequência variável,

para motores elétricos alimentados pelo conversor, a orientação pode ser feita a partir do vetor fluxo magnético, através de uma técnica de controle direto [100] ou indireto [101]. Este tipo de carga pode ainda ser acionado por uma técnica de controle escalar, a fluxo constante, V/f constante. A orientação pela tensão ou fluxo garante alto desempenho dinâmico e estático do sistema, devido à malha interna de regulação de corrente. A Figura 4.17 mostra o diagrama do controle orientado pela tensão, para aplicações com frequência fundamental fixa, e a Figura 4.18 apresenta o diagrama do controle orientado pelo fluxo, para aplicações a frequência variável.

O regulador de corrente faz o conversor de potência operar como uma fonte de corrente controlada, Figura 4.19. Este se constitui da malha interna do controle e permite ajustar a amplitude e a fase da corrente. Pelo uso do regulador de corrente são eliminados os efeitos das realimentações internas e acoplamentos cruzados do sistema e de sua força contra-eletromotriz. Isso conduz a um controlador simples e de ordem reduzida. Outra vantagem deste regulador reside em sua capacidade de limitar a corrente de saída do conversor o que gera uma proteção contra sobre corrente nos dispositivos semicondutores [101]. Esta é a razão mais importante para utilização da regulação de corrente neste trabalho. Isso se deve ao fato dos elementos reativos, principalmente os dos ramos série, obtidos com o critério de projeto proposto para o filtro senoidal, apresentarem valores reduzidos. Sendo assim, estes são incapazes sozinhos de limitar as correntes do sistema. Isso exige a utilização do regulador de corrente para o funcionamento seguro do conversor como retificador.

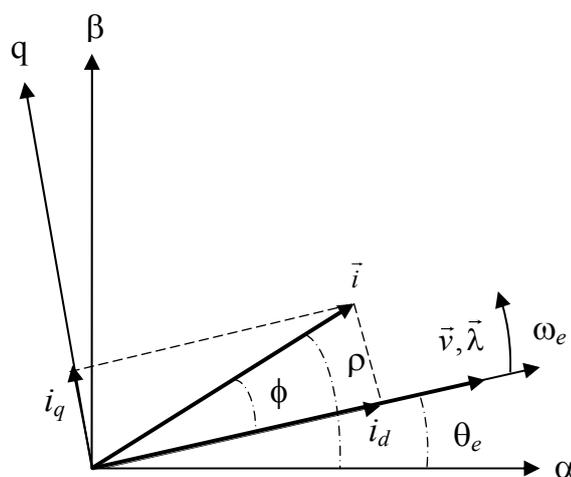


Figura 4.16 Diagrama vetorial do controle orientado pela tensão ou fluxo.

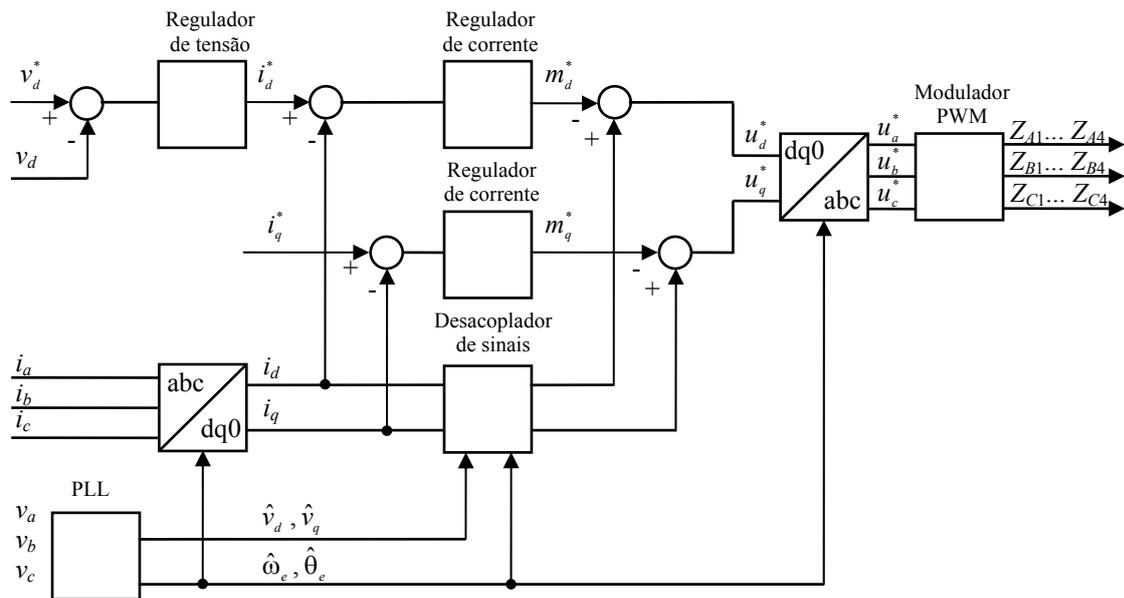


Figura 4.17 Diagrama do controle orientado pela tensão para aplicações a frequência fixa.

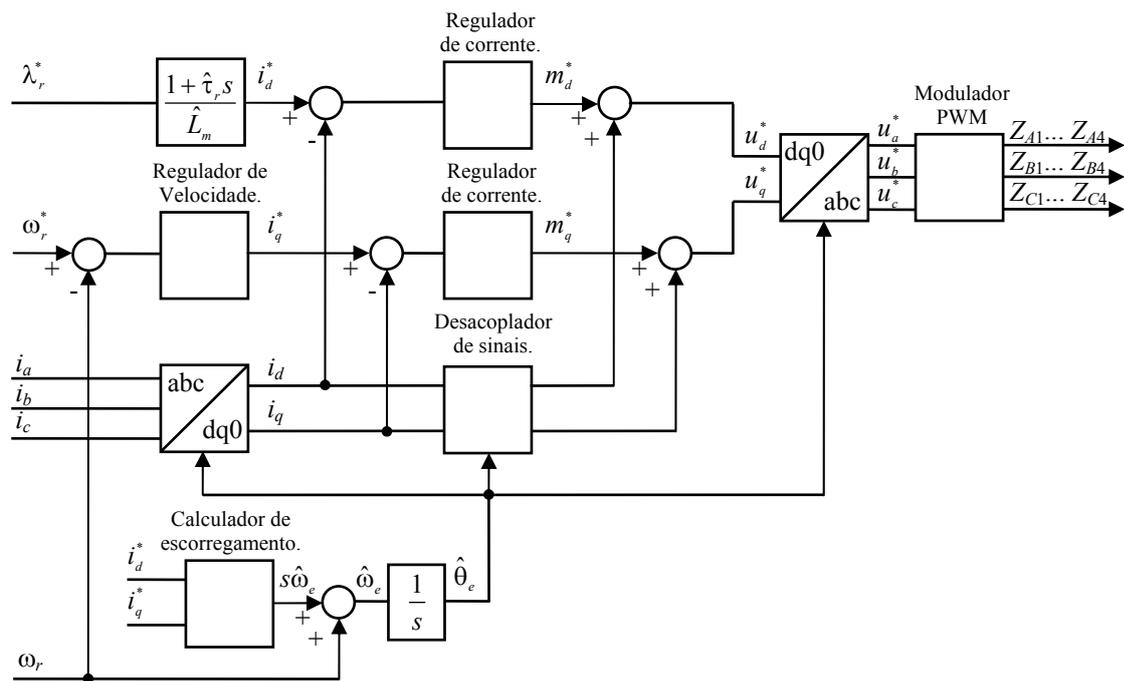


Figura 4.18 Diagrama do controle orientado pelo fluxo para aplicações a frequência variável.

Neste trabalho o projeto do regulador de corrente em referencial síncrono se baseia em um controlador ideal com todas as realimentações internas e acoplamentos cruzados da planta perfeitamente eliminados. Com isso se obtêm o diagrama simplificado da Figura 4.20 cuja função de transferência e o ganho do regulador são

dados pelas expressões (4.61) e (4.62), sendo f_b é a largura da faixa de passagem do sistema, em geral, limitada pela frequência de modulação f_{sw} do conversor.

$$i/i^* = 1/[1 + sL_c/(k_{pwm}k_{prc})] \tag{4.61}$$

$$k_{prc} = 2\pi f_b L_c/k_{pwm} \tag{4.62}$$

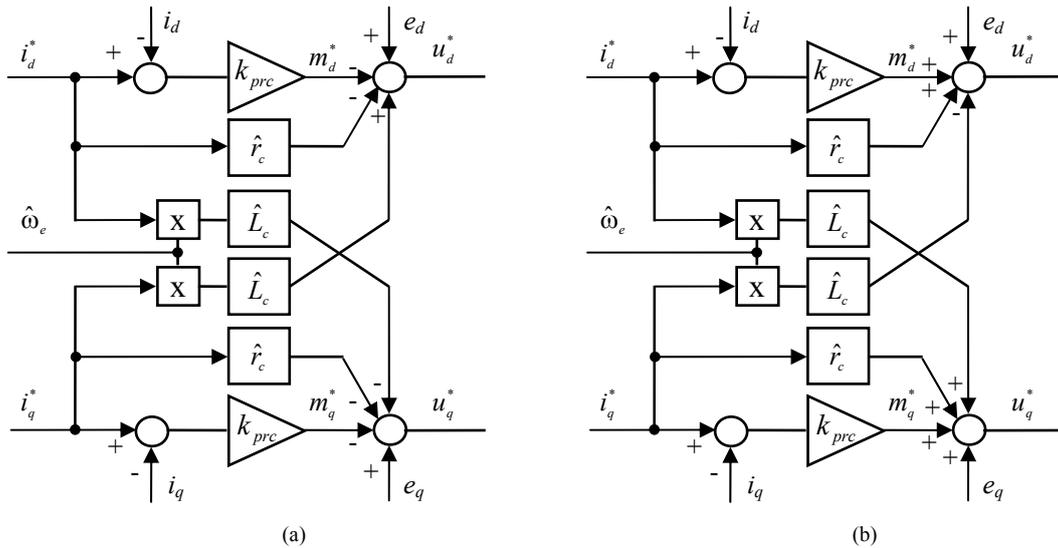


Figura 4.19 Regulador de corrente para o conversor como a) retificador e b) inversor.

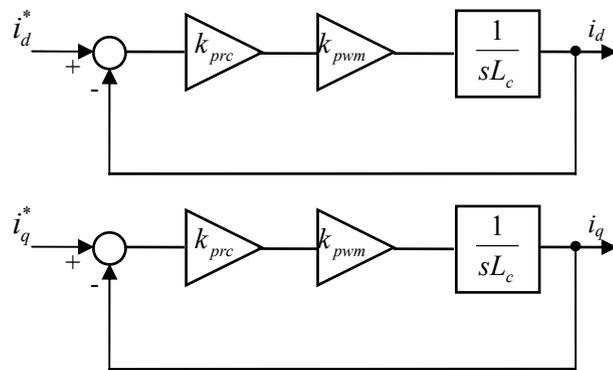


Figura 4.20 Malhas dos controladores ideais e filtro com realimentações internas canceladas.

Para implementação do controle de corrente é necessário conhecer o efeito equivalente da força contra eletromotriz na planta que, juntamente com os sinais das realimentações internas e acoplamentos cruzados devem ser cancelados pelo mesmo. Nesse caso é imperioso obter os valores instantâneos dessa grandeza que é representada através da tensão no ramo paralelo do filtro, para ambos os modos de operação do conversor (inversor ou retificador). A medição direta desta tensão é sugerida em vários trabalhos [8], [96]-[98], etc. . Esta solução pressupõe a utilização de sensores de tensão

adicionais o que é normalmente indesejado pelos fabricantes de conversores de potência pelas dificuldades práticas de fabricação e montagem além do seu custo inerente. Em contrapartida, a estimação das grandezas pode gerar erros nos valores instantâneos força contra eletromotriz associados entre outras coisas às incertezas nos parâmetros utilizados no modelo matemático do estimador. Independentemente disso, uma vez obtida a força contra eletromotriz os ganhos do controlador podem ser calculados pelo procedimento acima através das equações (4.61) e (4.62).

Pela orientação do sistema de eixos de coordenadas **dq0**, segundo a posição do vetor tensão, (fluxo), as componentes de corrente i_d e i_q são responsáveis, respectivamente, pelo controle da tensão do barramento c.c., (fluxo da máquina), e da potência reativa (conjugado eletromagnético), e produzem as referências de tensão u_d^* e u_q^* que, convertidas para o sistema de eixos estacionários **abc**, são então aplicados ao modulador.

4.7 Resultados.

4.7.1 Resultados de Simulação.

4.7.1.1 Operação do sistema com frequência fundamental fixa.

Os resultados apresentados nessa seção foram obtidos a partir de modelos de simulação implementados em MATLAB/SIMULINK. O sistema constitui-se de um conversor NPC de três níveis com potência e tensão nominais iguais a 5MVA e 4160V. O conversor opera a frequência fixa como retificador regenerativo com alto fator de potência e com a tensão no barramento c.c. $E = 3236V$, ou $V_d = 6472V$. O sistema compõe-se também do modulador SHEPWM, do filtro senoidal e do controlador. O controle é feito pela orientação do sistema de eixos de coordenadas **dq0**, segundo a posição do vetor tensão. Assumiu-se para a rede de energia elétrica uma frequência de 60Hz e a indutância de curto de 0,025 pu. Os elementos da porção principal do filtro senoidal foram obtidos pelo critério da mínima potência reativa, de modo que todos os valores estão em torno de ou são menores que 0,15pu, Tabela 4.3. A Tabela 4.4 apresenta também os valores dos elementos dos ramos ressonantes adicionados à porção principal do filtro.

Tabela 4.3 Valores dos elementos da porção principal do filtro senoidal.

L_f	1,272 mH	0,1385 pu.
L_c	1,375 mH	0,1498 pu.
L_g	0,229 mH	0,0250 pu
C_f	120,0 μ F	0,1566 pu.
r_f	53,4 m Ω	0,0154 pu
r_c	10,0 m Ω	0,0029 pu
r_d	1,4147 Ω	0,4088 pu
r_g	34,6 m Ω	0,0100 pu

Tabela 4.4 Valores dos elementos dos ramos ressonantes do filtro senoidal.

L_{r1}	11,630 mH	1,2669 pu
L_{r2}	8,327 mH	0,9071 pu
L_{r3}	4,869 mH	0,4247 pu
L_{r4}	3,898 mH	0,5305 pu
C_{r1}	5,0 μ F	0,0065 pu
C_{r2}	5,0 μ F	0,0065 pu
C_{r3}	5,0 μ F	0,0065 pu
C_{r4}	5,0 μ F	0,0065 pu
R_{r1}	0,3215 Ω	0,0929 pu
R_{r2}	0,2720 Ω	0,0786 pu
R_{r3}	0,2792 Ω	0,0807 pu
R_{r4}	0,3121 Ω	0,0902 pu

A Figura 4.21 mostra o comportamento da tensão de linha v_{ab} da rede no PCC, na entrada do filtro, e da tensão de linha u_{ab} do retificador. A figura mostra também o comportamento das correntes da rede i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} . Nessa figura u_{ab} apresenta uma forma de onda de tensão de linha típica de um conversor de três níveis. Sua distorção harmônica total – THD é igual a 26,61% como mostra a Figura 4.22. O conteúdo harmônico gerado em baixa frequência, abaixo de 660Hz, é bastante reduzido. Por outro lado, devido à presença do filtro senoidal, a forma de onda da tensão da rede mostra um aspecto senoidal sendo que sua $THD = 0,40\%$ e seu conteúdo harmônico é inferior a 0,2% em todo o espectro de frequências. Voltando para a Figura 4.21, verifica-se um aspecto também senoidal para as formas de onda das correntes da rede. A THD da corrente i_{ga} vista na Figura 4.22 é igual a 1,37% sendo que a amplitude dos harmônicos é sempre menor que 0,8%. Voltando mais uma vez para a Figura 4.21 se pode observar ainda que a tensão de fase v_a e a corrente i_{ga} se encontram consideravelmente em fase. O fator de distorção “Distortion Factor”- DF , definido em [69] como $DF = (I_s/I_s) = 1/[(THD)^2+1]^{1/2}$, é aproximadamente igual a 1. O fator de deslocamento, “Displacement power factor”- DPF , para esse caso, também é praticamente igual a 1. Esse fato confirma a operação do retificador com alto fator de potência. Apesar de tudo, o filtro senoidal se mostra capaz de reduzir, mas não eliminar, os harmônicos

produzidos pelo retificador. Principalmente por isso, mas também devido a uma ligeira instabilidade do controle de corrente associada a sua faixa de passagem estreita, se verifica na Figura 4.21 certo achatamento das correntes da rede próximo aos picos de suas formas de onda.

Para permitir uma comparação entre a operação do sistema com e sem o filtro senoidal os resultados das figuras anteriores foram confrontados com os apresentados na Figura 4.23 e Figura 4.24. Nesse caso, foram mantidos os indutores L_c do lado conversor para o adequado funcionamento do retificador. Na Figura 4.23, as formas de onda da tensão v_{ab} e da corrente i_{ga} da rede, no PCC, estão visivelmente distorcidas. Observam-se na Figura 4.24 uma deterioração da distribuição harmônica e uma elevação da THD da tensão v_{ab} e da corrente i_{ga} . As $THDs$ para essas grandezas crescem para 3,77% e 11,93% respectivamente, apesar da THD da tensão do conversor u_{ab} permanecer praticamente invariável, igual a 26,04%.

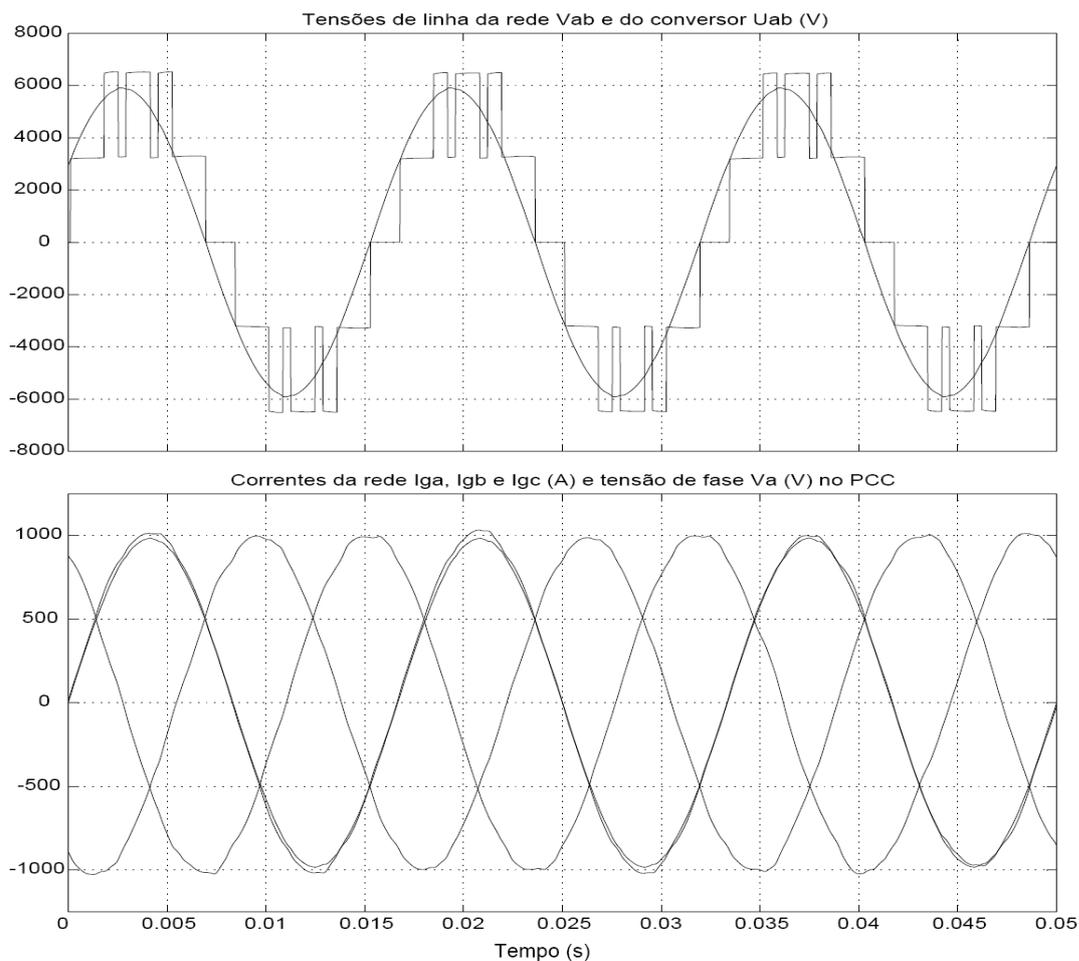


Figura 4.21 a) Tensões de linha da rede v_{ab} e do conversor u_{ab} b) correntes da rede i_{ga} , i_{gb} , i_{gc} e a tensão de fase v_a com o filtro senoidal.

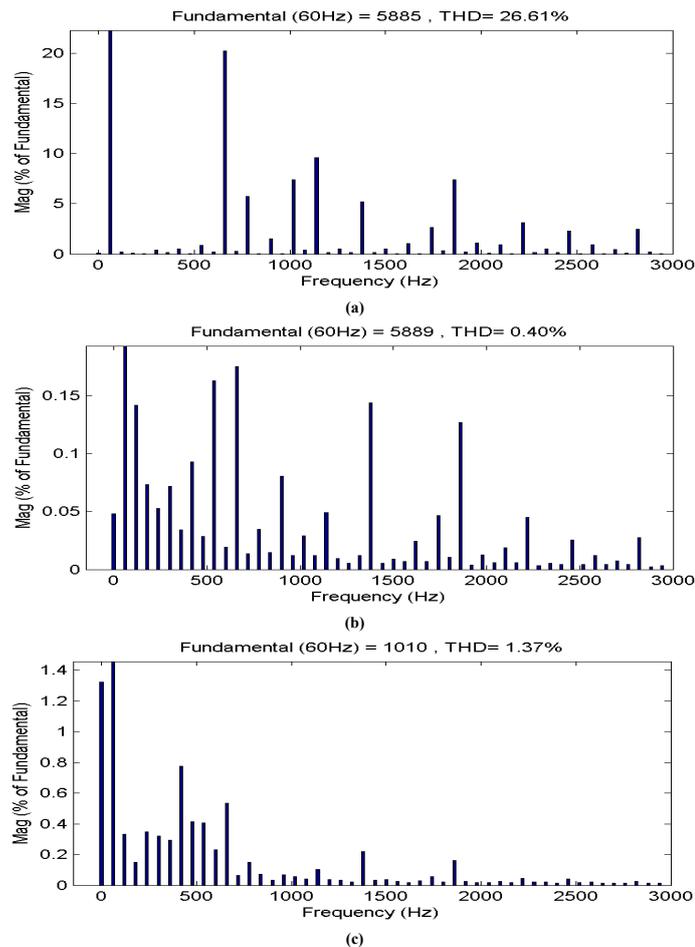


Figura 4.22 Espectro de frequência para a) a tensão de linha do conversor u_{ab} , b) a tensão de linha da rede v_{ab} e c) a corrente da rede i_{ga} com o filtro senoidal.

A Figura 4.25 mostra o funcionamento do sistema com carga leve. A carga foi reduzida diminuindo-se a demanda de energia na saída do retificador, no seu barramento cc.. Com uma diminuição da carga a corrente da rede se reduz para 0,2pu. Novamente a forma de onda da tensão v_{ab} no PCC apresenta um aspecto senoidal. Sua *THD* igual a 0,42%, vista na Figura 4.26, é bem próxima daquela da condição de plena carga e a amplitude de seus harmônicos é inferior a 0,25% em todo o espectro de frequência. Por outro lado, as correntes da rede i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} apresentam certas distorções. A *THD* da corrente i_{ga} na Figura 4.26 se eleva para a 7,79%, mas ainda é menor que os 11,93% da condição de plena carga sem o filtro. As amplitudes de seus harmônicos são inferiores a 6%. Da Figura 4.25 pode-se notar também que as correntes da rede i_{ga} , i_{gb} e i_{gc} apresentam diferenças entre suas formas de onda, que decorrem, entre outras coisas, da instabilidade da malha de tensão do controle de corrente associadas à estreita de passagem pela frequência de comutação reduzida. Deve-se lembrar, nesse caso que os

mesmos valores dos ganhos do controlador, ajustados para a condição nominal de funcionamento do sistema, são utilizados na operação com carga reduzida. Isso afeta o comportamento da tensão do barramento c.c. que influencia os valores instantâneos das correntes. Contudo, ainda sobre a condição de carga reduzida o fator de deslocamento $DPF \cong 0,98$ e o fator de distorção $DF \cong 1,0$ indicam novamente que o retificador pode operar com fator de potência elevado e que essa condição de operação do sistema (modulador, controlador e filtro) pode ser obtida mesmo em uma situação extrema de funcionamento. Isto é, de reduzidos valores da frequência de comutação e da carga resultando ainda em um reduzido conteúdo harmônico nas formas de onda de tensão e corrente da rede e alto fator de potência de entrada.

Com carga reduzida e sem o filtro, a forma de onda de v_{ab} é um pouco mais distorcida e apresenta na Figura 4.28 uma $THD = 3,98\%$. Nessa condição, a corrente da rede sofre uma deterioração de sua forma de onda maior que a da tensão como visto na

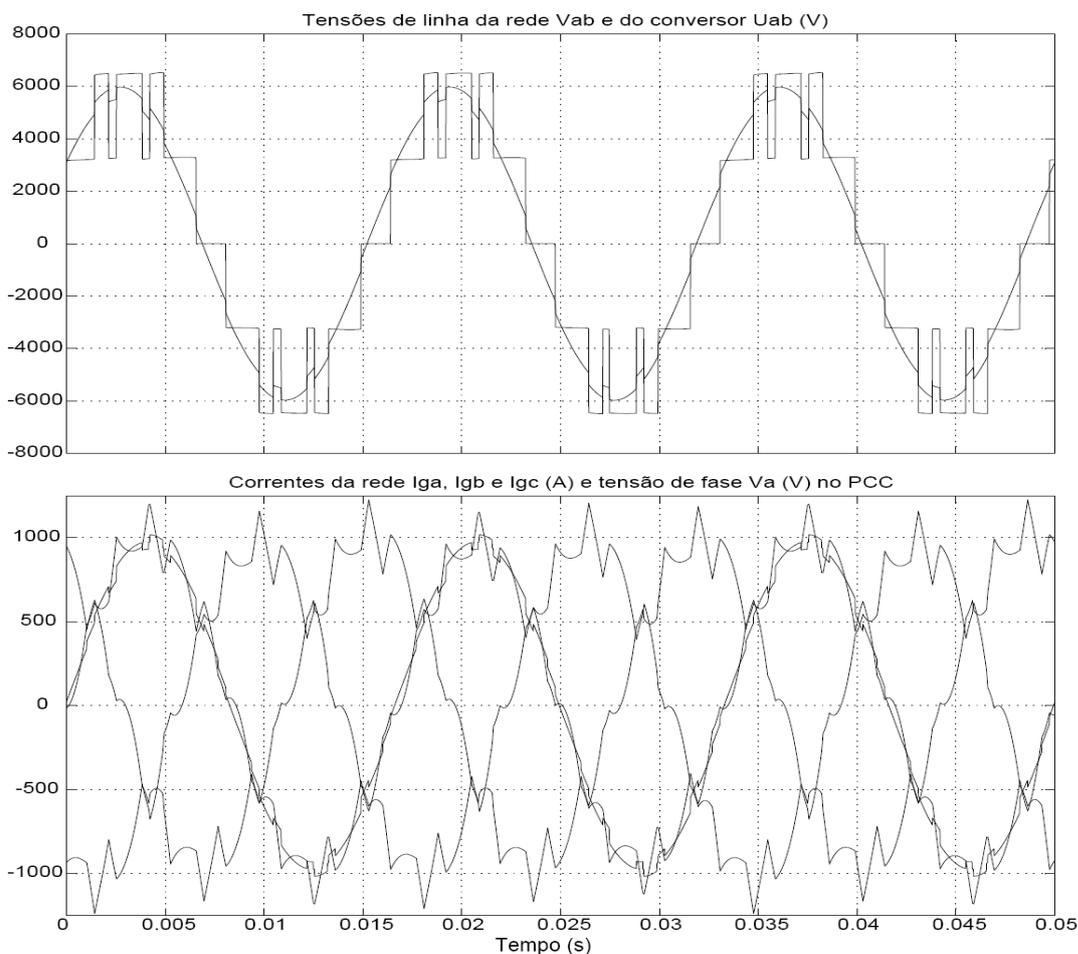


Figura 4.23 a) Tensões de linha da rede v_{ab} e do conversor u_{ab} b) correntes da rede i_{ga} , i_{gb} , i_{gc} e a tensão de fase v_a sem o filtro senoidal.

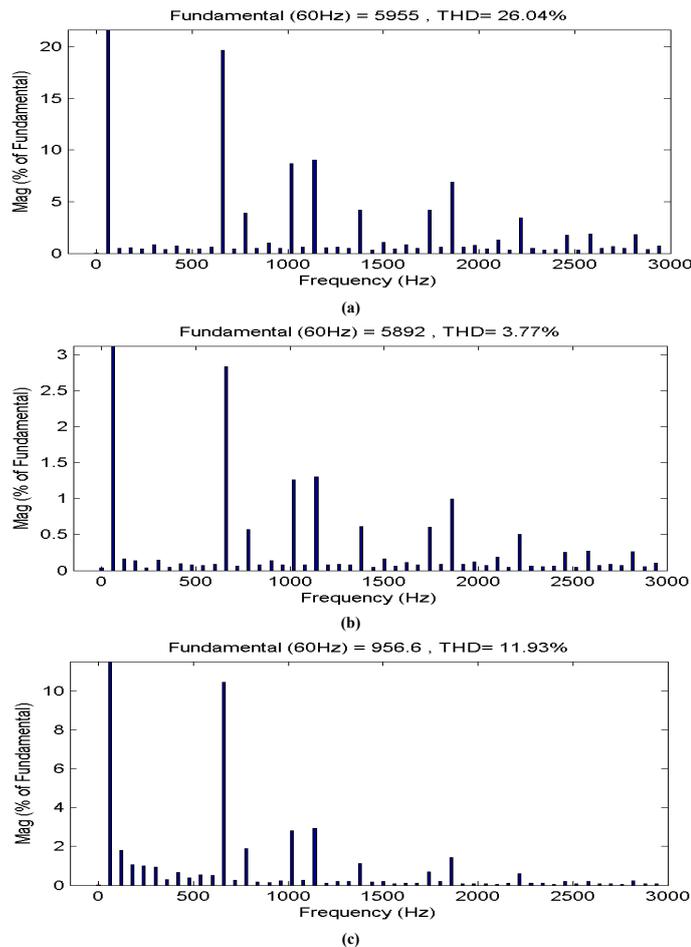


Figura 4.24 Espectro de frequência para a) a tensão de linha do conversor u_{ab} , b) a tensão de linha da rede v_{ab} e c) a corrente da rede i_{ga} sem o filtro senoidal.

Figura 4.27. Com isso, sua THD cresce para 58,76%. Isso permite dizer que o filtro reduz as distorções harmônicas de tensão e de corrente entre pelo menos 5 a 10 vezes.

Finalmente, para verificar o desempenho dinâmico do controle, uma variação em degrau aplicada à carga no instante de tempo $t = 1,0s$ produz uma alteração de 0,8 para 1,0 pu na corrente da rede. A Nesse caso, no momento que o controlador detecta uma variação em sua condição de operação as referencias de tensão na entrada do modulador sofrem alterações em seus valores instantâneos. Seguindo a filosofia em que foi concebido e implementado, descrita na seção 3.2.6 do capítulo 3, o modulador calcula um novo valor para o vetor tensão a ser sintetizado pelo conversor. Este novo valor altera imediatamente o padrão de pulsos das tensões u_a , u_b e u_c . As figuras a seguir mostram então o modulador respondendo a variações instantâneas em sua condição de operação. A Figura 4.29 mostra o comportamento do regulador de tensão da malha mais externa do controlador com a referência da tensão E do barramento c.c. ajustada em 3236V. A frequência de comutação do conversor limita uma possível melhora em sua

rigidez dinâmica. A Figura 4.30 mostra a evolução das correntes da rede durante o transitório. Neste caso o atraso na corrente é corrigido em cerca de 200ms. Com uma ampliação na escala de tempo, a Figura 4.31 mostra a alteração no padrão de pulsos das

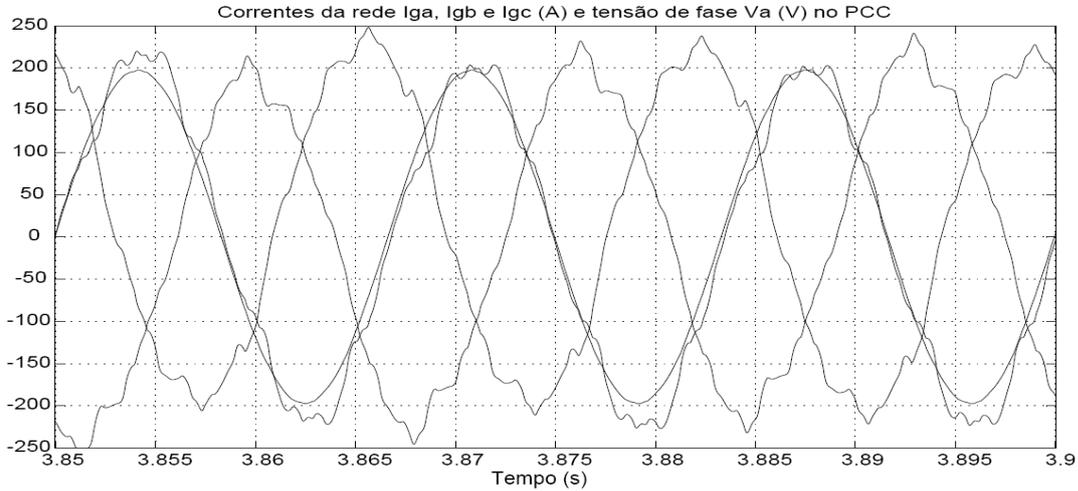


Figura 4.25 Correntes da rede i_{ga} , i_{gb} , i_{gc} e a tensão de fase v_a com carga reduzida e com o filtro senoidal.

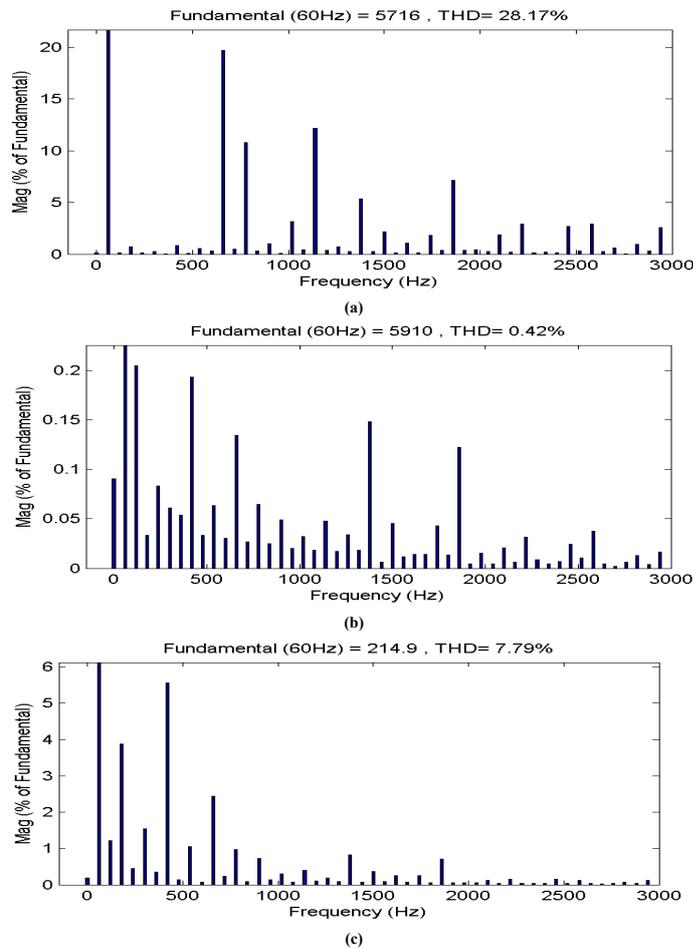


Figura 4.26 Espectro de frequência para a) a tensão de linha do conversor u_{ab} , b) a tensão de linha da rede v_{ab} e c) a corrente da rede i_{ga} com o filtro senoidal.

tensões de linha e de fase do conversor imediatamente após a aplicação do degrau de carga em resposta às variações nas referências do regulador de corrente. O ápice da alteração ocorre em torno do instante de tempo $t = 1,04\text{s}$ que coincide com o momento em que a tensão do barramento c.c. atinge seu valor mínimo. Nesse instante, o conversor sintetiza tensões com menor índice de modulação do intervalo por exigência do regulador de tensão e, para permitir uma maior absorção de energia da rede para o conversor através de um aumento da corrente i . A alteração do índice de modulação é acompanhada de uma variação do ângulo entre as tensões do conversor e da rede para que ocorra essa entrada de energia no sistema. Essa situação confirma que o modulador

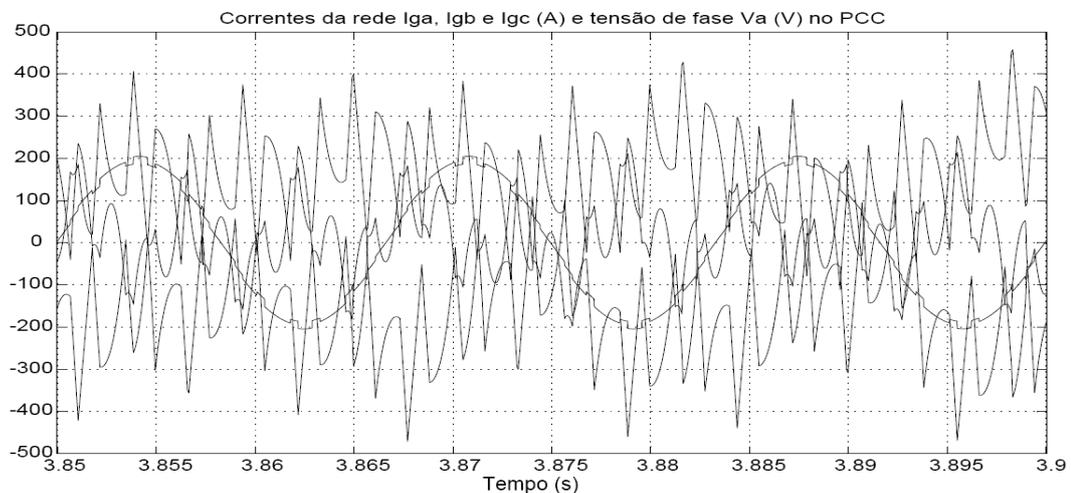


Figura 4.27 Correntes da rede i_{ga} , i_{gb} , i_{gc} e a tensão de fase v_a com carga reduzida e sem o filtro senoidal.

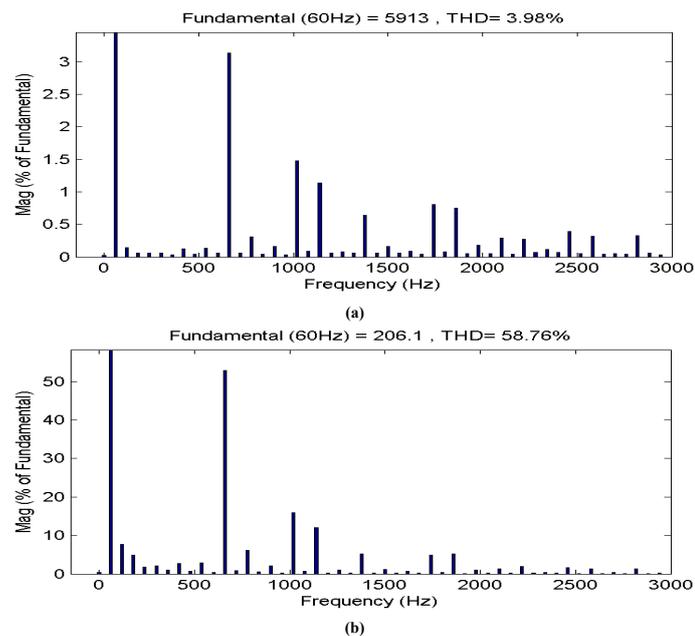


Figura 4.28 Espectro de frequência para a a) tensões de linha da rede v_{ab} e b) corrente da rede i_{ga} com carga reduzida e sem o filtro senoidal.

segundo a concepção proposta nesse trabalho é capaz de responder a variações instantâneas em sua condição de operação. Um ponto importante é que o controle foi realizado a partir da implementação clássica do regulador, utilizada normalmente com moduladores PWM convencionais, e sem nenhum tipo de adaptação do mesmo. Assim, apesar do controle de atuar de forma lenta, devido a sua estreita faixa de passagem, $f_c = 180\text{Hz}$, este se difere de outras propostas que se baseiam em atuações do regulador a cada ciclo da fundamental ou metade deste ou na adaptação não usual do regulador para o modulador SHEPWM apresentada em [102]. Por isso, o modulador se mostra capaz de reagir a variações abruptas e instantâneas na operação do sistema como no caso do degrau de carga. Novas confirmações teóricas e práticas da operação dinâmica do modulador serão também apresentadas na operação do conversor com frequência fundamental variável como inversor para o acionamento de um motor elétrico.

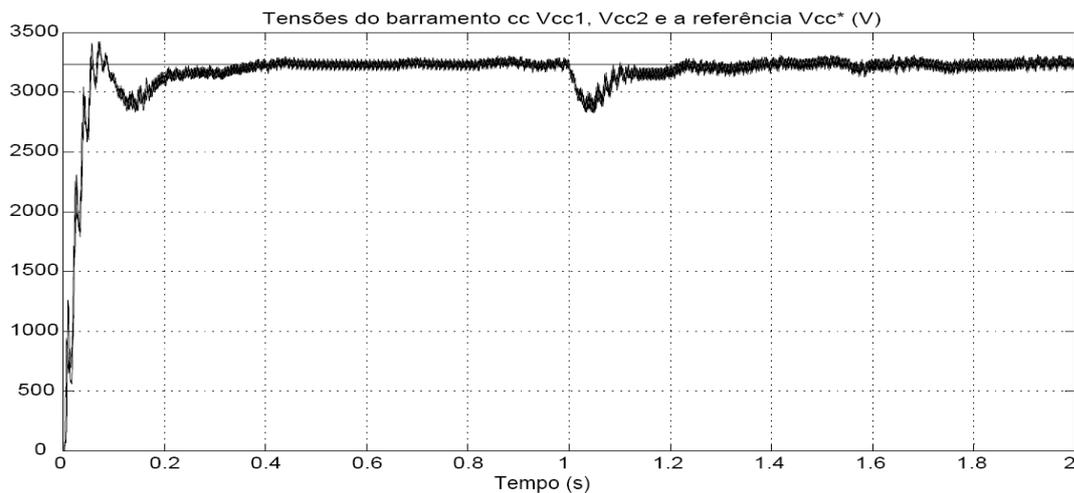


Figura 4.29 Tensões do barramento c.c. v_{d1} , v_{d2} e de referência V_d^* com o filtro senoidal durante o transitório de variação de carga.

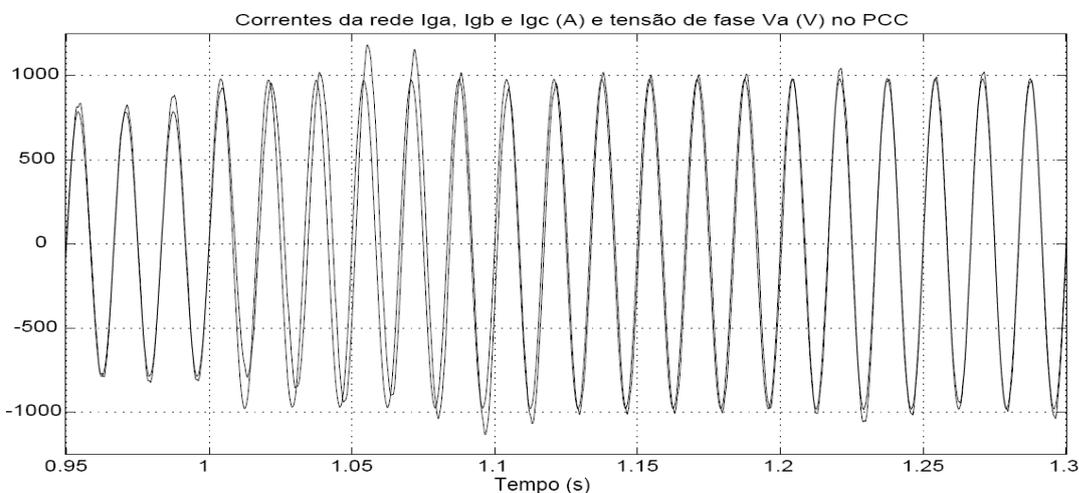


Figura 4.30 Corrente da rede i_{ga} , e a tensão de fase v_a com o filtro senoidal durante o transitório de variação de carga.

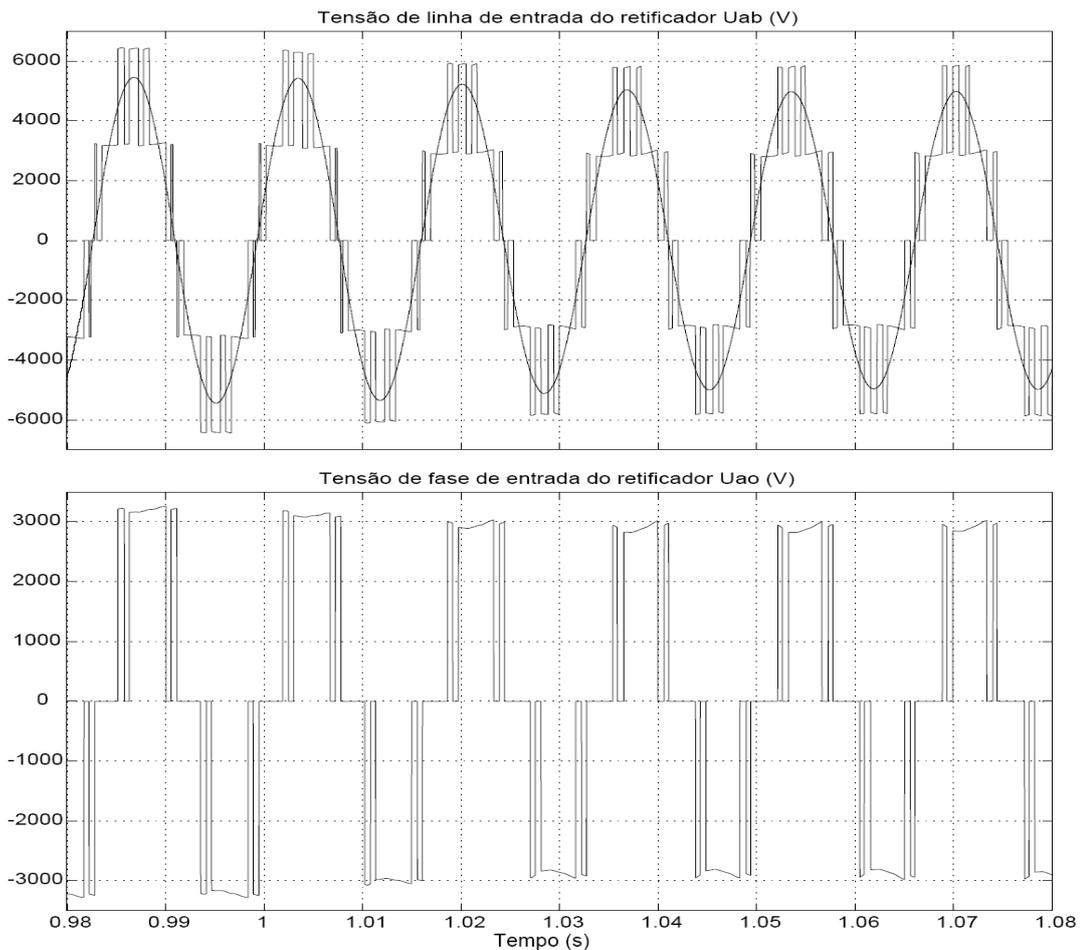


Figura 4.31 a) Tensões de linha da rede v_{ab} e do conversor u_{ab} b) a tensão de fase do conversor u_{ao} com o filtro senoidal.

Adicionalmente, embora esteja fora dos objetivos deste trabalho devido a suas particularidades de aplicação, se pode dizer que as correntes no PCC, obtida com a utilização do filtro senoidal e da estratégia de modulação adotada no trabalho, atende a recomendação IEEE-519 de 1992, tanto do ponto de vista da *THD* de corrente quanto da limitação percentual por faixa das amplitudes dos harmônicos individuais. Isto acontece tanto com carga nominal quanto com carga reduzida. Em contraposição o mesmo não ocorre na ausência do filtro, onde se pode constatar que as distorções de corrente e mesmo a amplitude de alguns dos harmônicos individuais excedem os limites estabelecidos por essa recomendação. Para confirmar essas afirmações parte da recomendação IEEE519-1992, na situação específica desse trabalho, foi transcrita e apresentada no apêndice ao final do texto.

Cabe aqui também um comentário sobre a utilização das resistências da Tabela 4.3 na simulação do sistema e sobre as perdas associadas a elas. Embora se busque aproximar a simulação do sistema de uma condição real de funcionamento, esta se

constitui na verdade de uma situação hipotética estabelecida para indicar a viabilidade das idéias propostas nesse trabalho. Um ponto de relativa importância é que o modelo dos indutores na simulação é ideal e não contempla suas perdas magnéticas e/ou suplementares, normalmente representadas por uma resistência em paralelo com cada um desses elementos. A frequência dos harmônicos que excitam esses indutores influencia os valores obtidos para essas perdas. Por outro lado, as resistências da Tabela 4.3, que estão em série com os indutores, estão em uma primeira análise associadas principalmente ao aquecimento por efeito Joule destes elementos. Na prática a presença de todas essas resistências confere ao sistema um amortecimento adicional àquele obtido de forma passiva através da resistência r_d no ramo paralelo principal. Esses efeitos estão numericamente embutidos nos valores das resistências série. O resultado é um valor elevado das perdas na simulação o que geraria em um caso prático a uma dificuldade de resfriar adequadamente os elementos do filtro e um alto custo a ser pago pela energia dissipada em nesses elementos. Contudo, cuidados como a escolha adequada da seção reta dos condutores e a espessura das chapas do núcleo dos indutores físicos, principalmente do indutor L_c do lado do conversor, foram e devem ser adotados na fabricação dos elementos filtro de um sistema real. Isso reduz as perdas e facilita o processo de resfriamento do filtro e ainda diminui o seu custo de funcionamento do sistema no que diz respeito ao valor pago pela a energia dissipada nos elementos do filtro. Deve-se lembrar que vários benefícios são obtidos com o emprego do filtro do filtro senoidal proposto neste trabalho. O principal deles é a considerável a melhora da qualidade das ondas de tensão e corrente sintetizadas pelo conversor com sinais de comando com reduzida frequência de comutação. Fato esse que justifica essa utilização do filtro senoidal mesmo considerando uma pequena alteração da eficiência total.

4.7.1.2 Operação do sistema com frequência fundamental variável.

Na operação do sistema a frequência variável os resultados foram novamente obtidos a partir de modelos de simulação implementados em MATLAB/SIMULINK. Nesse caso, o sistema possui um conversor NPC de três níveis com potência e tensão nominais iguais a 5MVA e 4160V. O conversor opera a frequência variável como inversor de frequência em um acionamento elétrico de média tensão. O sistema se compõe ainda do modulador SHEPWM, do filtro senoidal e do controle. O inversor aciona a carga que é um motor elétrico do tipo de indução em gaiola de esquilo, MI, de

6100 CV/4160 V-60 Hz, através de um controle escalar simples a fluxo constante, V/f constante. Os parâmetros desse motor são apresentados no apêndice. Os elementos da porção principal do filtro senoidal foram obtidos pelo critério da mínima potência reativa de modo que todos os valores estão em torno de ou são menores que 0,15pu, sendo dados na Tabela 4.3 e na Tabela 4.4.

O motor de indução, inicialmente parado é acelerado em rampa a fluxo constante e com 33% de sua carga nominal, até uma velocidade correspondente a sua frequência nominal de 60Hz. O inversor aciona esse motor a partir dos sinais de comando do modulador SHEPWM. Após atingir sua velocidade final se submete o motor à sua carga nominal como mostra a Figura 4.32. Durante o transitório de partida o modulador realiza sucessivas mudanças de padrões de pulso seguindo o esquema aprimorado de variação de padrões de pulsos proposto no capítulo 3 até atingir um número final de pulsos por semiciclo da fundamental $M = 3$. Em todo esse intervalo a troca de padrões de pulsos busca manter a frequência de comutação limitada e com baixo conteúdo harmônico na região da frequência fundamental. Como resultado, no regime permanente a frequência de comutação dos dispositivos semicondutores de potência é igual a 180Hz, a 60Hz. Na Figura 4.32 se verifica então que a velocidade segue adequadamente a rampa de aceleração imposta pelo controle do inversor sem oscilações e livre de sobressaltos o que indica a potencialidade de funcionamento do modulador em frequência variável. Além disso, fica outra vez, confirmado a capacidade do modulador concebido segundo a filosofia descrita na seção 3.2.6 de responder a variações instantâneas no ponto de operação do sistema.

Após a aplicação de carga no motor e com o sistema já em regime permanente é possível avaliar o desempenho do filtro através de algumas das grandezas envolvidas no processo de obtenção de tensão e correntes senoidais. A Figura 4.33 traz as formas de onda da tensão de linha v_{sab} entregue ao motor pelo filtro senoidal, da tensão de linha u_{ab} do inversor, antes do filtro, e as correntes i_{sa} , i_{sb} e i_{sc} nas fases do motor. Nas mesmas condições se apresentam a tensão de fase u_{ao} e as correntes i_a , i_b e i_c do inversor na Figura 4.34. A Figura 4.35 traz a distribuição dos harmônicos no espectro das tensões de linha v_{sab} no motor e u_{ab} do conversor e das correntes i_{sa} e i_a da fase a do motor e do inversor. Desse modo, se verifica na Figura 4.33 para a tensão u_{ab} na saída do inversor uma forma de onda com um aspecto típico de um conversor de três níveis com um número de pulsos $M = 3$. A sua distorção harmônica total THD na Figura 4.35 é

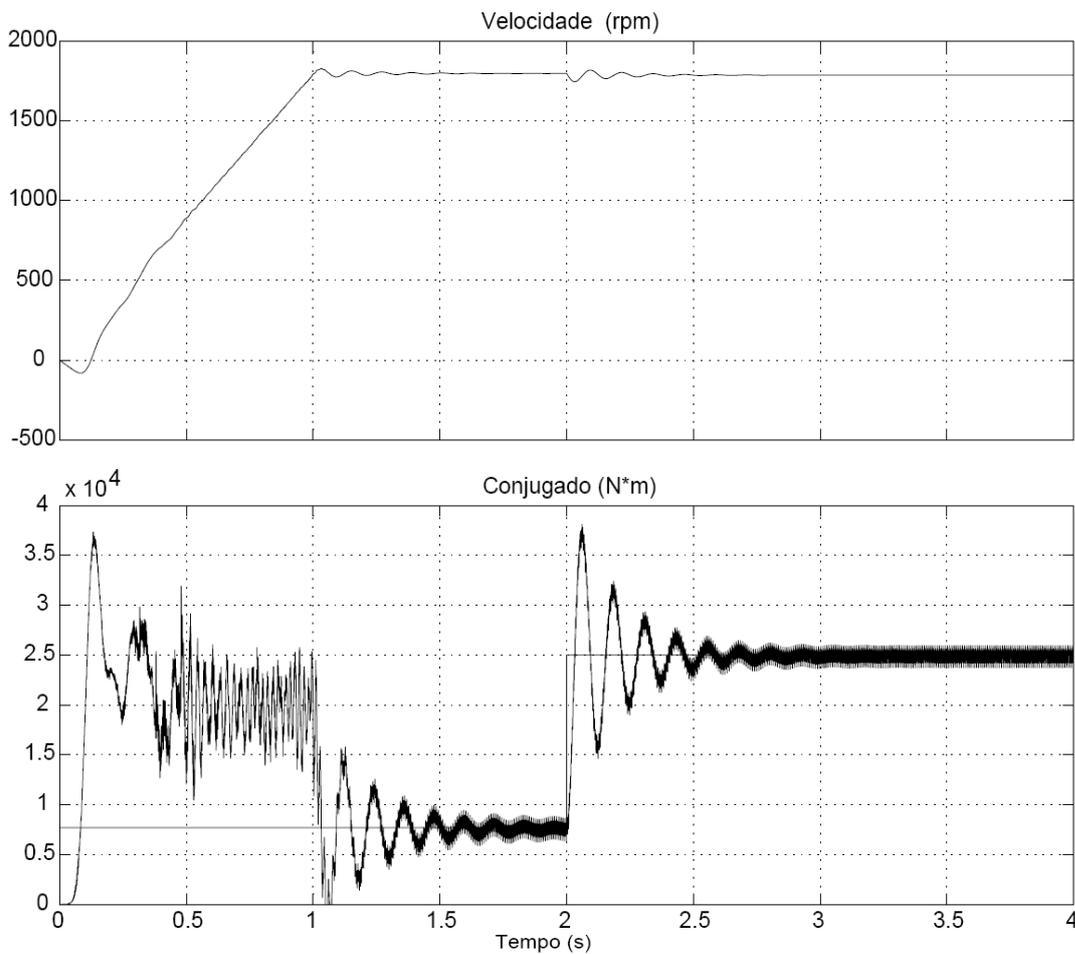


Figura 4.32 Operação do sistema a frequência variável. Velocidade e conjugado eletromagnético do motor de indução na partida em carga com o modulador SHEPWM e o filtro senoidal.

igual a 30,07%. Os seus harmônicos de maior amplitude são o 11º, o 13º e o 19º harmônicos com 17,47%, 15,29% e 14,00% de amplitude. Depois desses, todos os harmônicos da tensão do inversor tem amplitudes inferiores a 6,54%, do 43º harmônico. É importante salientar que esses valores são numericamente compatíveis com aqueles apresentados na Tabela 2.3 do estudo teórico apresentado no capítulo 2. Entre a frequência fundamental e a frequência do harmônico dominante se observa um conteúdo harmônico residual cuja amplitude é sempre menor que 1,31%. Por outro lado, a tensão v_{sab} na carga, em consequência da presença do filtro senoidal, se mostra bastante senoidal. A sua distorção harmônica total é igual a 2,61%. A atenuação dos harmônicos da tensão do conversor é superior a 18 vezes. Com isso, as amplitudes do 11º, do 13º e do 19º harmônicos passam a ser respectivamente iguais a 0,93%, 0,59% e 0,22%. A Figura 4.33 permite observar também que as correntes na carga são outra vez bastante senoidais. A THD da corrente i_{sa} da fase a do motor é igual a 1,96% e todos os

seus harmônicos têm amplitude menor que 1,44%. Os harmônicos presentes na corrente i_a do conversor, vistos na Figura 4.35, são atenuados em cerca de 20 vezes. Essa última apresenta uma THD igual a 15,91% e os harmônicos residuais na região de baixa frequência (abaixo da frequência do harmônico dominante) estão também presentes na corrente filtrada i_{sa} . Isso decorre da incapacidade do filtro de remover tal conteúdo devido a sua baixa robustez nessa região como já discutido nesse capítulo.

A operação do sistema com frequência fundamental variável em situações como, por exemplo, a que ocorre durante a partida do motor da Figura 4.32, se dá de forma dinâmica. Para tentar se aproximar o sistema desta condição de modo a se avaliar seu comportamento, são apresentados resultados de regime permanente em baixa frequência. As figuras que se seguem mostram então algumas das grandezas envolvidas no processo da obtenção de tensões e correntes senoidais nas frequências de 30Hz e 6Hz.

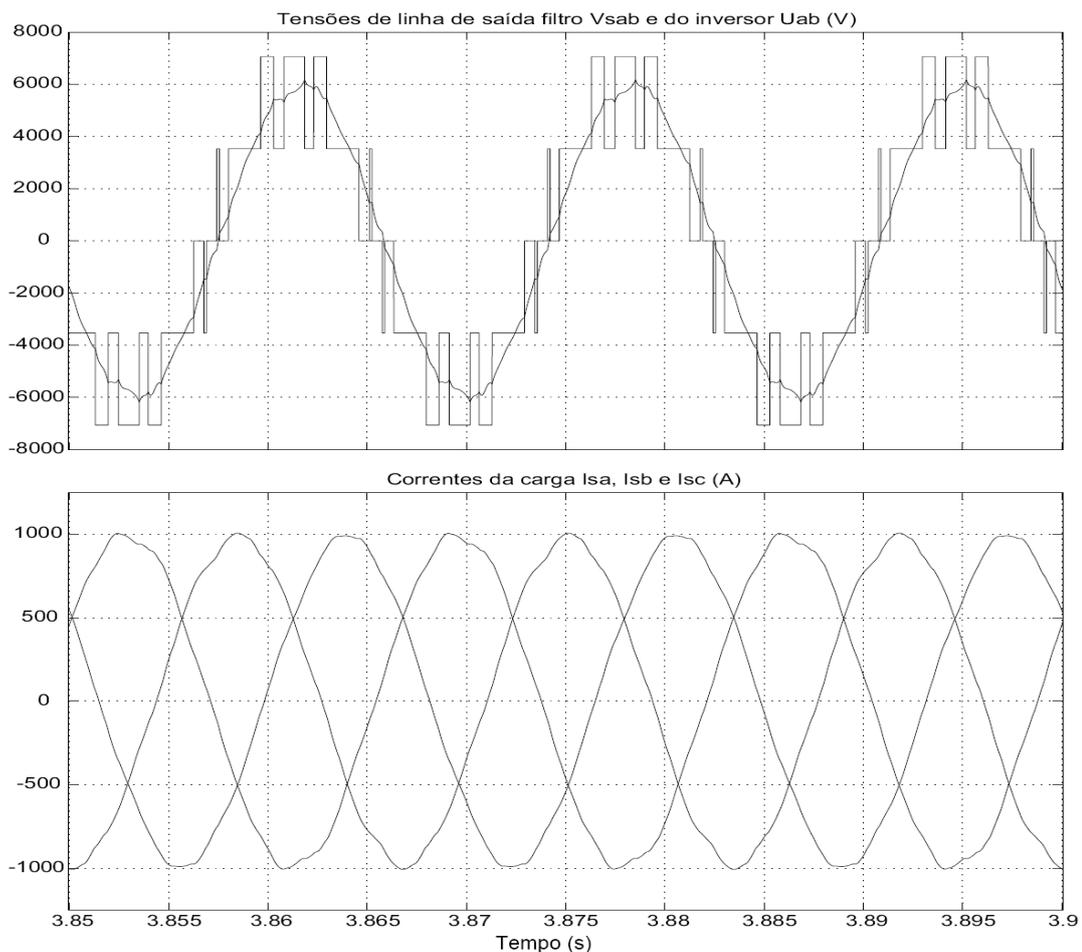


Figura 4.33 a) Tensões de linha no motor v_{sab} e no conversor u_{ab} b) correntes do motor i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} com o filtro senoidal.

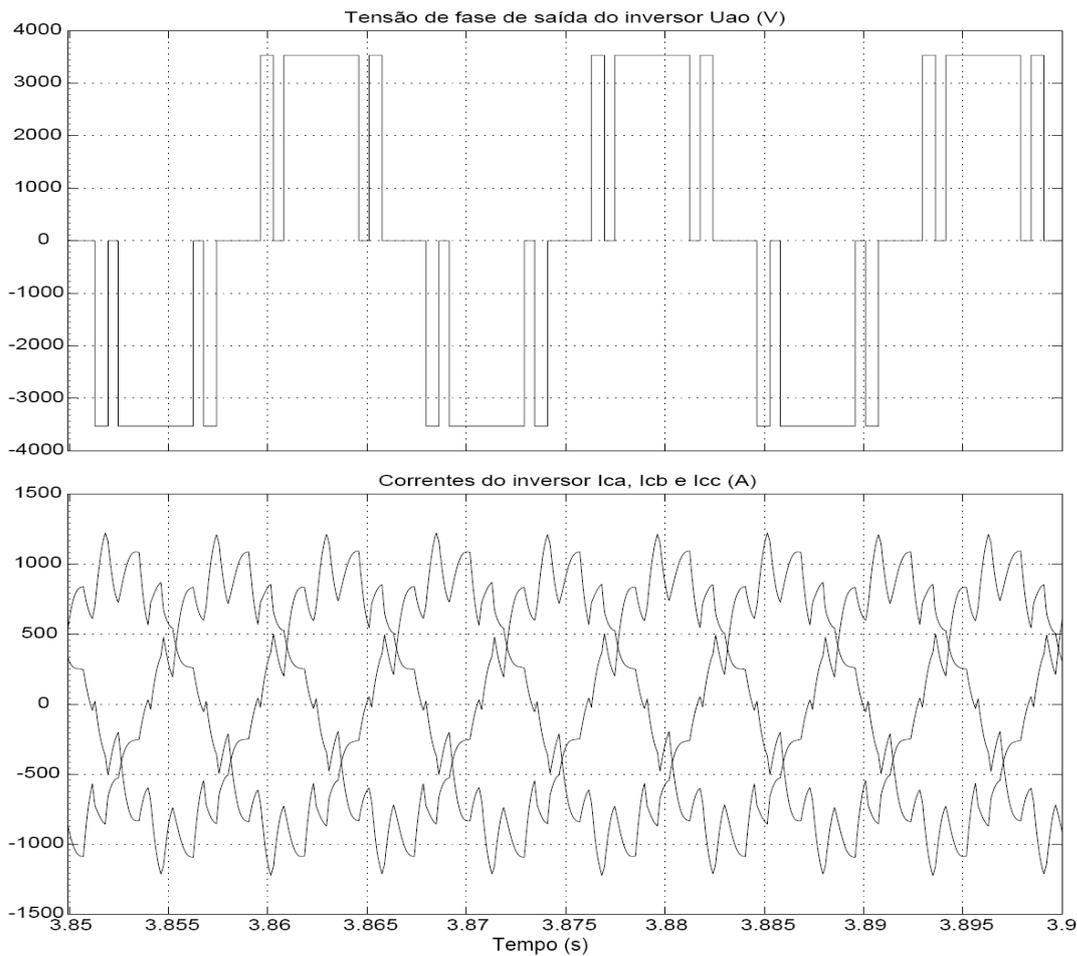


Figura 4.34 a) Tensão de fase u_{ao} e b) correntes i_a, i_b, i_c do inversor com o filtro senoidal.

A Figura 4.36 traz então o sistema com carga nominal e frequência fundamental igual a 30Hz. Essa figura mostra novamente as formas de ondas da tensão de linha v_{sab} e das correntes i_{sa}, i_{sb} e i_{sc} no motor e da tensão de linha u_{ab} no inversor. Nessa figura observam transições na tensão de linha de 6.472V diretamente para 0V. Deve se lembrar que a amplitude da tensão sintetizada pelo conversor se encontra região de baixos índices de modulação, $0 < m_i < 0,6$, como discutido no capítulo 3. A Figura 4.37 indica uma visível elevação na distorção harmônica total da tensão u_{ab} do inversor quando comparadas com aquelas apresentadas da operação em 60 Hz. Isso acontece porque à medida que se reduz o índice de modulação da tensão sintetizada pelo inversor ocorre uma pior distribuição dos harmônicos no espectro de frequência, também como já discutido nesse trabalho. Isso leva a um aumento na distorção da sua forma de onda que neste caso culmina em uma $THD = 84,12\%$. Os seus harmônicos dominantes são o 23º, o 25º e o 29º harmônicos com amplitudes respectivamente iguais a 59,31%, 36,02 e 26,74% e nas frequências de 690Hz, 750Hz e 870Hz. Deve-se destacar que o primeiro

harmônico corresponde à frequência de 690Hz, isso indica que o projeto do modulador segundo o esquema aprimorado de variação de padrões de pulsos consegue manter a faixa de frequência livre de harmônicos necessária ao adequado projeto e funcionamento do filtro senoidal. Apesar de tudo, ainda é possível reconhecer um padrão ainda razoavelmente senoidal nas grandezas de saída do filtro. Desse modo, mesmo com essa redução do índice de modulação, o filtro consegue garantir uma distorção harmônica da tensão na carga de 26,39%. Além disso, a THD da corrente i_{sa} no motor é igual a 6,99% para uma corrente no conversor com uma THD de 21,89%.

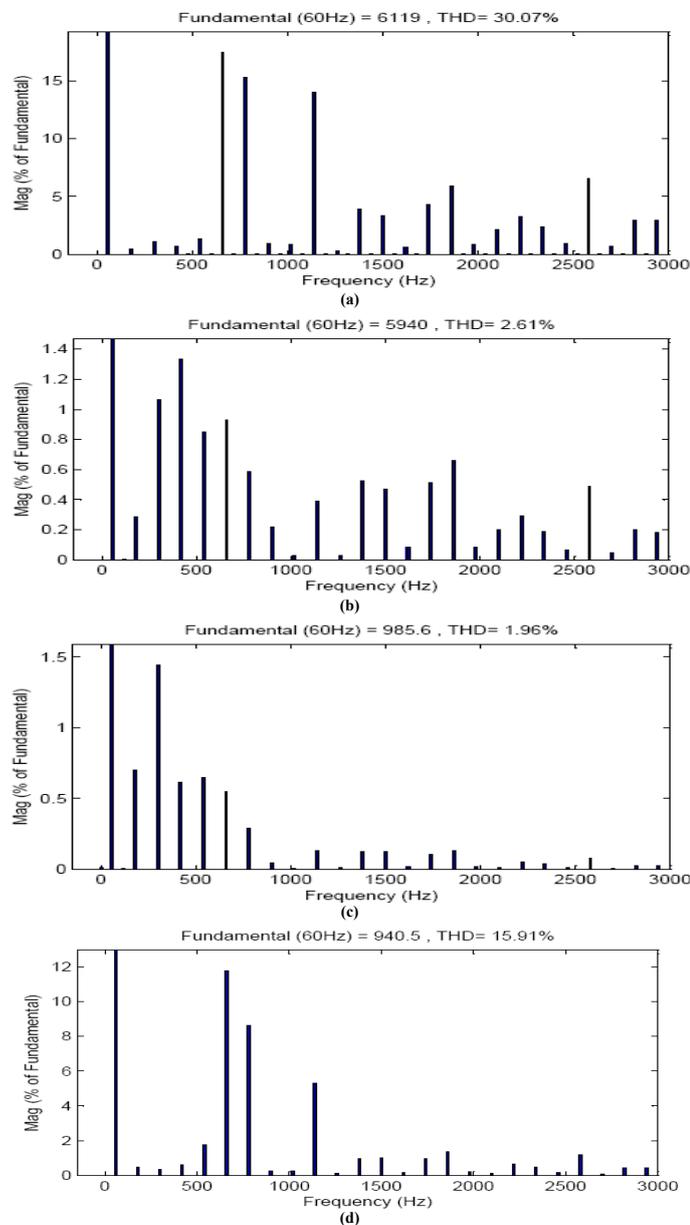


Figura 4.35 Espectro de frequência para a) a tensão de linha do conversor u_{ab} , b) a tensão de linha da carga v_{sab} , c) a corrente do motor i_{sa} e d) a corrente do inversor i_a com o filtro senoidal.

Para permitir avaliar o papel dos ramos ressonantes do filtro senoidal na operação do sistema na condição de frequência fundamental variável a Figura 4.38 traz o comportamento das correntes na carga excluindo-se esses ramos ressonantes do filtro principal. Observa-se na figura uma deterioração das formas de onda dessas grandezas na saída do filtro em comparação com as ondas da Figura 4.36. Essa deterioração é confirmada pela elevação das distorções harmônicas para essas grandezas na Figura 4.39. Nessa figura se verifica que a *THD* para a corrente i_{sa} cresce para 12,34% enquanto a *THD* da tensão v_{sab} na saída do filtro se eleva para 49,29%. Por outro lado as *THD* para a tensão u_{ab} e corrente i_a do inversor permanecem pouco alteradas, respectivamente iguais a 84,10% e 25,87%.

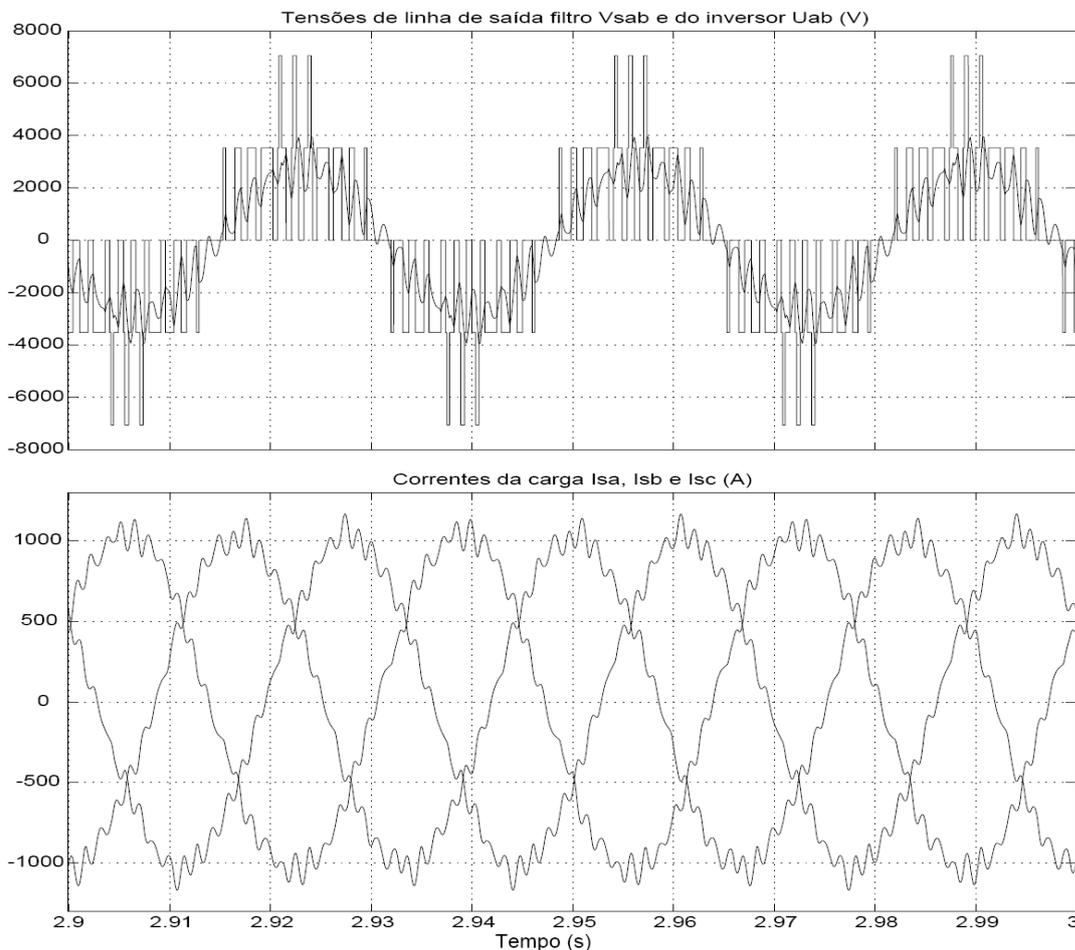


Figura 4.36 a) Tensões de linha no motor v_{sab} e do conversor u_{ab} b) correntes do motor i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} com o filtro senoidal a 30Hz.

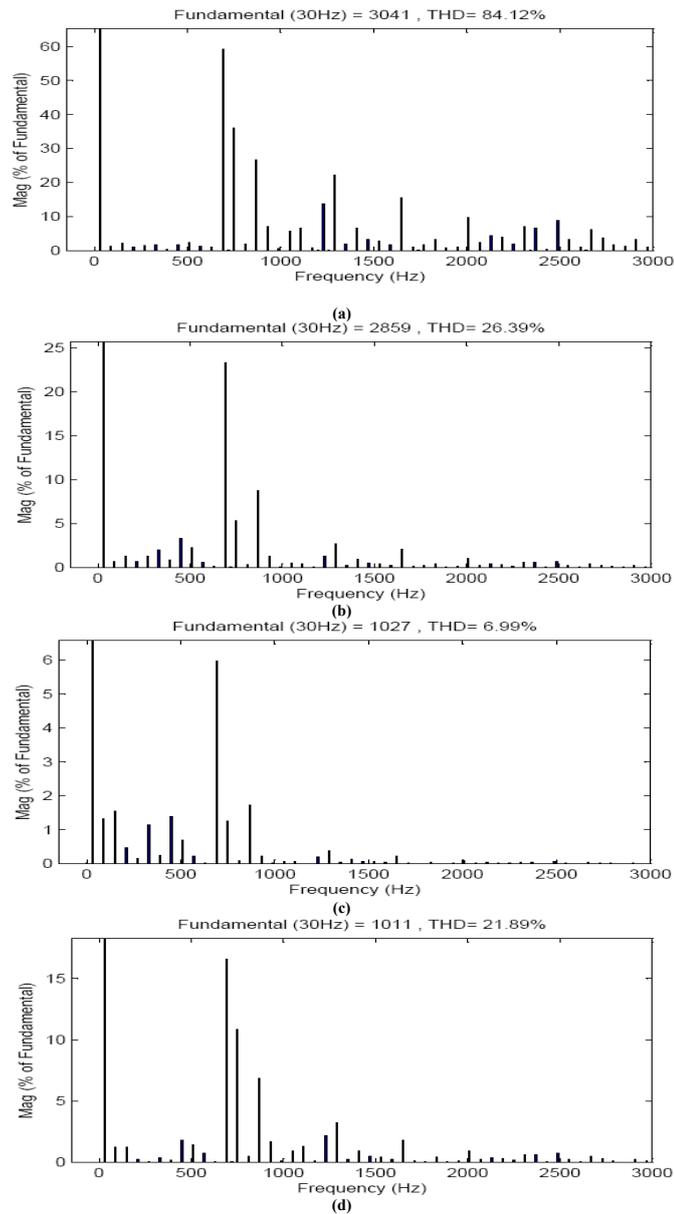


Figura 4.37 Espectro de frequência para a) a tensão de linha do conversor u_{ab} , b) a tensão de linha da carga v_{sab} , c) a corrente do motor i_{sa} e d) a corrente do inversor i_a com o filtro senoidal a 30Hz.

Ainda com o intuito de mostrar o papel dos ramos ressonantes na operação do sistema com frequência fundamental variável se apresenta uma comparação entre as distorções das tensões e correntes para o sistema conectado ao filtro senoidal com e sem os ramos ressonantes e com frequência fundamental igual a 15Hz. Essa comparação se encontra resumida na Tabela 4.5. Nesse caso, verifica-se na tabela que para utilização dos ramos ressonantes novamente provoca uma melhora das *THDs* da tensão na saída do filtro de 82,66% para 46,89% o que equivale a uma redução para 56,73% do valor obtido sem os ramos ressonantes. O mesmo pode ser observado para as correntes de

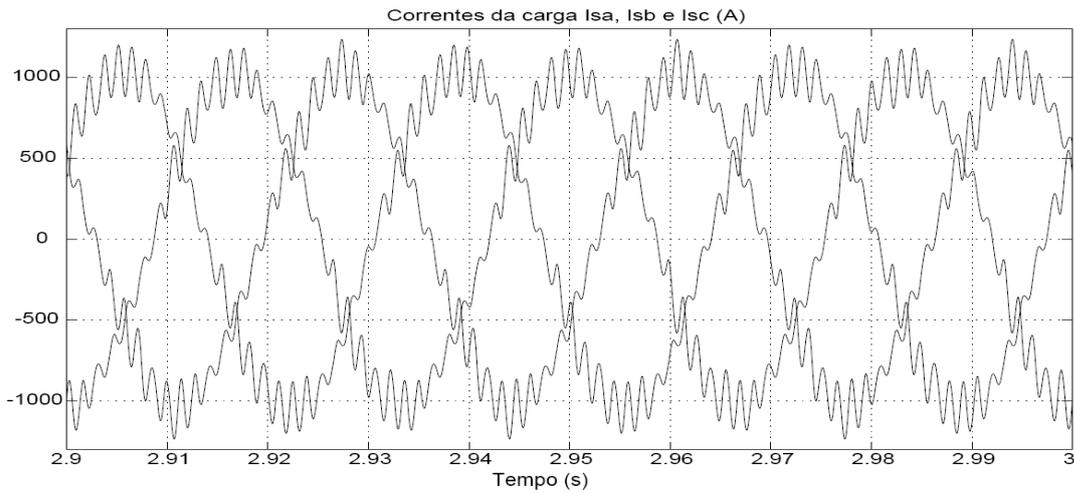


Figura 4.38 Correntes do motor i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} com o filtro senoidal sem os ramos ressonantes a 30Hz.

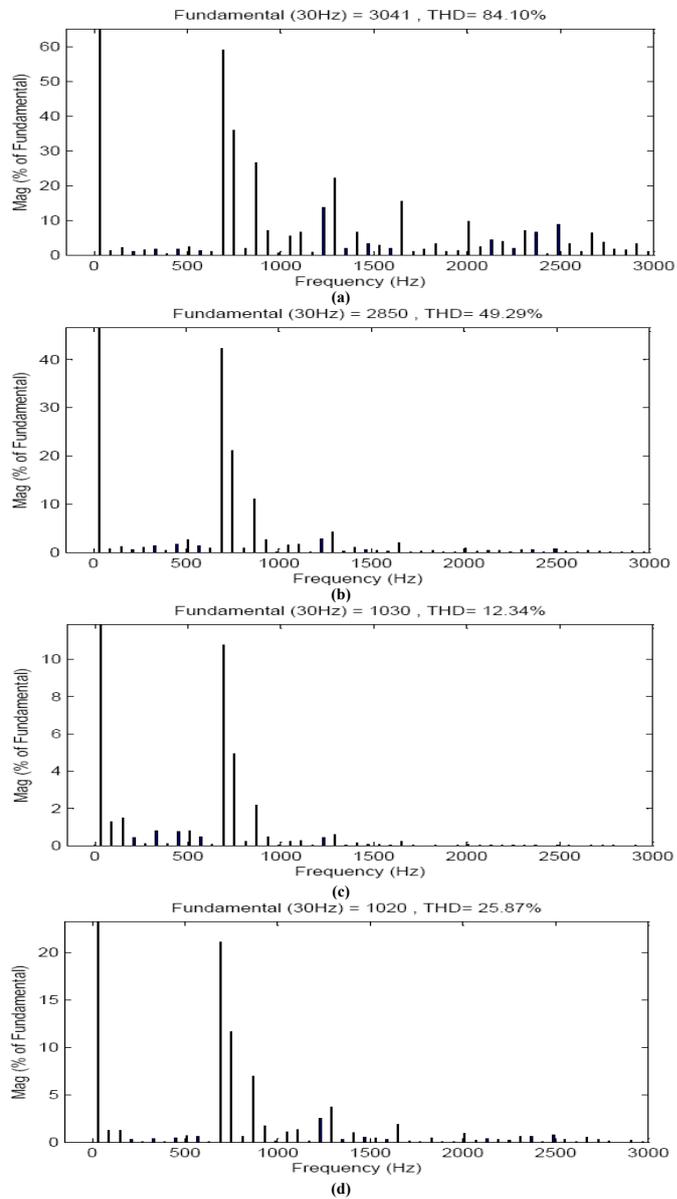


Figura 4.39 Espectro de frequência para as tensões a) do conversor u_{ab} , b) da carga v_{sab} , e as correntes c) do motor i_{sa} e d) do inversor i_a com o filtro senoidal sem os ramos ressonantes a 30Hz.

Tabela 4.5 Comparação de desempenho do filtro senoidal com e sem os ramos ressonantes.

	THD(%) 15Hz sem ramos ressonantes	THD(%) 15Hz com ramos ressonantes
u_{ab}	156,03	156,03
v_{sab}	82,66	46,89
i_{sa}	9,94	6,39
i_a	20,82	20,42

saída do filtro onde a THD varia 9,94% para 6,39% o que representa uma redução para 64,28% do valor obtido sem os ramos ressonantes. Em ambos os casos as $THDs$ de tensão e corrente na entrada do filtro ficam praticamente inalteradas. Esta comparação foi feita apenas através de simulação, mas tende a se confirmar experimentalmente devido à grande coerência entre os resultados experimentais e sua previsão teórica como será discutido mais a frente no texto.

Reduzindo-se a frequência de operação do sistema para 6Hz obtém-se as curvas apresentadas na Figura 4.40. A Figura 4.41 traz também a distribuição espectral dos harmônicos para essas curvas. As primeiras figuras mostram uma deterioração das

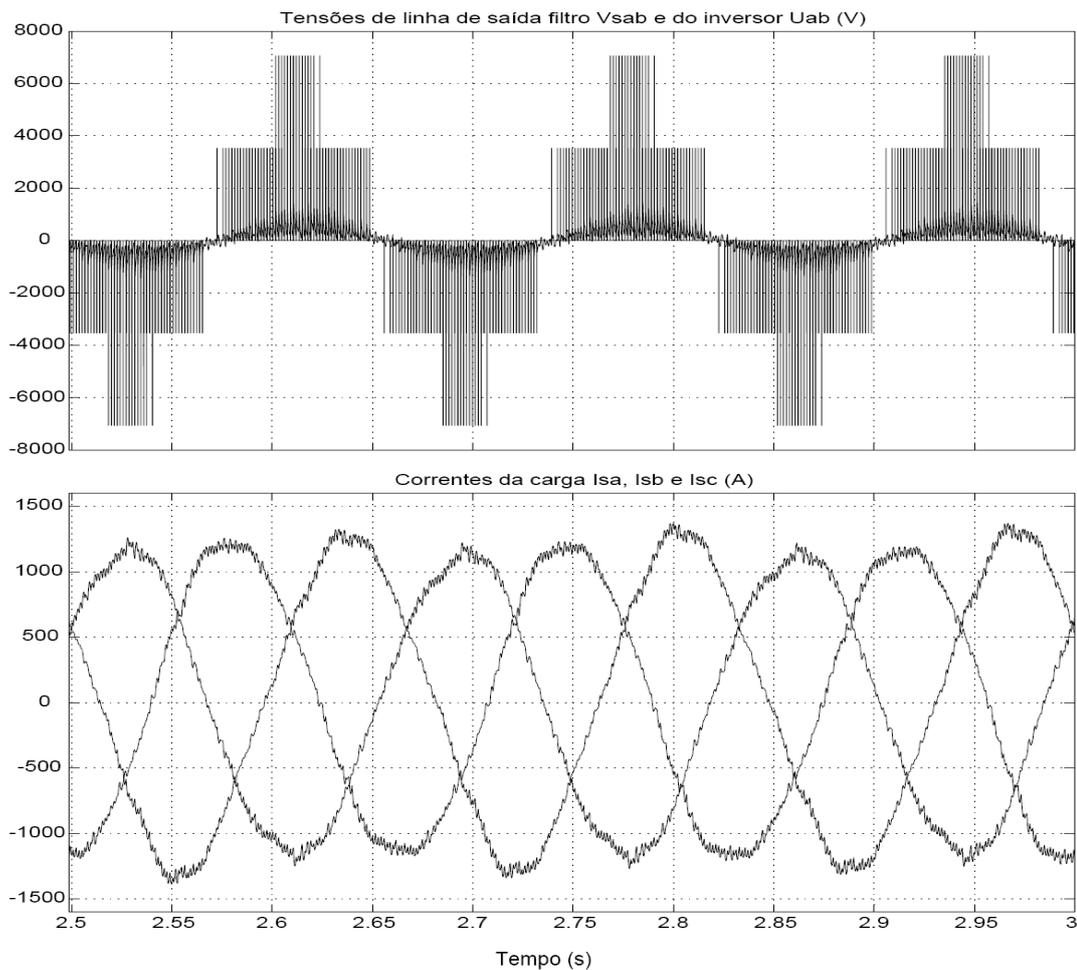


Figura 4.40 Tensões de linha no motor v_{sab} e do conversor u_{ab} b) correntes do motor i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} com o filtro senoidal a 6Hz.

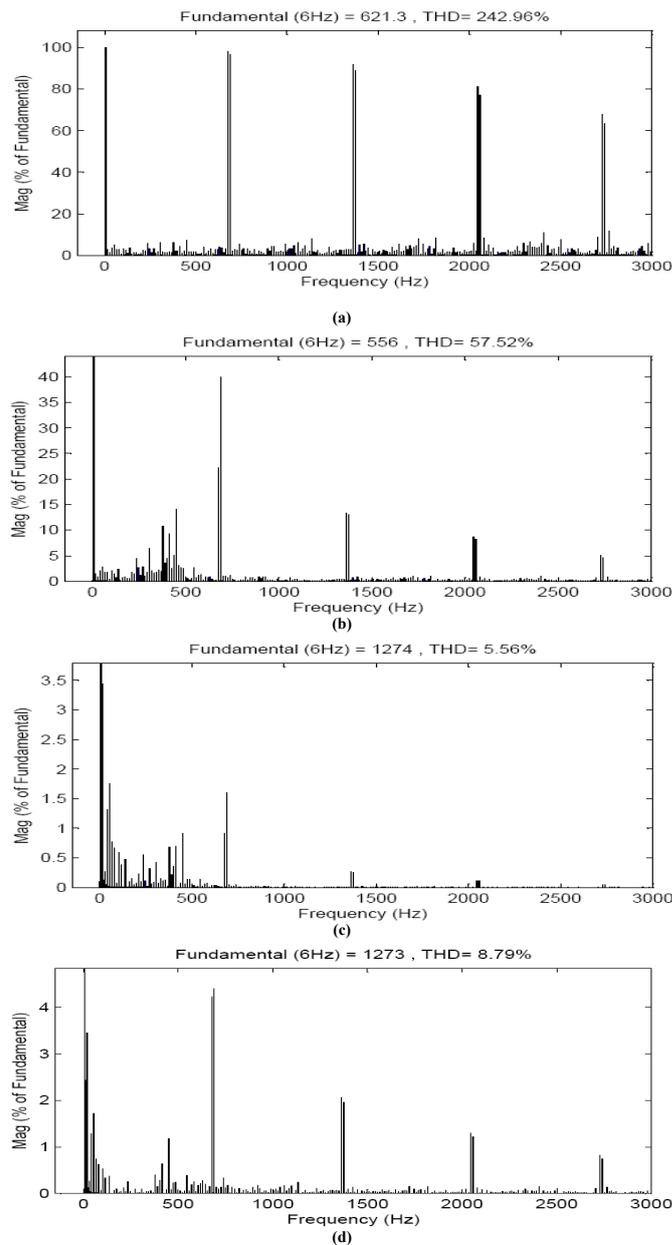


Figura 4.41 Espectro de frequência para a) a tensão de linha do conversor u_{ab} , b) a tensão de linha da carga v_{sab} , c) a corrente do motor i_{sa} e d) a corrente do inversor i_a com o filtro senoidal a 6Hz

características da tensão de linha u_{ab} do inversor em decorrência da forte redução em seu índice de modulação. Como consequência, o valor de sua THD na Figura 4.41 sobre para 242,96%. É interessante notar o aparecimento de novas faixas livres de harmônicos na distribuição espectral da tensão u_{ab} e que a amplitude relativa dos harmônicos se aproxima de 100%. Isso foi previsto no capítulo 3 para a modulação SHEPWM com baixos valores do índice de modulação. Por outro lado, as grandezas na saída do filtro ainda apresentam um aspecto tipicamente senoidal. A THD da tensão v_{sab} no motor é igual a 57,52%. A corrente i_{sa} após o filtro possui uma THD igual a 5,56% enquanto a

THD para a corrente i_a na saída do inversor é igual a 8,79%. Outro fato interessante é que as formas de onda de corrente na saída do filtro a 6Hz são visivelmente melhores que as da Figura 4.36, a 30Hz. Isso se reflete em uma redução em sua da distorção harmônica de 6,99% na Figura 4.37 para os 5,56% mencionados. Este é fato naturalmente esperado em decorrência da já citada operação do modulador SHEPWM com baixos valores do índice de modulação. Nesse caso, apenas os harmônicos de ordem n , dado pela expressão $\{n = 3(M+1)k_s \pm 1 \ \forall \ k_s \in \mathbb{N}\}$ não são desprezíveis. Assim a Figura 4.41a mostra que a exceção do 113° e 115° harmônico, associados respectivamente às frequências de 678Hz e 690Hz, e do 227° e 229° harmônico, respectivamente à 1362 Hz e 1374Hz, a amplitude de todos os outros harmônicos é desprezível, como previsto anteriormente. Em contrapartida, na Figura 4.37a, o processo de modulação com frequência fundamental de 30Hz, gera algumas conteúdo espectral não desprezível entre as frequências 690Hz e 1410Hz, respectivamente para o 23° e 47° harmônico, que o filtro senoidal com ajuda dos ramos ressonantes consegue recluir mas não eliminar da corrente do motor. Por isso, as formas de ondas obtidas nessa situação são piores do que a 6Hz.

4.7.2 Resultados Experimentais.

Esta seção apresenta os resultados experimentais obtidos para as condições de operação do sistema com frequência fundamental fixa e variável, para verificação de caráter prático do seu desempenho das mesmas. Deve-se lembrar aqui, as limitações do “hardware” no que diz respeito à medição direta e simultânea de variáveis. Neste caso, para estes resultados, foram escolhidas algumas variáveis consideradas importantes em situações de transitórios e/ou de regime permanente. A montagem para estes resultados práticos é composta de um conversor NPC de três níveis de 5kVA/220V-60Hz, do filtro senoidal e da placa de controle. O conversor é do tipo dois quadrantes com retificação passiva a diodos de doze pulsos, a partir de um transformador com primário em Y não aterrado e secundário em Y/Δ, como na Figura 4.42, [105], [106]. Nove módulos de IGBTs SKM100GB121D da SEMIKRON de 1200V compõem o conversor. Cada módulo possui dois dispositivos semicondutores de potência e com isso, seis módulos constituem as doze chaves principais enquanto os outros três são usados como diodos de grampeamento com os terminais de porta e emissor interligados e sem sinal de

comando. O conversor funciona como retificador ou inversor conforme se queira obter resultados para o sistema com frequência fundamental fixa ou variável. O filtro foi projetado para operar com 120V/17,5A em condições nominais. Os elementos da porção principal do filtro senoidal foram obtidos pelo critério da mínima potência reativa de modo que todos os valores estão em torno de ou são menores que 0,15pu, e apresentados no apêndice. O controle do sistema é feito de forma digital na placa UPCC2812 baseada no processador DSP TMS320F2812 da Texas Instruments, [92]. Para o controle da UPCC2812 foi desenvolvido um programa em linguagem C através do software CODE COMPOSER 3.1 da Texas Instruments.

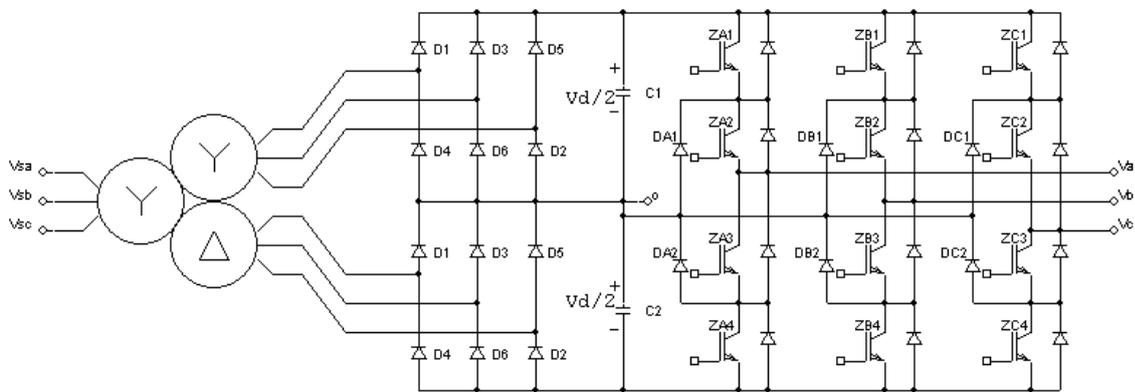


Figura 4.42 Diagrama esquemático da montagem do protótipo do conversor NPC três níveis.

Para a realização prática do controle do sistema e a conseqüente obtenção de resultados experimentais, algumas considerações importantes, relacionadas à aquisição de variáveis da planta e à própria montagem, devem ser feitas. Essas considerações estão diretamente ligadas à qualidade das grandezas lidas e a confiabilidade da informação que elas carregam, uma vez que estas são obtidas por meio de um esquema de aquisição de dados, e processadas por um microcomputador digital. Desta forma, alguns comentários serão apresentados sobre a leitura de algumas variáveis do sistema, e posteriormente, serão tecidos alguns esclarecimentos sobre aspectos ligados à realização prática.

Leitura de correntes

A leitura das correntes na implementação do sistema é feita usando-se sensores de efeito Hall. Utilizam-se dois sensores para a leitura dos sinais instantâneos das correntes nas fases *a* e *b* do conversor. Os sensores são o LA 200-P no inversor e o LA 55-P no retificador, ambos fabricados pela LEM. Esses sinais são aplicados a placa UPCC2812 onde são convertidos em digitais. O processador TMS320F2812 da placa UPCC2812

possui 16 conversores analógico para digital, ADC, de 12 bits. A placa UPCC2812 usa 6 desses para medições de corrente através de sensores de efeito Hall. O terceiro sinal de corrente é determinado por “software” a partir dos dois primeiros pela combinação destes, uma vez que não existe conexão de neutro. Essas correntes são convertidas para um sistema de eixo de coordenadas síncrono e então filtradas digitalmente para eliminação de conteúdo harmônico indesejado que aparece do lado do conversor PWM.

Leitura de tensão

Os sinais de tensão são obtidos no lado senoidal do filtro através de divisores resistivos com um fator de atenuação de 15:1 para a faixa de $\pm 10V$ de entrada do conversor A/D do processador da placa UPCC2812. A leitura compreende os sinais instantâneos das tensões de linha v_{ab} e v_{ca} . O terceiro sinal de corrente é obtido por “software” a partir dos dois primeiros e por uma combinação destes, admitindo-se as tensões da rede equilibradas. Procede-se de forma semelhante no caso das leituras das duas tensões do barramento c.c. do conversor.

Leitura de potência

A leitura de potência do sistema é feita com wattímetro trifásico YOKOGAWA modelo WT2030 *Digital Powermeter* capaz, entre outras coisas, de medir o fator de potência total da carga (fator de deslocamento – DPF e o fator de distorção- DF), as potências ativa e reativa fundamentais e a aparente total. Para a determinação da eficiência do filtro senoidal é necessário fazer medições da potência na entrada e saída do mesmo em duas etapas, uma vez que só existe um wattímetro disponível para esse ensaio. Desse modo, se deve certificar que as medições sejam feitas exatamente nas mesmas condições nas duas etapas, no que diz respeito a todas as variáveis envolvidas.

Seqüência de fase

No caso do retificador, para que o sistema possa funcionar corretamente, é necessário garantir a correta ligação das fases do conversor PWM através do filtro à rede, bem como as respectivas medições de tensão e corrente evitando-se inversões que possam provocar uma geração sinais inapropriados ao comando do conversor. Um PLL implementado por software faz uso dessas informações para promover o adequado sincronismo e controle do fluxo de potência entre o retificador e a rede elétrica. No caso do inversor, deve-se verificar ainda, se a velocidade medida tem o sinal coerente com o

sentido de rotação imposto pela seqüência e o sentido de giro da carga mecanicamente acoplada ao seu eixo.

Ajustes de ganhos e níveis contínuos dos sinais da aquisição

Após a leitura de todos os sinais de tensão e corrente feitos pelo sistema de aquisição da placa UPCC2812, se deve proceder à recuperação dos ganhos dos sinais obtidos para seus valores originais no código do programa de controle. Também se deve anular os níveis contínuos, “offsets” desses sinais ou, quando for o caso, ajustá-los para valores compatíveis com as grandezas originais.

Amortecimento passivo do filtro

O resistor de amortecimento $r_d = 1,7\Omega$ empregado no filtro foi calculado para um ganho de 12dB, ou um sobre sinal de cerca de 4,0, $Q \cong 2,1$, na freqüência de ressonância.

A tensão do barramento c.c.

A tensão V_d no barramento c.c. do conversor operando como retificador para o sistema em condição de freqüência fundamental fixa foi ajustada em 162V. Já para a operação do sistema a freqüência variável a tensão V_d no barramento c.c. do conversor operando como inversor foi ajustada em 311V.

4.7.2.1 Operação do sistema com freqüência fundamental fixa.

Os resultados experimentais para a operação do sistema a freqüência fixa foram obtidos com o conversor NPC de três níveis de 5kVA/220V-60Hz operando como retificador regenerativo com alto fator de potência. O retificador é comandado pelo modulador SHEPWM através de um controle orientado segundo o vetor tensão. O filtro senoidal se encontra ligado entre a rede e conversor. A tensão V_d no barramento c.c. foi ajustada em 162V de modo que o valor eficaz da tensão de linha v_{ab} no PCC seja igual a aproximadamente 104V, com um fator de elevação de tensão do conversor por efeito “boost” de 110% na tensão de referência, v_d^* .

A Figura 4.43 apresenta as curvas obtidas experimentalmente para o retificador operando com uma carga 20% acima de seu valor nominal e com fator de potência unitário no PCC. A Figura 4.43 mostra o comportamento da tensão de linha v_{ab} na

entrada do filtro, da tensão de linha u_{ab} na entrada do retificador e as correntes i_{ga} da rede e i_a do conversor. Nessa figura a tensão de linha u_{ab} novamente apresenta a forma de onda típica de um conversor de três níveis. Por outro lado, devido à presença do filtro, a tensão v_{ab} da rede possui um aspecto reconhecível como senoidal. A Figura 4.43 permite observar também que a corrente na rede, comparativamente com a corrente no conversor, é bastante senoidal. A Figura 4.44 apresenta a distribuição dos harmônicos no espectro e a distorção harmônica total para as tensões de linha v_{ab} da rede e u_{ab} do retificador, e para as correntes i_{ga} e i_a da rede e do conversor, nessa ordem. Na figura verifica-se uma distorção harmônica total da tensão de linha u_{ab} na entrada do retificador igual a 29,67% e um reduzido conteúdo harmônico de baixa frequência, abaixo de 660Hz. Também nessa figura se observa que a tensão de linha v_{ab} no PCC possui uma $THD = 3,77\%$ e, a exceção do 3º, 5º e 7º harmônicos, como será discutido mais a frente nesse trabalho, o conteúdo harmônico é desprezível em todo o espectro de frequência. A THD da corrente i_{ga} da rede é igual a 2,76% e todos os seus harmônicos têm amplitude menor que 2,0%. Nesse caso, a corrente i_{ga} da rede obtida com filtro atende a recomendação IEEE-519 de 1992, tanto do ponto de vista da THD de corrente quanto da limitação percentual por faixa, das amplitudes dos harmônicos individuais.

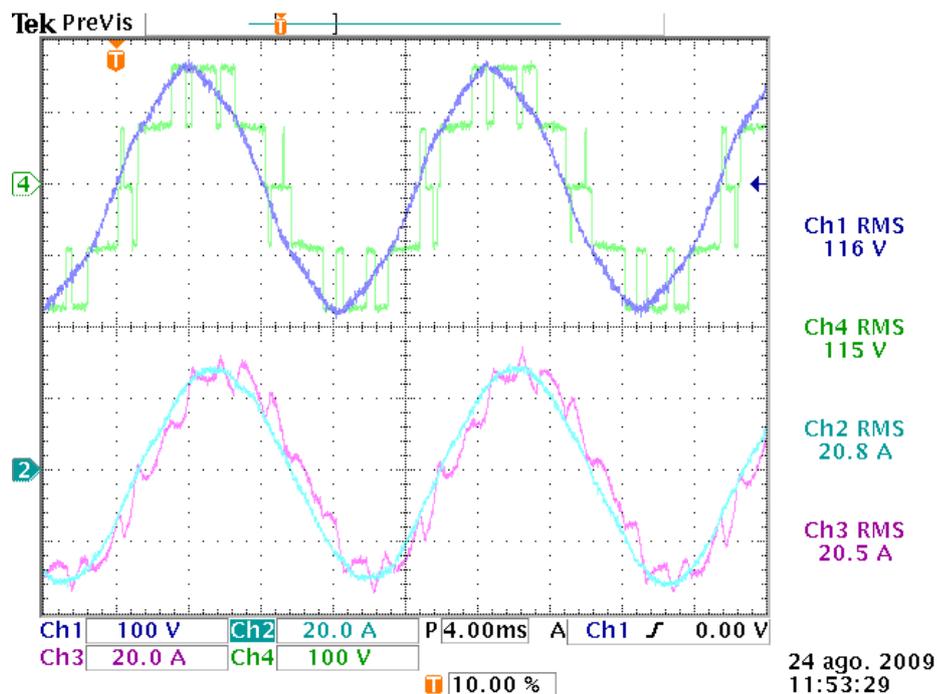


Figura 4.43 Tensões de linha da rede v_{ab} , (canal 1 em azul escuro), e do conversor u_{ab} , (canal 4 em verde), correntes na fase a da rede i_{ga} , (canal 2 em azul claro), e do conversor i_a , (canal 3 em rosa), com o filtro senoidal e sistema com uma carga 20% acima da nominal.

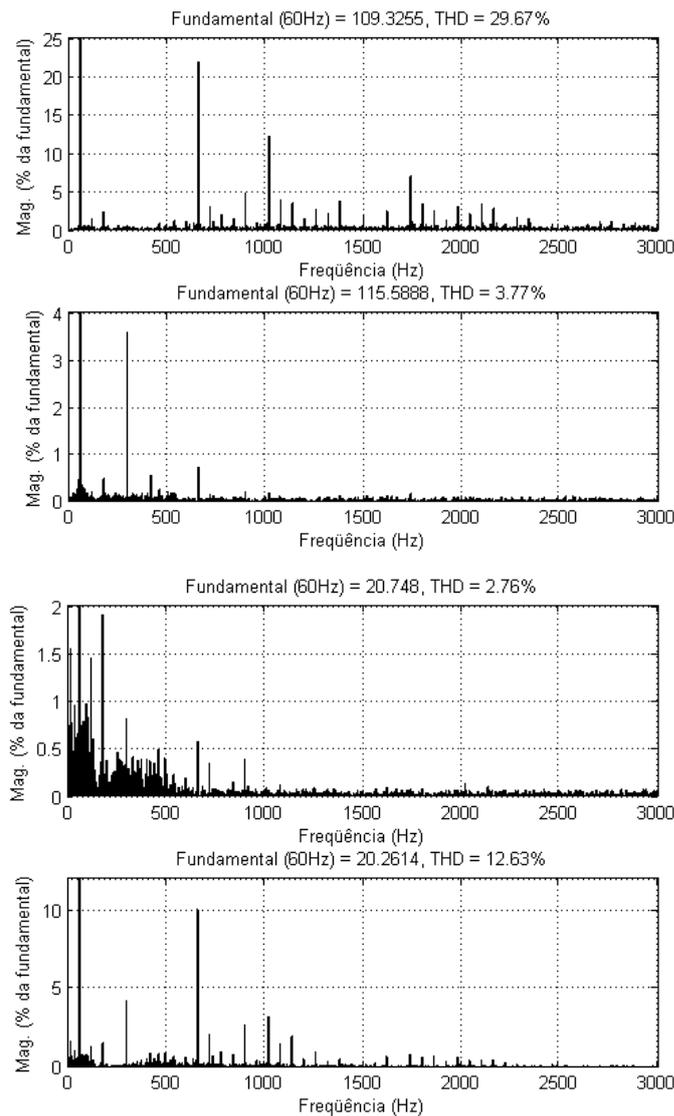


Figura 4.44 Espectro de frequência para a) a tensão de linha do conversor u_{ab} , b) a tensão de linha da rede v_{ab} , c) a corrente da rede i_{sa} e d) a corrente do inversor i_a com o filtro senoidal e sistema com uma carga 20% acima da nominal.

A corrente i_a do conversor apresenta uma THD igual a 12,63% e parte dos harmônicos residuais na região de baixa frequência, abaixo da frequência do harmônico dominante que se encontram também presentes na corrente filtrada i_{ga} . O 11º harmônico presente na corrente i_a sofre uma atenuação de cerca de 20 vezes na corrente i_{ga} . O fator de potência total do sistema igual a 0,9819 indutivo foi medido com o wattímetro YOKOGAWA. Esse valor engloba o fator de potência fundamental, DPF , e o fator de distorção DF e indicam uma operação do retificador com alto fator de potência e alto fator de distorção. Isso se traduz em uma reduzida distorção harmônica da corrente. Na Figura 4.44 se podem observar valores mais elevados das distorções harmônicas para a

tensão e corrente da rede que os obtidos em simulação. Isso acontece devido principalmente à contribuição do 3º, 5º e 7º harmônicos na tensão da rede no PCC.

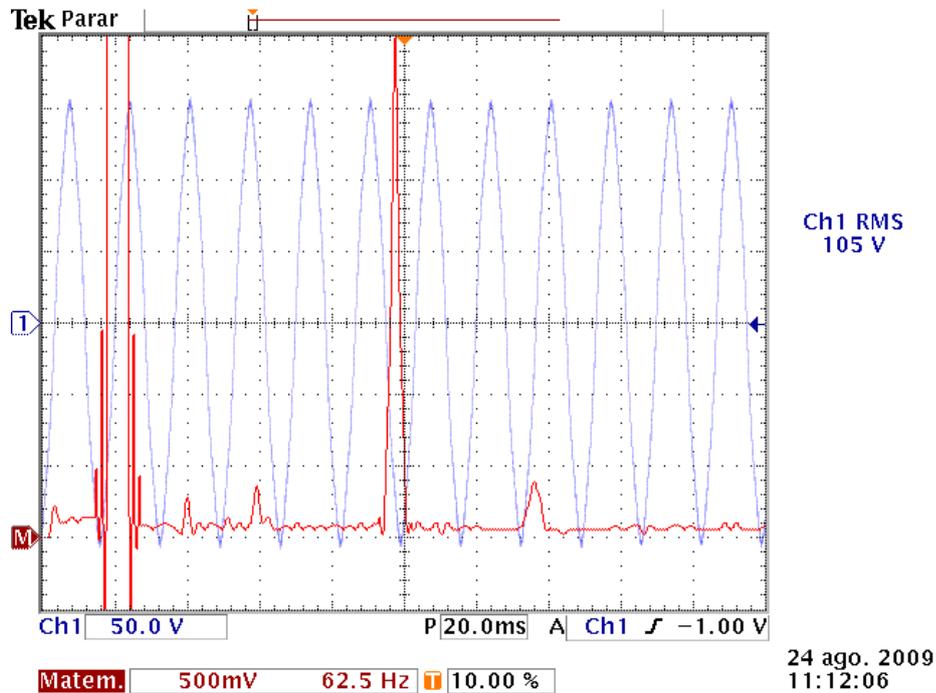


Figura 4.45 Comportamento da tensão de linha v_{ab} da rede no dia 24 de agosto às 11:12hs..
Forma de onda da tensão v_{ab} e espectro de frequência.

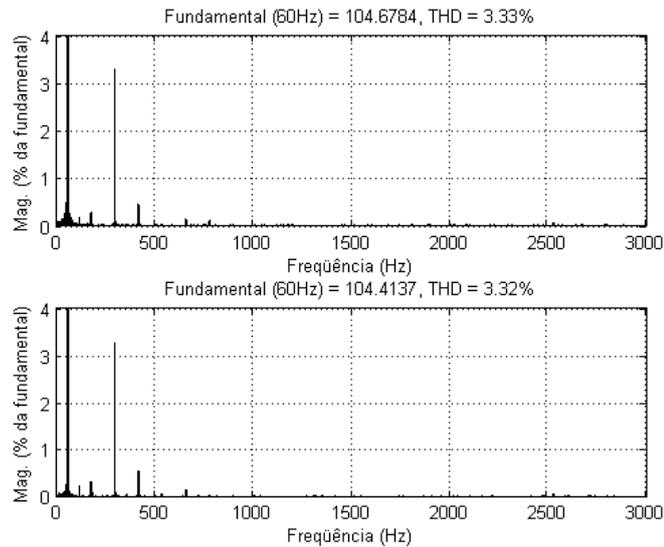


Figura 4.46 Espectro de frequência para a tensão de linha v_{ab} da rede a) primeira amostra e b) segunda amostra.

Tabela 4.6 Amplitude dos harmônicos principais rede de energia.

THD	1ª medição de v_{ab} (%)			THD	2ª medição de v_{ab} (%)		
	3º	5º	7º		3º	5º	7º
3,33	0,28	3,28	0,45	3,32	0,34	3,24	0,55

Contudo, no início dos ensaios, com o sistema constituído do retificador e filtro totalmente desconectados da rede, foram tomadas duas amostras dessa tensão de linha v_{ab} onde se verificou a presença de conteúdo harmônico não desprezível em baixa frequência, como mostra a Figura 4.45. A Figura 4.46 aponta uma distorção harmônica total de 3,33 % para uma primeira amostra e 3,32% para uma segunda amostra. A Tabela 4.6 indica as amplitudes do 3º, 5º e 7º harmônicos para as duas amostras da tensão da rede.

A Figura 4.47 ilustra o comportamento do retificador e filtro na condição de carga nominal. Nessa figura a tensão v_{ab} e a corrente i_{ga} na rede, em consequência da presença do filtro, se mostram bastante senoidais. As suas *THD*, dadas na Figura 4.48, são respectivamente iguais a 3,48% e 3,93%. Em ambos os casos, a exceção de alguns harmônicos de baixa frequência como o 3º e 5º harmônico, todos os seus outros componentes têm amplitudes inferiores a 1%. Para a tensão u_{ab} e a corrente i_a no conversor a Figura 4.48 mostra que suas *THD* são respectivamente iguais a 30,4% e 14,82%. Não obstante, a *THD* e as amplitudes dos harmônicos individuais da corrente i_{ga} da rede obtidas com filtro atendem a recomendação IEEE-519 de 1992 como mostra a Tabela A4.1 do apêndice.

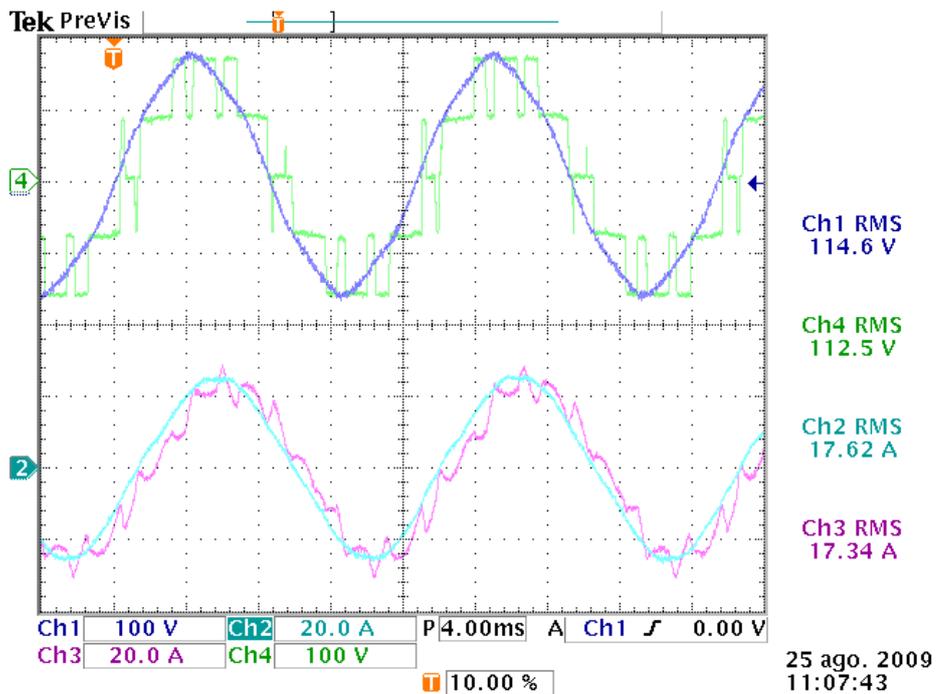


Figura 4.47 Tensões de linha da rede v_{ab} , (canal 1 em azul escuro), e do conversor u_{ab} , (canal 4 em verde), correntes na fase a da rede i_{ga} , (canal 2 em azul claro), e do conversor i_a , (canal 3 em rosa), com o filtro senoidal e sistema com carga nominal.

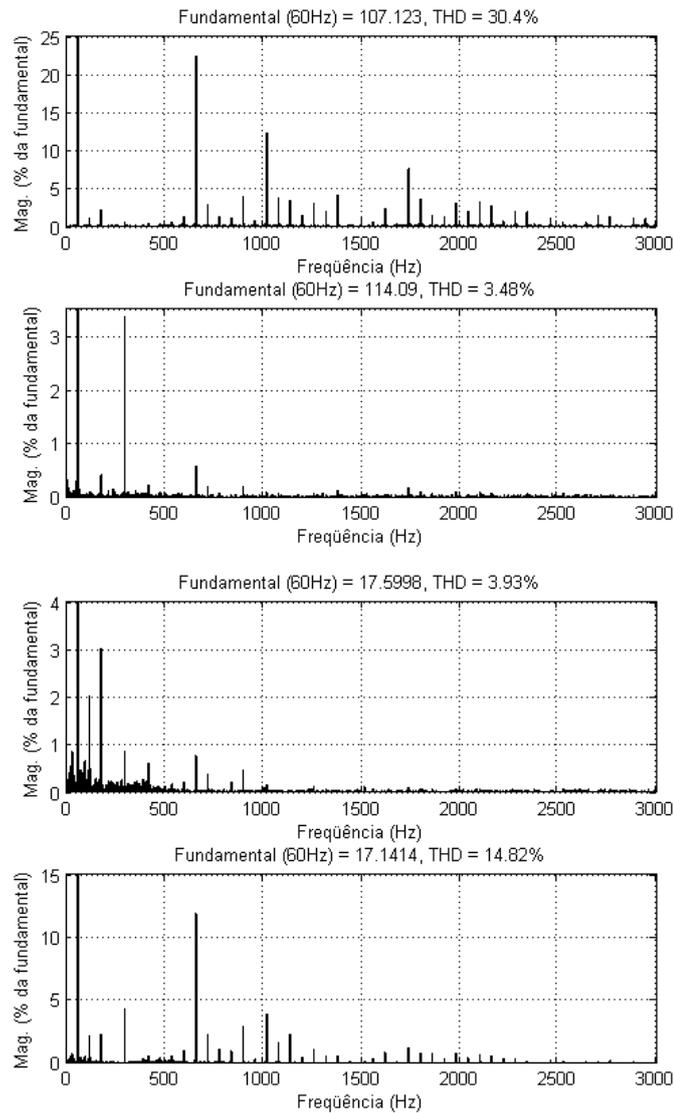


Figura 4.48 Espectro de freqüência para a) a tensão de linha do conversor u_{ab} , b) a tensão de linha da rede v_{ab} , c) a corrente da rede i_{sa} e d) a corrente do inversor i_a com o filtro senoidal e sistema com carga nominal.

A operação do sistema com carga leve é apresentada na Figura 4.49. Com uma diminuição na carga a corrente da rede sofre uma redução para 0,4pu. Novamente a tensão v_{ab} no PCC possui um aspecto senoidal sendo sua $THD = 2,79\%$ semelhante àquela da condição de plena carga, Figura 4.50. Por outro lado, embora a corrente i_{ga} apresente certa distorção em sua forma de onda e uma $THD = 9,75\%$, é possível se reconhecer o padrão senoidal na curva obtida quando comparada com a forma de onda da corrente i_a do conversor. Contudo o fator de potência total do sistema, medido com o wattímetro YOKOGAWA, se deteriora para 0,9705 indutivo, em parte devido ao

aumento da distorção da corrente da rede. Nessa situação, a THD para a corrente no conversor é igual a 33,07% enquanto a THD para a tensão é igual a 28,34%.

A Figura 4.51 ilustra a operação do retificador e filtro com carga nominal e fator de potência unitário. A figura apresenta para esse fim as tensões da rede nas fases a e b juntamente com as correntes nestas fases. Nessa figura se verifica uma razoável sobreposição entre as grandezas que aponta para um alto fator de potência fundamental. Essa figura mostra também que a corrente i_{ga} na fase a se apresenta mais senoidal que a corrente da fase b . Isso pode ser explicado pelo fato do filtro construtivamente desequilibrado como mostra a Tabela A1.5 do apêndice. Todavia, isto ilustra adequadamente uma situação que pode ser encontrada no processo de fabricação de um conversor em média tensão industrial real, onde é difícil proceder a construção de elementos idênticos. Apesar disso o sistema consegue operar dentro dos requisitos do projeto e objetivos deste trabalho.

Para demonstra a capacidade de o sistema promover pequenas correções de fator potência o mesmo foi colocado para operar com a corrente nominal e o fator de potência inferior ao unitário. A Figura 4.52 apresenta o retificador e filtro com carga nominal e fator de potência 0,95 capacitivo. Isto é conseguido alterando por “software” o valor do

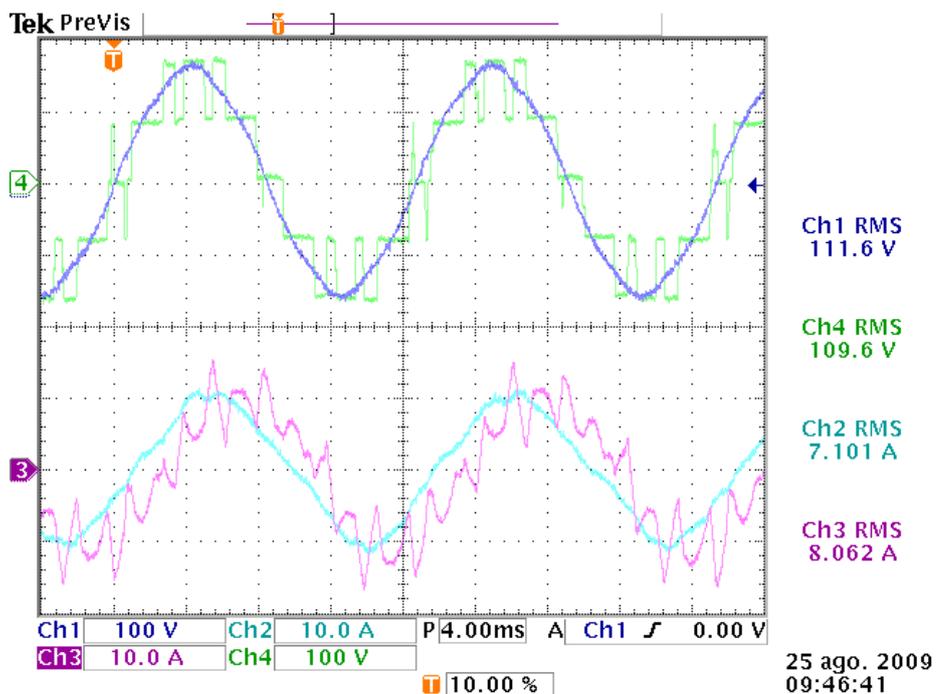


Figura 4.49 Tensões de linha da rede v_{ab} , (canal 1 em azul escuro), e do conversor u_{ab} , (canal 4 em verde), correntes na fase a da rede i_{ga} , (canal 2 em azul claro), e do conversor i_a , (canal 3 em rosa), com o filtro senoidal e sistema com carga reduzida.

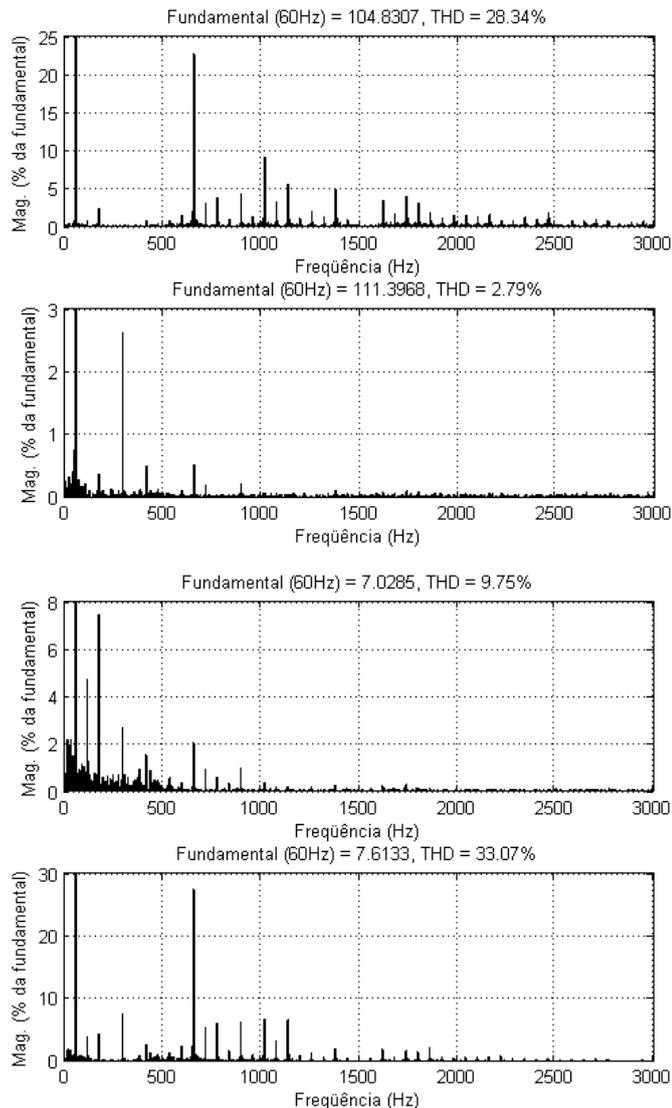


Figura 4.50 Espectro de freqüência para a) a tensão de linha do conversor u_{ab} , b) a tensão de linha da rede v_{ab} , c) a corrente da rede i_{sa} e d) a corrente do inversor i_a com o filtro senoidal e sistema com carga reduzida.

sinal de referência da componente da corrente de quadratura i_q^* do regulador de corrente. A figura permite observar que a tensão v_{ab} e a corrente i_{ga} na rede, são bastante senoidais. As $THDs$ são iguais a 2,66% e 2,99% respectivamente, Figura 4.53. Em contrapartida, as $THDs$ para a tensão u_{ab} e a corrente i_a no conversor são respectivamente iguais a 27,78% e 12,7%. O fator de potência total do sistema medido com o wattímetro YOKOGAWA foi de 0,9505 capacitivo e inclui o fator de distorção que no caso é alto. Ou seja pequena distorção da forma de onda da corrente. Outra vez, a THD e as amplitudes dos harmônicos individuais da corrente i_{ga} da rede obtidas com filtro atendem a recomendação IEEE-519 de 1992.

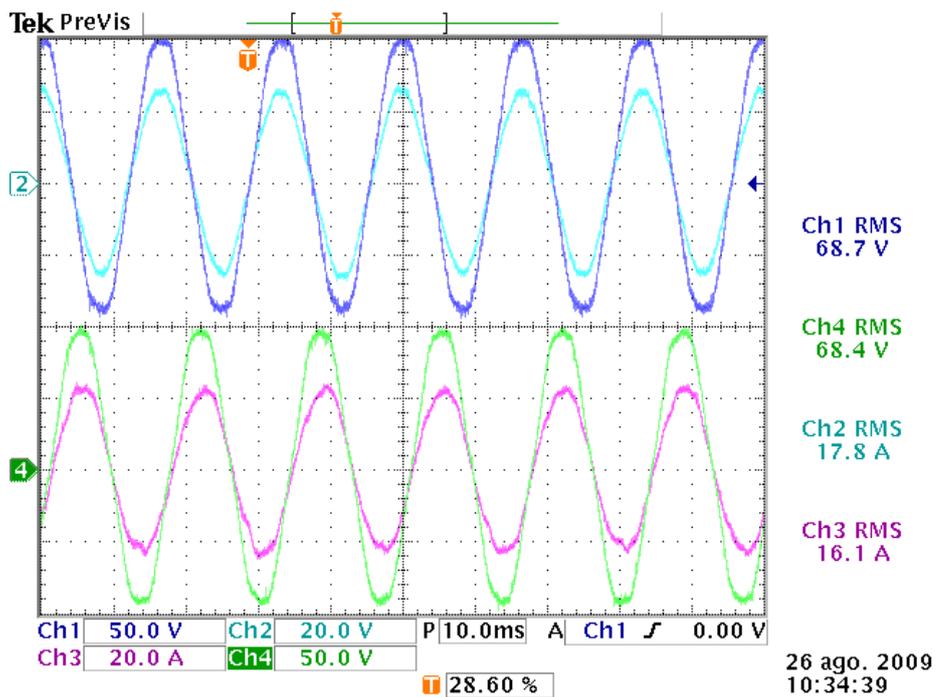


Figura 4.51 Operação do sistema com fator de potência de deslocamento unitário. Tensão de fase v_a , (canal 1 em azul escuro), e corrente i_{ga} na fase a da rede, (canal 2 em azul claro). Tensão de fase v_b , (canal 4 em verde), corrente i_{gb} na fase b da rede, (canal 3 em rosa).

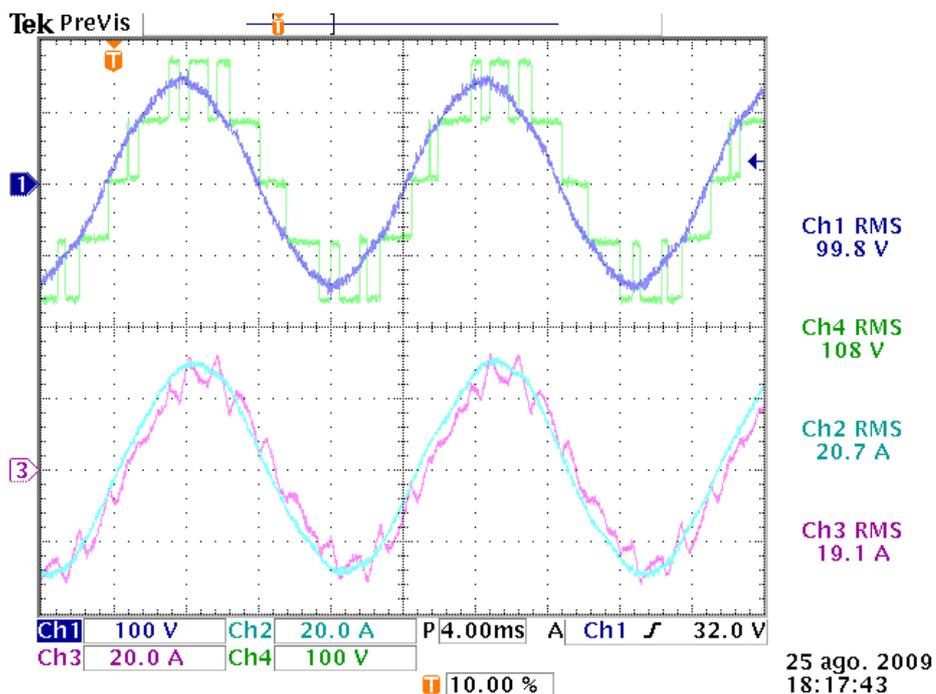


Figura 4.52 Tensões de linha da rede v_{ab} , (canal 1 em azul escuro), e do conversor u_{ab} , (canal 4 em verde), correntes na fase a da rede i_{ga} , (canal 2 em azul claro), e do conversor i_a , (canal 3 em rosa), com carga nominal e fator de potência de 0,95 capacitivo.

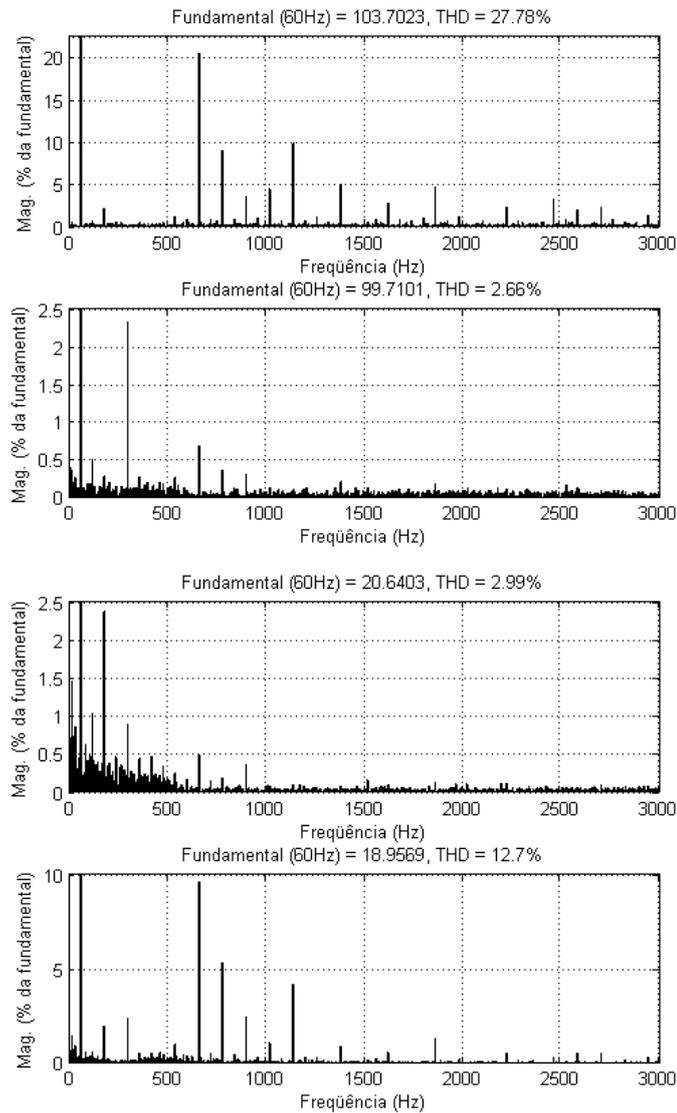


Figura 4.53 Espectro de frequência para a) a tensão de linha do conversor u_{ab} , b) a tensão de linha da rede v_{ab} , c) a corrente da rede i_{sa} e d) a corrente do inversor i_a com o filtro senoidal e sistema com carga nominal e fator de potência de 0,95 capacitivo.

Uma situação semelhante à apresentada anteriormente é a operação do sistema com carga nominal e fator de potência 0,95 indutivo que se encontram na Figura 4.54. Esta figura permite afirmar que a tensão v_{ab} e a corrente i_{ga} na rede, são também bastante senoidais se comparadas respectivamente às com as formas de onda da tensão e corrente do conversor. As suas $THDs$ são iguais a 3,16% e 3,0% respectivamente, Figura 4.55. Enquanto as $THDs$ para a tensão u_{ab} e a corrente i_a no conversor são respectivamente iguais a 33,91% e 13,7%. Outra vez, as amplitudes dos harmônicos individuais e a THD da corrente i_{ga} da rede obtidas com filtro senoidal atendem a recomendação IEEE-519 de 1992 como mostra a Tabela A4.1 do apêndice.

Para essa situação o fator de potência total do sistema medido com o wattímetro YOKOGAWA foi de 0,9503 indutivo. Um ponto que se deve destacar é que as figuras anteriores demonstram a capacidade de operação do sistema com fator de potência menor que o unitário sem apreciável deterioração das formas de onda de tensão e corrente da rede uma vez que as distorções harmônicas da tensão e corrente na rede e no conversor permanecem praticamente inalteradas. Nesse caso, as variações máximas na tensão da rede grandes são da ordem 10% com relação à operação em condição nominal e fator de potência unitário, sendo que nesse caso se obtém um acréscimo de potência reativa correspondente a cerca de 30% da potência ativa. Apesar de o retificador ser projetado para operar com fator de potência unitário, essas situações demonstram a capacidade do sistema promover, se necessário, pequenas correções de fator potência o que estende a sua faixa de operação a outros valores de fator de potencia diferentes ou inferiores a este.

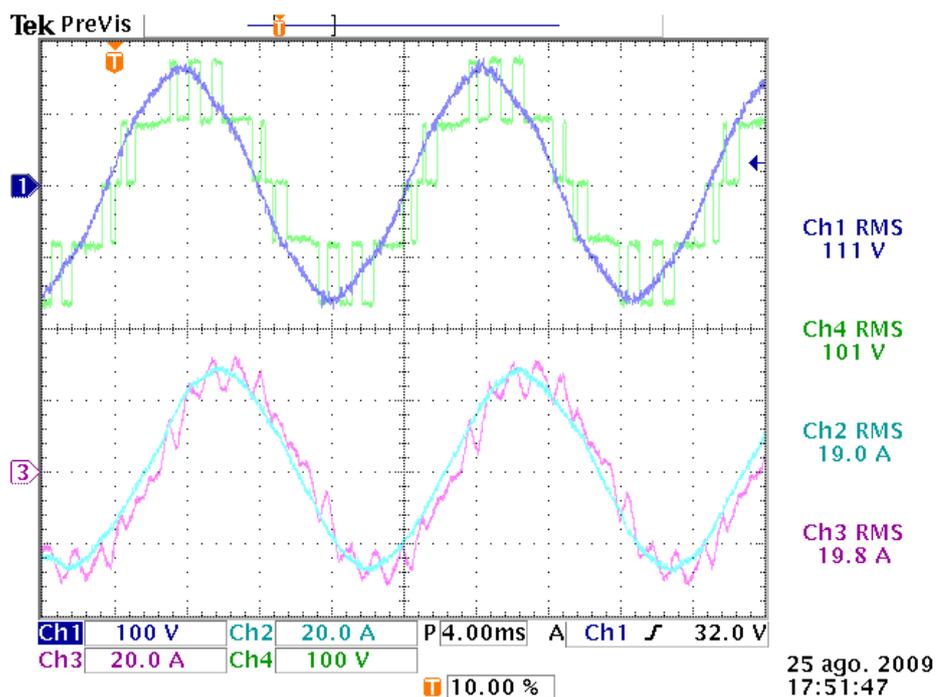


Figura 4.54 Tensões de linha da rede v_{ab} , (canal 1 em azul escuro), e do conversor u_{ab} , (canal 4 em verde), correntes na fase a da rede i_{ga} , (canal 2 em azul claro), e do conversor i_a , (canal 3 em rosa), com o filtro senoidal e sistema com carga nominal e fator de potência de 0,95 indutivo.

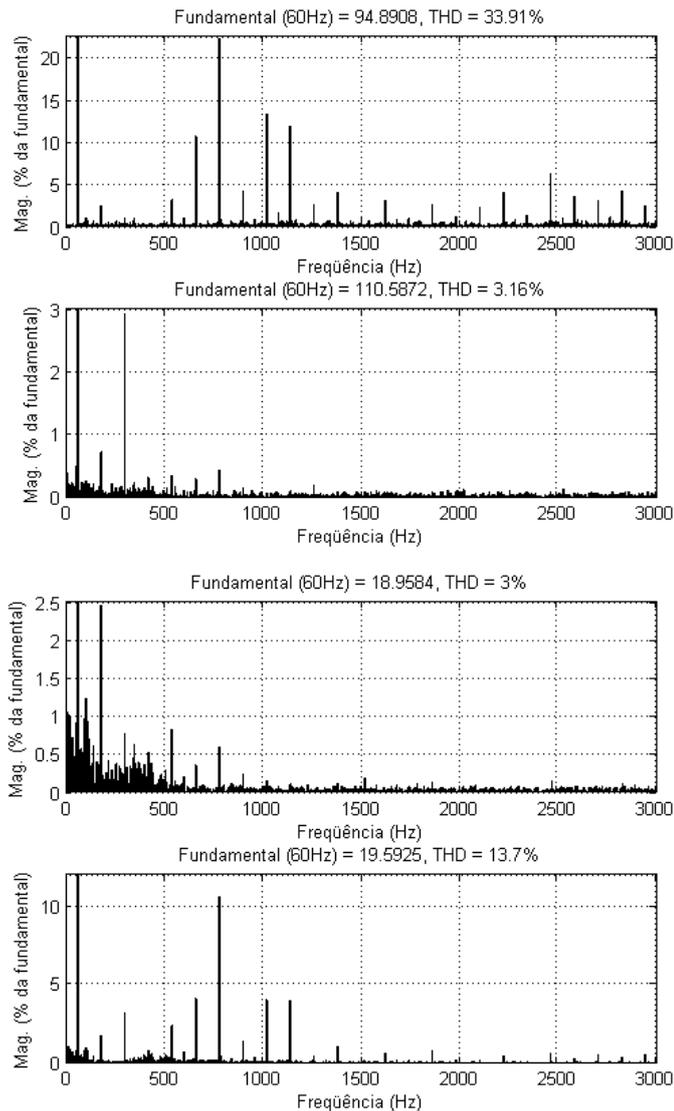


Figura 4.55 Espectro de frequência para a) a tensão de linha do conversor u_{ab} , b) a tensão de linha da rede v_{ab} , c) a corrente da rede i_{sa} e d) a corrente do inversor i_a com o filtro senoidal e sistema com carga nominal e fator de potência de 0,95 indutivo.

Novamente, no início desses últimos ensaios, com o sistema do retificador e filtro totalmente desconectados da rede, foram tomadas duas amostras da tensão de linha v_{ab} onde se verificou a presença de conteúdo harmônico não desprezível em baixa frequência, como mostra a Figura 4.56. A Figura 4.57 indica uma distorção harmônica total de 2,94 % para a primeira amostra e 2,76% para a segunda amostra. A Tabela 4.7 aponta as amplitudes do 3°, 5° e 7° harmônicos para as duas amostras da tensão da rede. Um aspecto importante sobre a composição espectral da tensão da rede é que esta é variável com diversos fatores tais como valor e natureza da carga e horário do dia. Este fato se coloca como um fator que dificulta a realização deste trabalho uma vez que tal

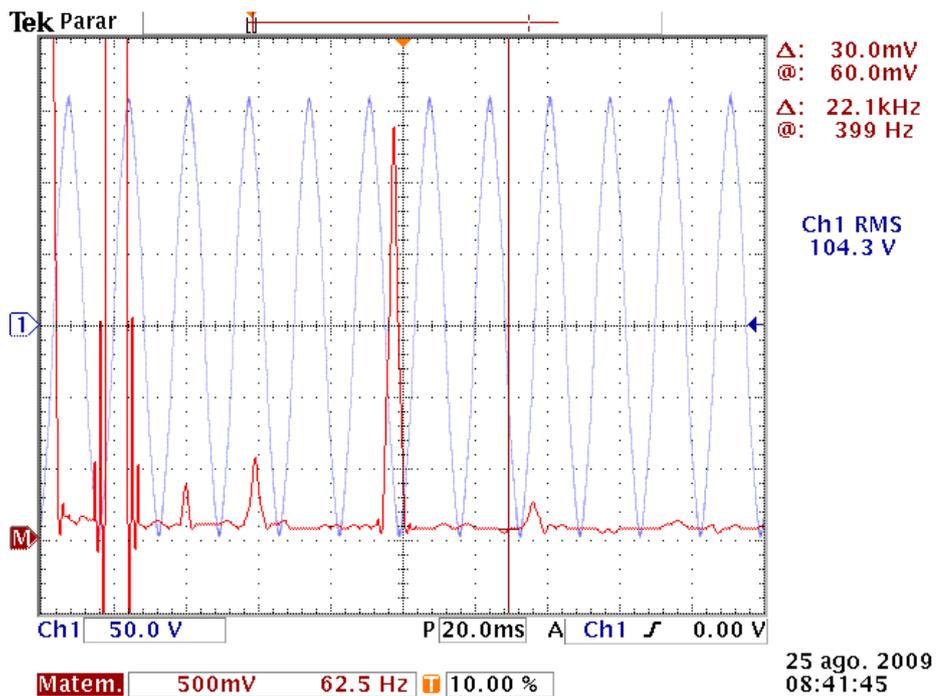


Figura 4.56 Comportamento da tensão de linha v_{ab} da rede no dia 25 de agosto às 8:40hs. Forma de onda da tensão v_{ab} e espectro de frequência.

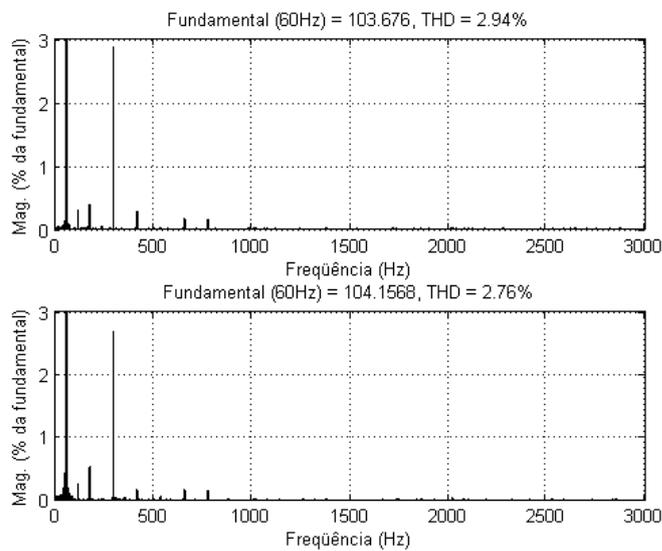


Figura 4.57 Espectro de frequência para a tensão de linha v_{ab} da rede a) primeira amostra e b) segunda amostra.

Tabela 4.7 Amplitude dos harmônicos principais rede de energia.

	1^a medição de v_{ab} (%)			2^a medição de v_{ab} (%)			
THD	3°	5°	7°	THD	3°	5°	7°
2,94	0,39	2,87	0,29	2,76	0,54	2,68	0,18

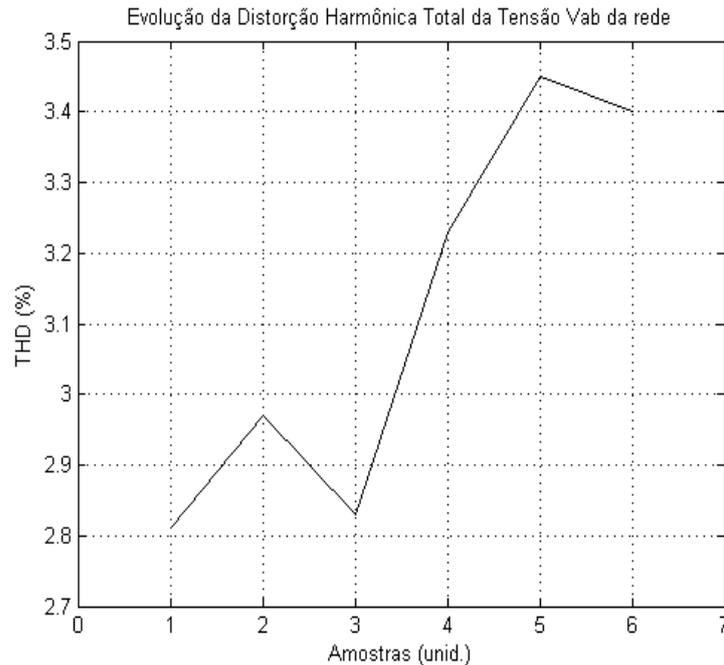


Figura 4.58 Evolução da *THD* ao longo do dia 18 de agosto entre 8:30 e 11:30hs.

conteúdo harmônico contamina e influencia os resultados obtidos. Por esse motivo foi necessário monitorar o comportamento da tensão no transcorrer dos ensaios. A Figura 4.58 mostra a evolução da distorção harmônica da tensão da rede ao longo do dia 18 de agosto no período entre 8:30 e 11:30hs. A figura indica que a *THD* cresce ao longo da manhã, influenciada possivelmente, pelo acréscimo de cargas não-lineares ligadas à rede elétrica.

Adicionalmente ao conteúdo harmônico introduzido nos testes pela tensão da rede em várias situações discutidas acima, se pode observar a presença de conteúdo harmônico de baixa frequência não previsto no estudo do modulador apresentado nos capítulos 2 e 3. É importante enfatizar que, além da natureza discreta do modulador, a presença de ondulação na tensão do barramento c.c. não é levada em consideração no equacionamento da SHEPWM, na simulação do sistema e, menos ainda, no desenvolvimento dos algoritmos utilizados para calcular os ângulos de comutação necessários à implementação dos vários conjuntos de padrões de pulso. A Figura 4.59 mostra existência de ondulação na tensão do barramento c.c. do conversor, que neste caso, corresponde a cerca de $9V_{\text{pico-pico}}$ equivalentes a 5% da ondulação projetada para o banco de capacitores na condição de plena carga. Cabe lembrar que o controle do sistema é feito em baixa frequência devido às sua faixa de passagem estreita limitada

pela frequência de comutação reduzida, 180Hz. Além da ondulação de tensão no barramento c.c., os ajustes dos ganhos e níveis contínuos dos sinais da aquisição afetam a onda de tensão gerada pelo conversor. A adequada realização desse tipo de ajuste não se constitui uma tarefa fácil e o modulador SHEPWM, como qualquer outro, é sensível a esses problemas. Estes fatores podem explicar o aparecimento desse conteúdo harmônico indesejado não previsto do ponto de vista teórico para o modulador uma vez que afastam a forma de onda de tensão obtida da tensão esperada.

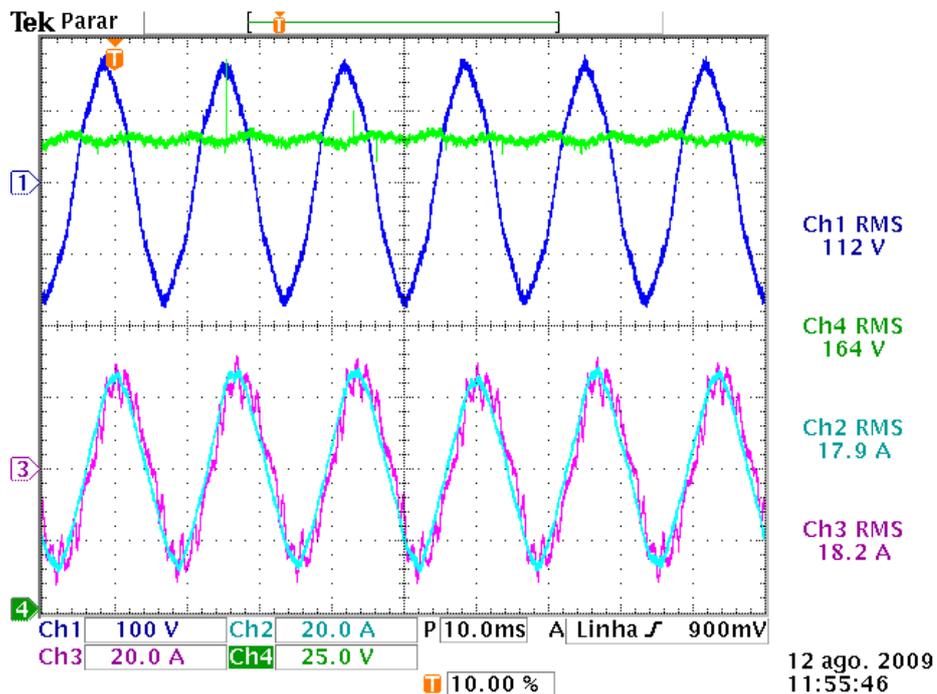


Figura 4.59 Ondulação na tensão do barramento c.c. do conversor na condição de plena carga.

4.7.2.2 Operação do sistema com frequência fundamental variável.

Os resultados experimentais para a operação do sistema a frequência variável foram obtidos colocando o conversor NPC de três níveis de 5kVA/220V-60Hz operando como inversor de frequência. O inversor aciona a carga que é um motor elétrico do tipo de indução em gaiola de esquilo, MI, de 10CV, 220V/380V- Δ /Y e 60Hz, através de um controle escalar a fluxo constante, V/f constante, comandado pelo modulador SHEPWM. Os parâmetros desse motor são apresentados no apêndice. O filtro senoidal se encontra ligado entre o inversor e o motor e a tensão V_d no barramento c.c. foi ajustada em 311V.

A Figura 4.60 apresenta as curvas obtidas experimentalmente para o inversor e o filtro senoidal. O motor trabalha com uma carga igual a 75% de seu valor nominal e aproximadamente 20% de sobre-elevação de velocidade. A Figura 4.60 mostra o comportamento da tensão de linha v_{sab} nos terminais do motor, na saída do filtro, e da tensão de linha u_{ab} na saída do inversor, antes do filtro. A figura mostra também as correntes i_{sa} no motor e i_a no inversor. Nessa figura a curva de tensão u_{ab} corresponde à forma de onda de tensão de linha de um conversor de três níveis com índice $m_i = 1,1871$ e uma frequência fundamental de 71.23Hz. A sua distorção harmônica total é igual a 35,45% com conteúdo harmônico de baixa frequência desprezível, abaixo de 660Hz, como mostra a Figura 4.61. É importante destacar que o espectro e a THD experimentalmente obtidos são praticamente idênticos ao da Figura 3.17a do estudo teórico sobre a modulação apresentado no capítulo 3. Por outro lado a tensão da rede apresenta um aspecto senoidal e exibe uma $THD = 4,7\%$. Excetuando-se o 11º, o 13º e 17º harmônicos cujas amplitudes são 1,56%, 3,91% e 1,09% todo o conteúdo harmônico possui amplitude inferior a 1%. A Figura 4.60 permite observar que as correntes na carga são bastante senoidais. A THD da corrente i_{sa} da fase a do motor é

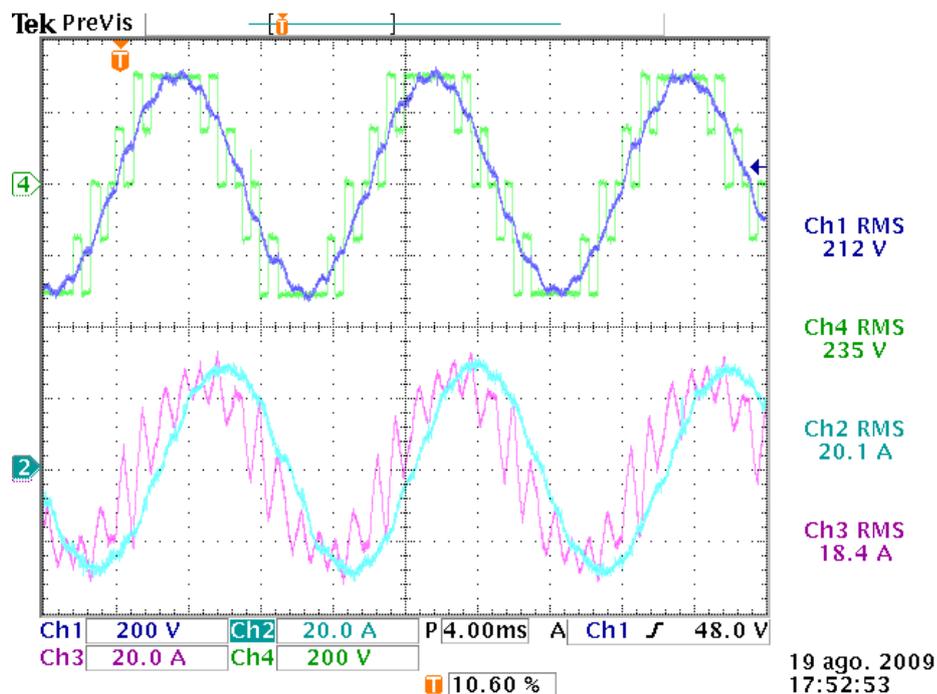


Figura 4.60 Tensões de linha da carga v_{sab} , (canal 1 em azul escuro), e do conversor u_{ab} , (canal 4 em verde), correntes na fase a da carga i_{sa} , (canal 2 em azul claro), e do conversor i_a , (canal 3 em rosa).

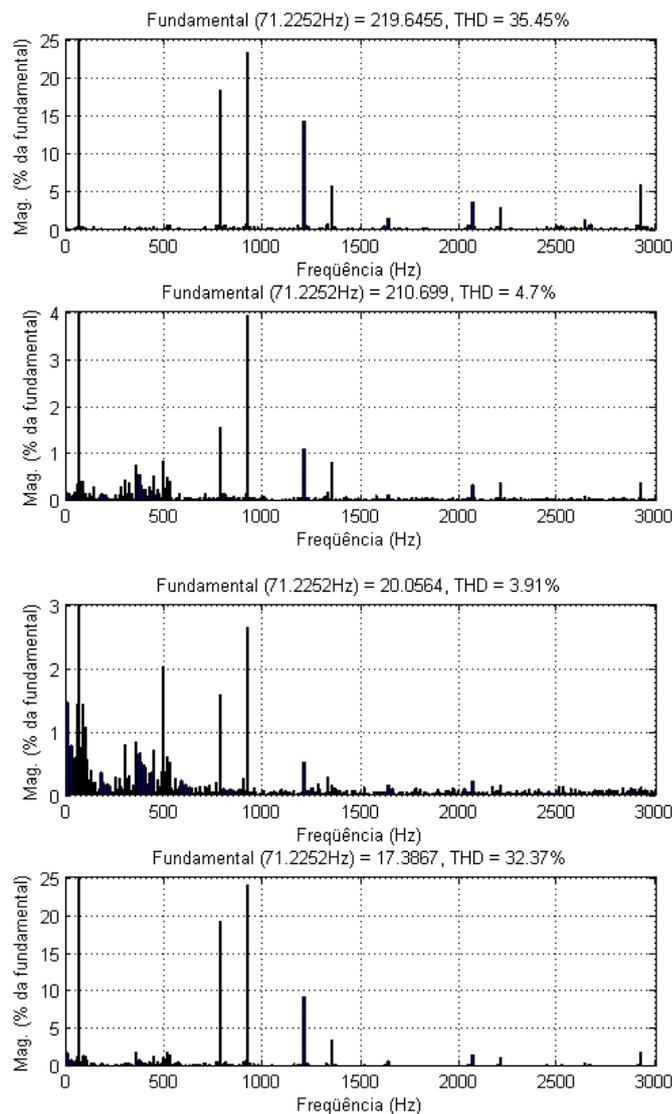


Figura 4.61 Espectro de frequência para a) a tensão de linha do conversor u_{ab} , b) a tensão de linha da carga v_{sab} , c) a corrente do motor i_{sa} e d) a corrente do inversor i_a com o filtro senoidal a 71.23Hz.

igual a 3,91% e, à exceção do 13º harmônico, 2,63%, todos os seus harmônicos têm amplitude menor que 2,0%. Contudo, a atenuação do 11º e do 13º harmônico da corrente i_a do conversor é de cerca de 10 vezes. A THD de i_a é igual 32,37%, Figura 4.61. Toda essa situação é de particular importância, pois se constitui de uma demonstração de dois predicativos da eliminação seletiva de harmônicos e do modulador desenvolvido nesse trabalho. Em primeiro lugar, o ensaio está associado ao máximo valor do índice de modulação obtível com este modulador, 1,1871 e superior aos de outros moduladores em sua região linear. Isso, como já foi discutido, estende a faixa de aproveitamento do barramento c.c.. Em segundo lugar, considerando-se o

acionamento a fluxo constante do motor, respeitando-se a sua máxima tensão nominal, permite elevar a frequência fundamental dos acionamentos comerciais de 10%, 66Hz, para cerca de 20%, 72Hz. Isso implica em uma melhor utilização do potencial do sistema de acionamento elétrico. No caso, não se observam grandes deteriorações das distorções de suas tensões e correntes de saída.

A Figura 4.62 apresenta as curvas obtidas experimentalmente para o sistema com o motor com 75% de sua carga nominal a 60Hz. Na figura a tensão da rede possui um aspecto reconhecivelmente senoidal e exibe uma $THD = 3,4\%$, vista na Figura 4.63. Todo o conteúdo harmônico possui amplitude inferior a 2%. Por outro lado, a tensão u_{ab} do conversor possui uma $THD = 31,96\%$ com reduzido conteúdo harmônico de baixa frequência, abaixo de 660Hz, como mostra a Figura 4.63. Novamente é importante destacar que o espectro e a THD obtidos experimentalmente para a tensão u_{ab} do conversor são praticamente idênticos ao da Figura 3.17b do estudo teórico sobre a modulação apresentado no capítulo 3. Além disso, a Figura 4.62 permite observar que as correntes na carga são bastante senoidais. A THD da corrente i_{sa} da fase a do motor é igual a 4,25% e todos os seus harmônicos têm a amplitude menor que 1,5%. Já a

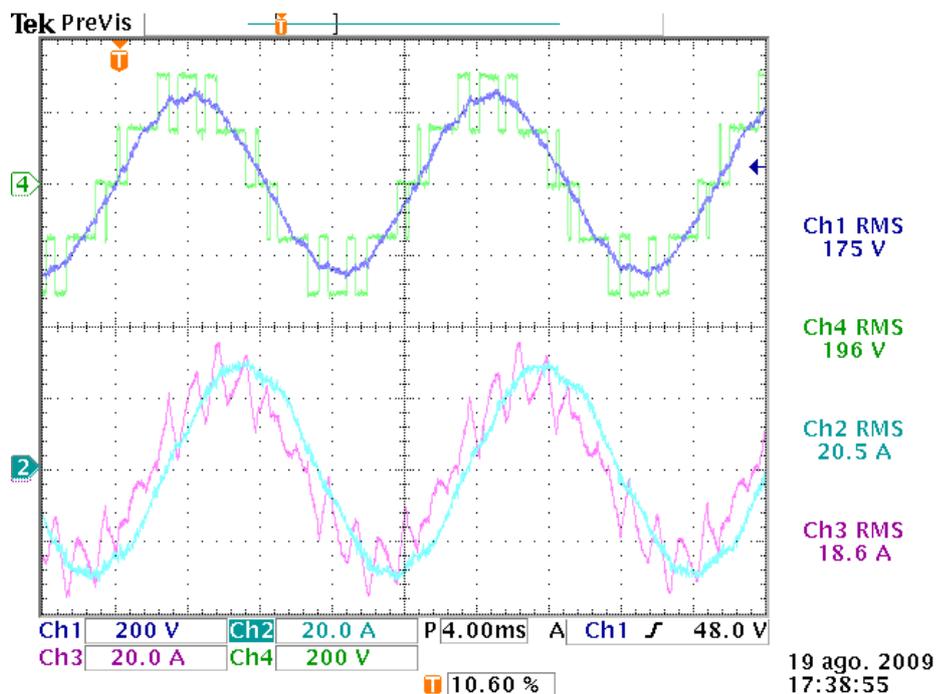


Figura 4.62 Tensões de linha da carga v_{sab} (canal 1 em azul escuro), e do conversor u_{ab} (canal 4 em verde), correntes na fase a da carga i_{sa} (canal 2 em azul claro), e do conversor i_a (canal 3 em rosa), com o filtro senoidal e motor 10CV a 60Hz com 75% da carga nominal

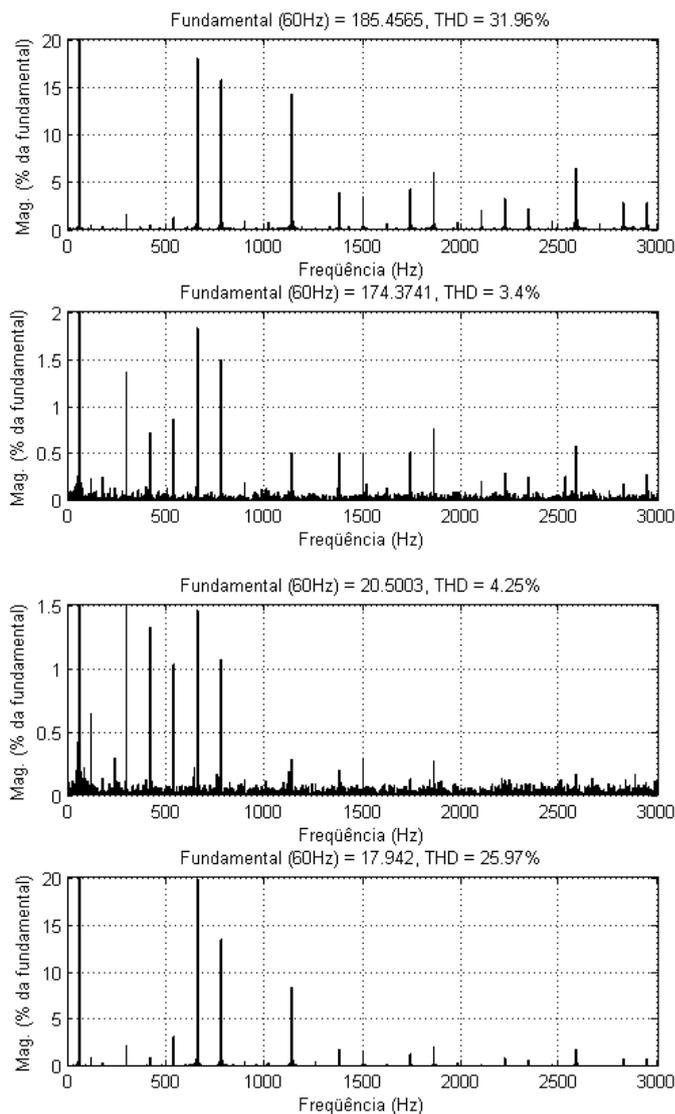


Figura 4.63 Espectro de frequência para a) a tensão de linha do conversor u_{ab} , b) a tensão de linha da carga v_{sab} , c) a corrente do motor i_{sa} e d) a corrente do inversor i_a a 60Hz.

corrente i_a do conversor apresenta uma THD igual a 25,97. A amplitude do 11º harmônico em torno de 20% na Figura 4.61, sofre uma atenuação de cerca de 13 vezes.

O desempenho do sistema com carga leve, a frequência variável, é apresentado na Figura 4.64. Nessa figura o motor trabalha sem carga no eixo com frequência fundamental de 60Hz. Com a diminuição na carga a corrente do conversor se mostra distorcida a tal ponto que é difícil reconhecer algum padrão senoidal em sua forma de onda. A sua THD se eleva para 206,02% como mostra a Figura 4.65. Contudo a tensão v_{ab} e a corrente i_{sa} no motor possuem um aspecto senoidal sendo suas THD iguais a 3,98% e 5,13% respectivamente. Nesse caso, a THD para a tensão do conversor u_a permanece praticamente invariável, (igual a 31,57%). Deve-se destacar outra vez que a

THD e o espectro de frequência obtidos experimentalmente para a tensão u_{ab} são idênticos ao da Figura 3.17b do estudo sobre a modulação apresentado no capítulo 3.

A Figura 4.66 e a Figura 4.67 apresentam o sistema com frequência de operação igual a 30Hz. Essas figuras mostram uma deterioração das características da tensão de linha u_{ab} do inversor quando comparadas com aquelas apresentadas na operação a frequência nominal do motor de 60 Hz. Como já discutido, essa deterioração acontece com a redução do índice de modulação da tensão sintetizada pelo inversor. Isso leva a um aumento na distorção da onda de saída do inversor que neste caso apresenta uma elevação em sua $THD = 87,9\%$. Mais uma vez se deve destacar que os espectros e a THD obtidos experimentalmente estão bastante coerentes com a Figura 3.11c do estudo sobre a modulação do capítulo 3. A Figura 4.67 também confirma com resultados práticos que o projeto do modulador segundo o esquema aprimorado de variação de padrões de pulsos consegue manter a faixa de frequência livre de harmônicos necessária ao adequado projeto e funcionamento do filtro senoidal. Todavia ainda é possível reconhecer um padrão razoavelmente senoidal nas curvas após o filtro. Desse modo, a distorção harmônica da tensão na carga é igual a 19,14%. A THD da corrente i_{sa} na fase a do motor é igual a 7,91% para uma corrente no conversor com uma THD de 34,63%.

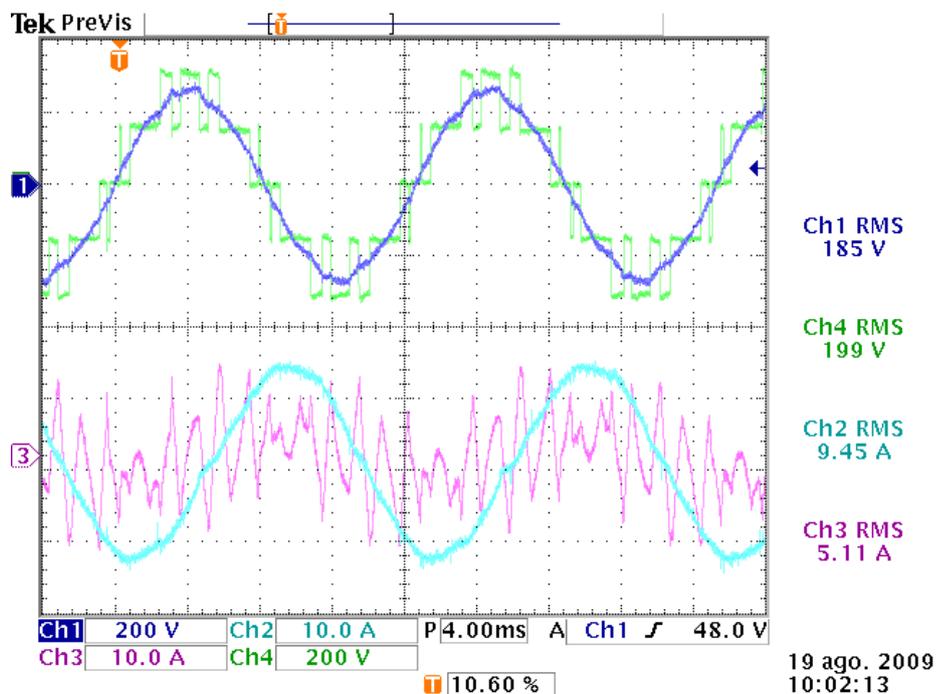


Figura 4.64 Tensões de linha da carga v_{sab} (canal 1 em azul escuro), e do conversor u_{ab} (canal 4 em verde), correntes na fase a da carga i_{sa} (canal 2 em azul claro), e do conversor i_a (canal 3 em rosa), com o filtro senoidal e motor 10CV a 60Hz com a vazio.

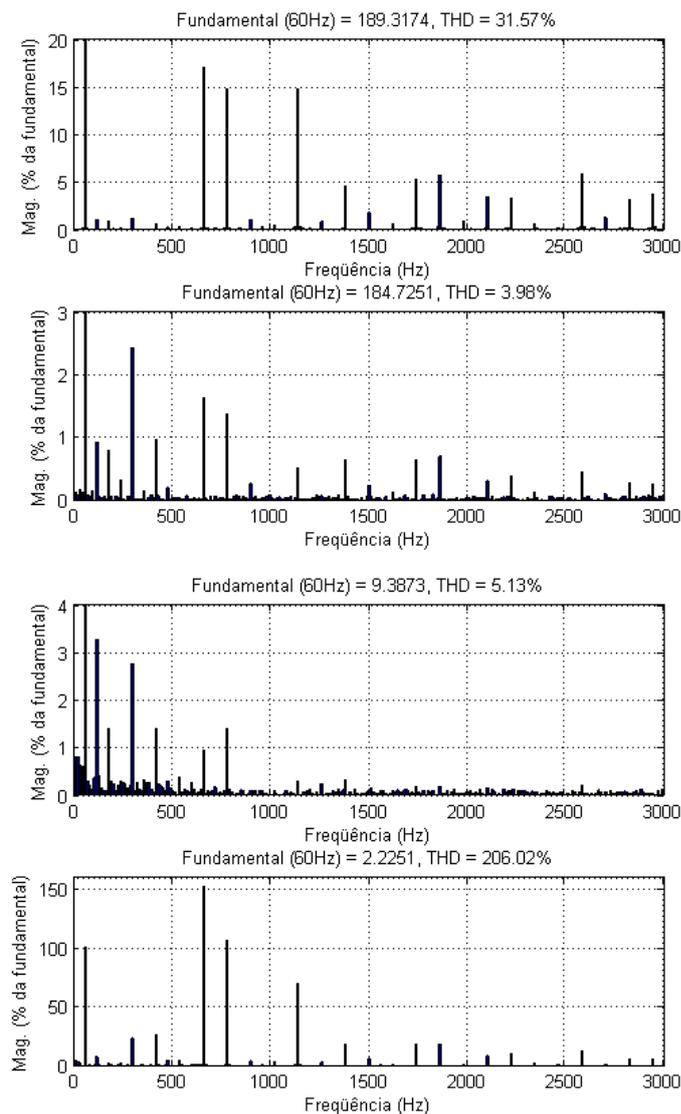


Figura 4.65 Espectro de frequência para a) a tensão de linha do conversor u_{ab} , b) a tensão de linha da carga v_{sab} , c) a corrente do motor i_{sa} e d) a corrente do inversor i_a com o filtro senoidal a 60Hz a vazio.

A Figura 4.68 traz uma situação extrema para a operação do sistema relacionada à produção componentes harmônicas na corrente e na tensão do conversor. Essa situação se caracteriza pela síntese simultânea de tensão com baixo índice de modulação, $m_i \leq 0,1$, e elevado valor de ondulação da corrente, proporcionalmente à amplitude da sua fundamental. Como consequência disso, exacerba-se a geração do conteúdo harmônico na tensão e corrente no conversor. Para esse caso, o motor se encontra sem carga em seu eixo e com a frequência fundamental reduzida para 6Hz. Na Figura 4.68 pode-se então observar as formas de ondas da tensão de linha v_{sab} , e da corrente i_{sa} no motor, e da tensão de linha u_{ab} e da corrente i_a no inversor. A Figura 4.69 por sua vez,

traz a distribuição dos harmônicos no espectro de frequência para cada uma dessas grandezas. Essas figuras mostram uma deterioração das características da tensão de linha u_{ab} do inversor em decorrência da forte redução em seu índice de modulação. Como consequência, o valor de sua THD sobe para 223,24%. Por outro lado, as grandezas na saída do filtro ainda apresentam um aspecto reconhecivelmente senoidal quando comparadas com as grandezas nos terminais do inversor. A THD da tensão v_{sab} no motor é igual a 52,01%. A THD para corrente i_{sa} após o filtro é igual a 8,24%, enquanto a THD para a corrente i_a na saída do inversor é igual a 38,46%. A Figura 4.69 representa ainda mais uma confirmação experimental das novas faixas livres de harmônicos na distribuição espectral da tensão u_{ab} como consequência da operação do modulador com baixo índice de modulação. Nesse caso, a figura mostra também que a amplitude relativa dos harmônicos remanescente do processo de modulação se aproxima de 100% como previstos no capítulo 3. Também na Figura 4.69 verifica-se que o modulador seguindo o esquema aprimorado de variação de padrões de pulsos consegue garantir a faixa de frequência livre de harmônicos requerida para o adequado projeto e funcionamento do filtro senoidal.

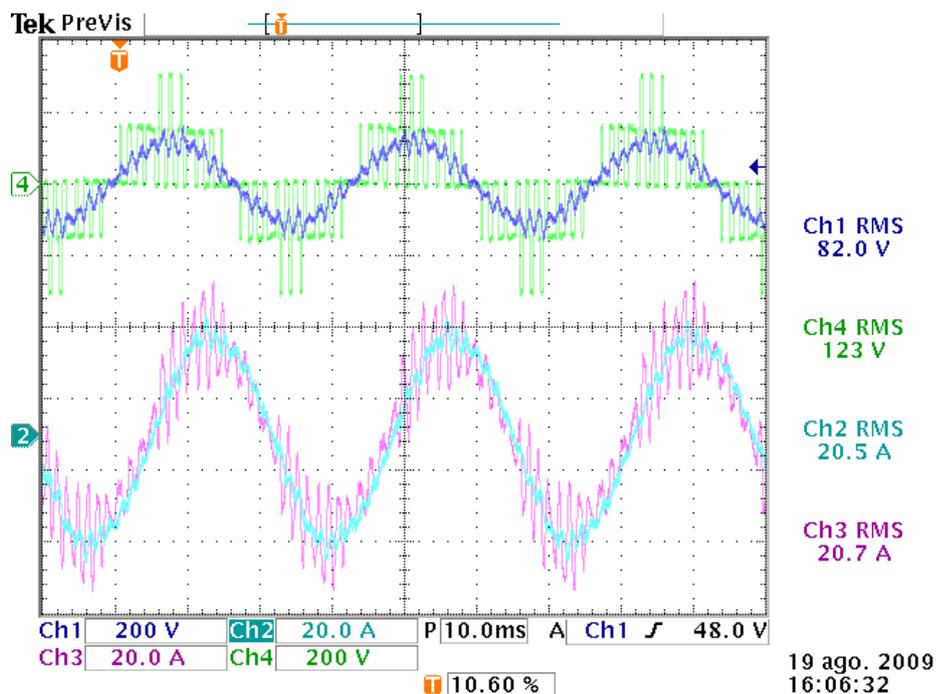


Figura 4.66 Tensões de linha da carga v_{sab} , (canal 1 em azul escuro), e do conversor u_{ab} , (canal 4 em verde), correntes na fase a da carga i_{sa} , (canal 2 em azul claro), e do conversor i_a , (canal 3 em rosa), com o filtro senoidal e motor 10CV a 30Hz com 75% da carga nominal

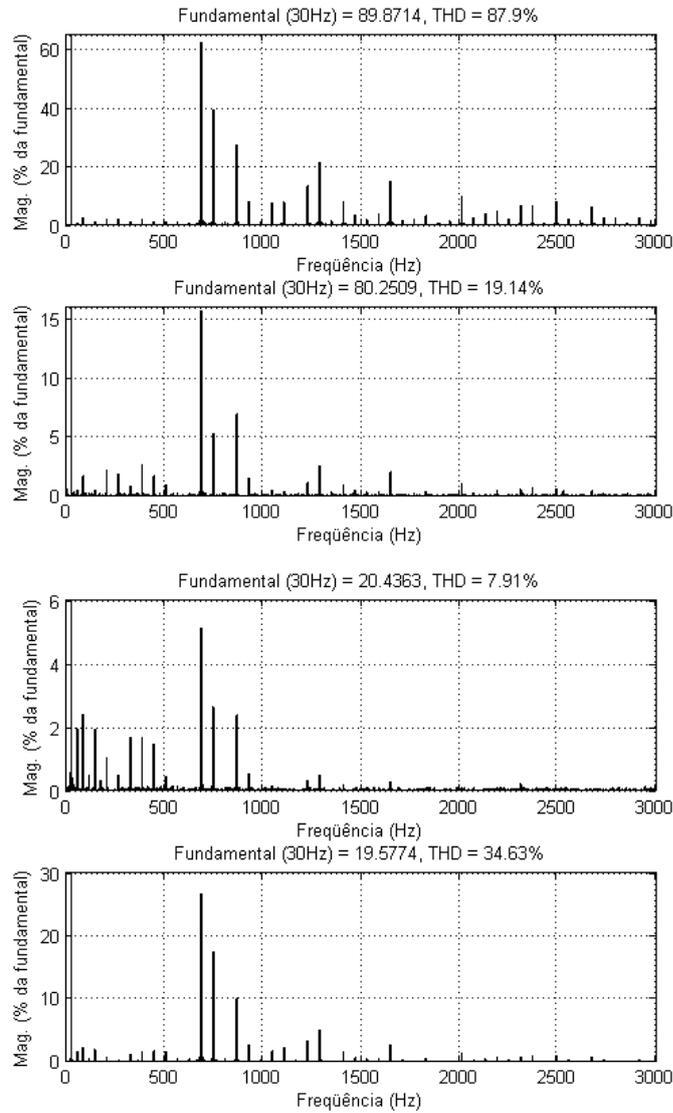


Figura 4.67 Espectro de frequência para a a) tensão de linha do conversor u_{ab} , b) tensão de linha da carga v_{sab} , c) corrente do motor i_{sa} e d) corrente do inversor i_a com o filtro senoidal a 30Hz.

Nesse ponto do trabalho se faz necessário conhecer o comportamento das distribuições harmônicas das grandezas nos terminais do motor de forma a permitir uma avaliação do desempenho do sistema na operação a frequência variável. Para esse fim o motor é alimentado diretamente pela rede de energia elétrica e se monitora sua tensão de linha e a corrente na fase a da carga i_{sa} . Efetuou-se nesse caso medições em duas condições de funcionamento do motor que são a operação com carga apresentada na Figura 4.70 e a operação sem carga em seu eixo, Figura 4.72. Os espectros de frequência obtidos para as grandezas nessas duas condições se encontram respectivamente na Figura 4.71 e na Figura 4.73. A Figura 4.70 indica certa distorção na tensão de linha e na corrente na fase a do motor em carga. A Figura 4.71 mostra uma distorção harmônica total de 2,38% na tensão do motor e 3,06% na corrente. Na Tabela 4.8 estão as amplitudes dos harmônicos mais importantes dessas grandezas. Quando o motor se encontra sem carga pode-se notar um aumento do conteúdo harmônico e conseqüentemente das distorções das grandezas, como na Tabela 4.9 e a Figura 4.73. Deve-se enfatizar aqui que mesmo com tensões da própria rede de energia elétrica as distorções das grandezas estão acima de 2%. Confrontando os valores na Tabela 4.8 com aqueles apresentados na Figura 4.63, se observa como já mencionado, que a tensão

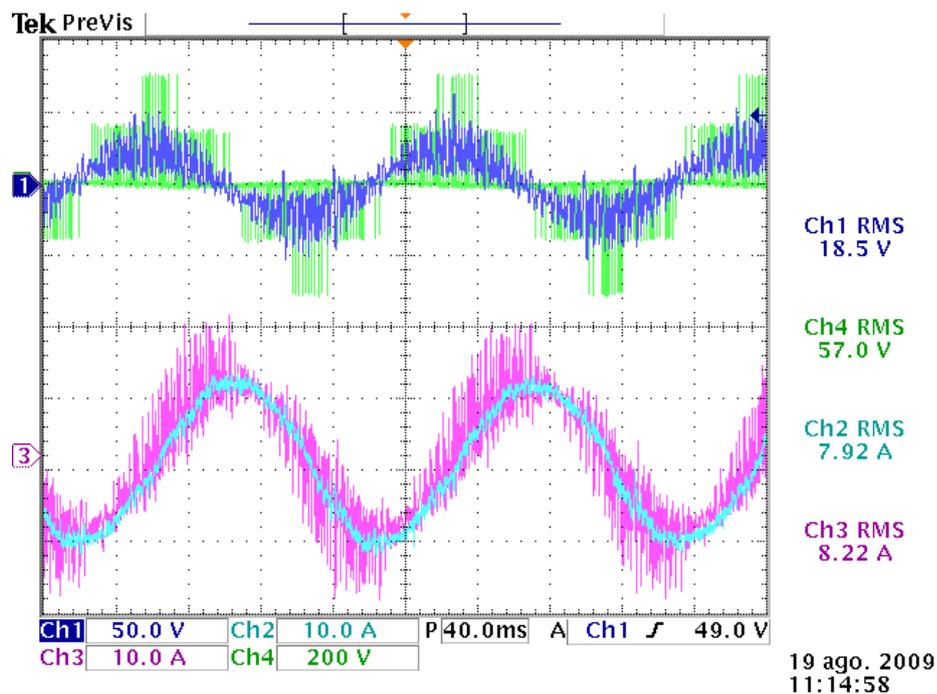


Figura 4.68 Tensões de linha da carga v_{sabs} (canal 1 em azul escuro), e do conversor u_{abs} (canal 4 em verde), correntes na fase a da carga i_{sa} , (canal 2 em azul claro), e do conversor i_a , (canal 3 em rosa), com o filtro senoidal e motor 10CV a 6Hz com a vazio.

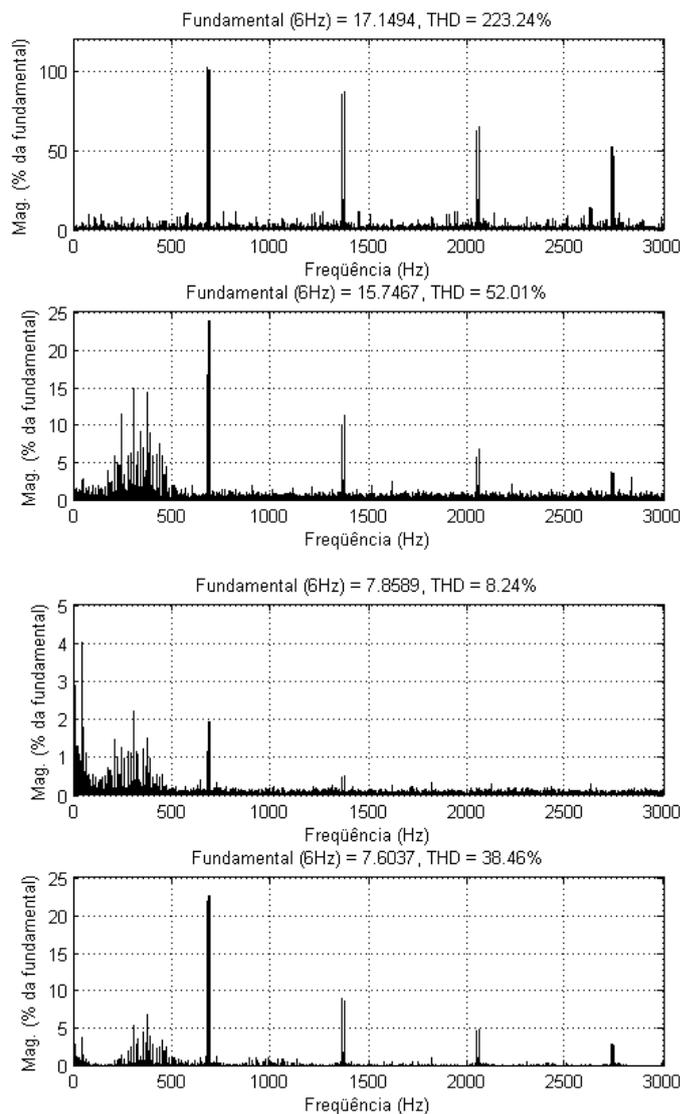


Figura 4.69 Espectro de freqüência para a a) tensão de linha do conversor u_{ab} , b) tensão de linha da carga v_{sab} , c) corrente do motor i_{sa} e d) corrente do inversor i_a com o filtro senoidal a 6Hz.

u_{ab} e a corrente i_a do conversor apresentam, na mesma condição de carga, distorções harmônicas totais respectivamente iguais 31,96% e 25,97% e amplitudes do 3°, 5° e 7° harmônicos inferiores a 1,5% e a 2,5% respectivamente para a tensão u_{ab} e a corrente i_a . Cabe lembrar que essas grandezas seriam aplicadas diretamente ao motor na ausência do filtro senoidal e que, a presença deste reduz as amplitudes dos harmônicos e as distorções harmônicas totais dessas grandezas para valores em torno de ou inferiores aos da Tabela 4.8. Para o motor operando a vazio, na comparação da Tabela 4.9 com a Figura 4.65, ambas na mesma condição de carga, a tensão u_{ab} e a corrente i_a do conversor apresentam, na mesma condição de carga, distorções harmônicas totais respectivamente iguais a 31,57% e 206,02% e amplitudes do 3°, 5° e 7° harmônicos

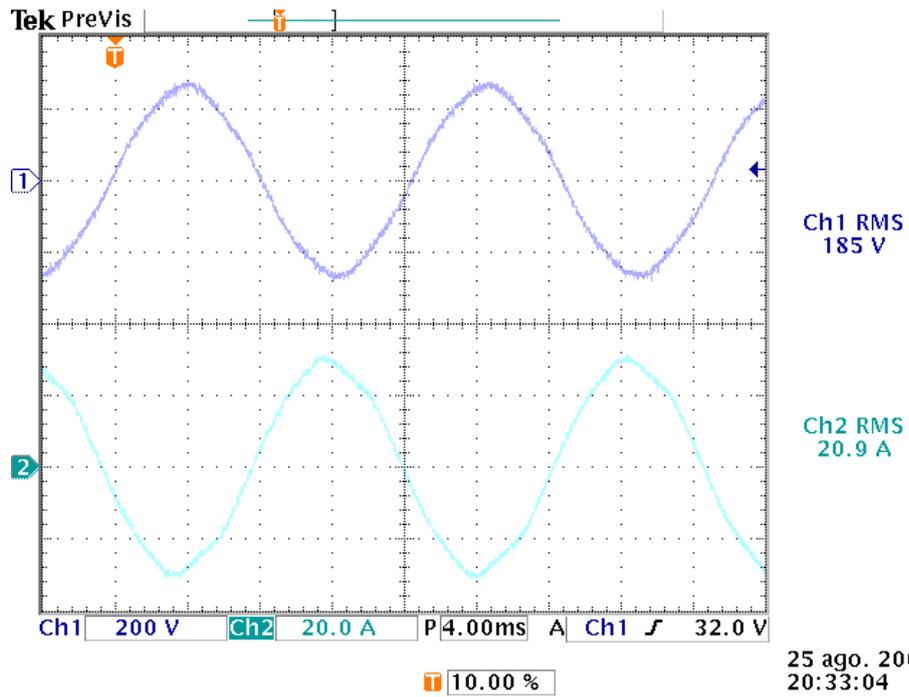


Figura 4.70 Tensões de linha v_{sab} , (canal 1 em azul escuro), e corrente na fase a da carga i_{sa} , (canal 2 em azul claro) para o motor 10CV a 60Hz com 75% da carga nominal alimentado pela rede de energia elétrica.

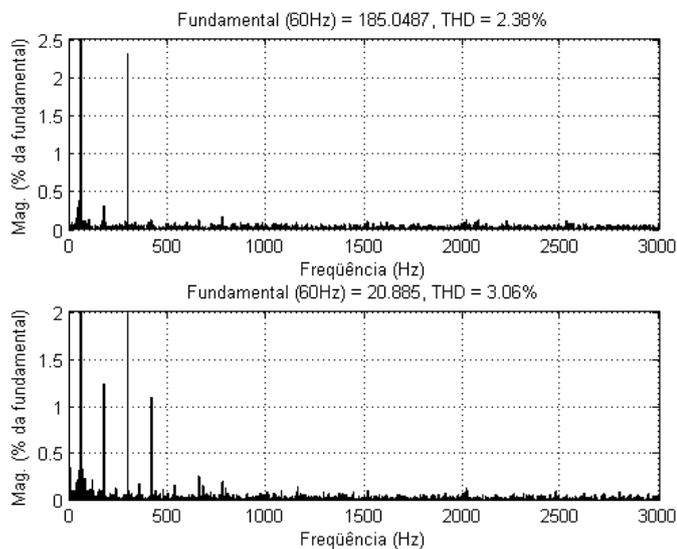


Figura 4.71 Espectro de frequência para a a) tensão de linha v_{sab} e b) corrente na fase a da carga i_{sa} , para o motor 10CV a 60Hz com carga alimentado pela rede de energia elétrica.

Tabela 4.8 Amplitude principais dos harmônicos do motor com carga alimentado pela rede.

THD	v_{sab} (%)			i_{sa} (%)			
	3°	5°	7°	THD	3°	5°	7°
2,38	0,31	2,3	-	3,06	1,23	2,50	1,09

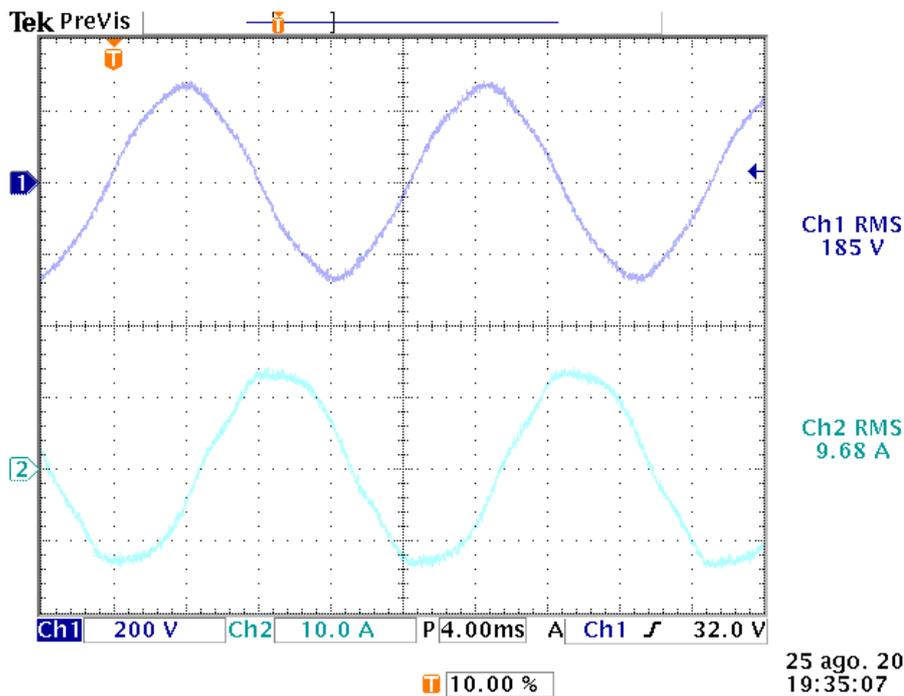


Figura 4.72 Tensões de linha v_{sab} , (canal 1 em azul escuro), e corrente na fase a da carga i_{sa} , (canal 2 em azul claro) para o motor 10CV a 60Hz sem carga alimentado pela rede de energia elétrica.

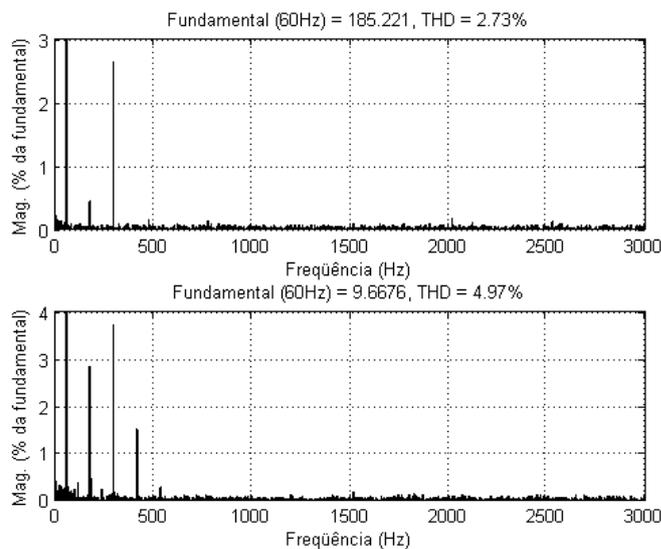


Figura 4.73 Espectro de frequência para a a) tensão de linha v_{sab} e b) corrente na fase a da carga i_{sa} , para o motor 10CV a 60Hz sem carga alimentado pela rede de energia elétrica.

Tabela 4.9 Amplitude principais dos harmônicos do motor sem carga alimentado pela rede.

THD	v_{sab} (%)			i_{sa} (%)			
	3°	5°	7°	3°	5°	7°	
2,73	0,45	2,64	-	4,97	2,82	3,71	1,51

inferiores a 1,5% e a 27% respectivamente para a tensão u_{ab} e a corrente i_a . Outra vez o emprego do filtro senoidal reduz as distorções harmônicas totais e as amplitudes dos

harmônicos dessas grandezas para valores próximos daqueles obtidos pela alimentação do motor direta da rede como se pode verificar na Figura 4.65.

Para demonstrar experimentalmente o funcionamento do modulador SHEPWM em sua operação a frequência variável é feita uma partida do motor acionado pelo inversor a fluxo constante, V/f constante. As curvas para essa partida se encontram na Figura 4.74. Na figura se verifica que a velocidade segue adequadamente a rampa de aceleração imposta pelo inversor sem oscilações e livre de sobressaltos. Isso indica a potencialidade de funcionamento do modulador em frequência variável. Nessa figura se apresenta também a evolução da tensão e corrente do motor a partir da suas envoltórias. A tensão vista através da sua envoltória, tem sua amplitude gradativamente elevada juntamente com a frequência, aqui seguida proporcionalmente pela velocidade do motor, a partir dos comandos do modulador a V/f constante. A corrente permanece praticamente constante durante praticamente todo tempo. A exceção a isso acontece no início da partida onde ainda não existe fluxo estabelecido. Como não existe um controle eficaz desta grandeza nesta estratégia de controle do motor o estabelecimento de fluxo se dá de forma lenta.

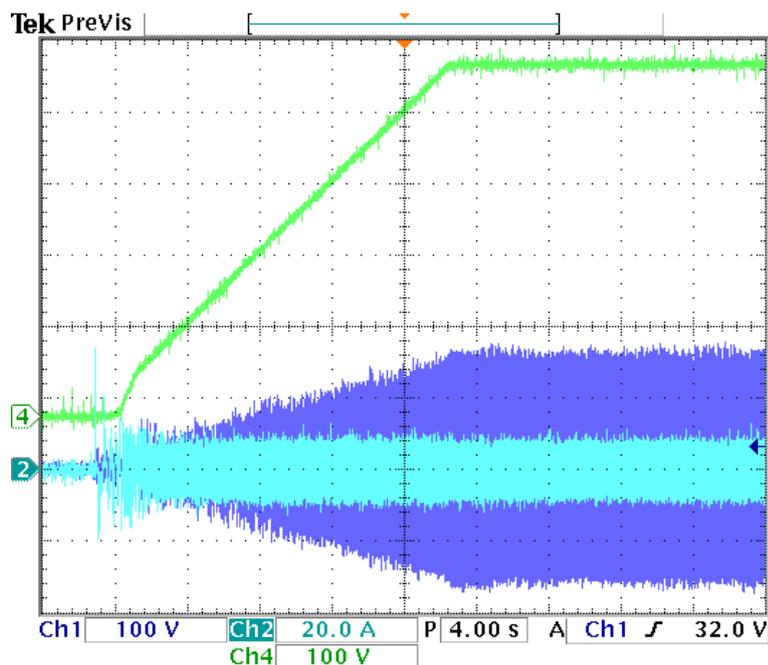


Figura 4.74 Partida do sistema (inversor, filtro e motor). a) Tensões v_{sab} (canal 1 em azul escuro), b) corrente na carga i_{sa} , (canal 2 em azul claro) e c) velocidade do motor (canal 4 em verde).

Outro aspecto relevante nesse trabalho diz respeito à eficiência do sistema. Para isso, as perdas do protótipo do filtro construído no laboratório foram então levantadas em duas situações de funcionamento do sistema. Uma delas foi realizada nas primeiras horas da manhã com o filtro a frio e uma corrente filtrada correspondendo a 85% do seu valor nominal. As condições para este ensaio estão na Tabela 4.10 e na Tabela 4.11. A segunda foi realizada com 115% da corrente nominal do filtro no final do dia, com este já bastante aquecido e próximo de sua temperatura de trabalho, na Tabela 4.13 e na Tabela 4.14. Durante o ensaio procurou-se manter constantes todas as outras variáveis do sistema. Os resultados para essas duas situações de funcionamento se encontram respectivamente na Tabela 4.12 e na Tabela 4.15. Nesse caso a eficiência do filtro ficou entre 94,9% e 95,9% o que implica em 4,1% a 5,1% de perdas. Apesar dos valores elevados encontrados para as perdas esses são compatíveis, mas não superiores aos valores encontrados para motores de alta potência e média tensão. Esses últimos têm sua eficiência típica entre 91% a 96%, [103]. Para motores de baixa tensão e alto rendimento a eficiência típica em condições nominais está entre 61% a 96%, [104]. Contudo, deve-se destacar a dificuldade no ensaio em se manter constantes todas as variáveis do sistema para satisfazer à exigência de que as medições sejam feitas exatamente nas mesmas condições nas duas etapas. Isso pode ser visto através das condições de ensaio apresentadas nas tabelas abaixo. Com isso, os valores obtidos para as perdas podem conter erros e por isso, devem ser considerados apenas uma estimativa. Isso porque nessa faixa de valores existe uma grande incerteza associada ao método empregado o que pode levar a uma deterioração dos valores reais das perdas no filtro.

Tabela 4.10 Levantamento das perdas do filtro com 85% da corrente nominal a frio. Etapa I.

<i>Corrente Filtrada (A)</i>	<i>Tensão Filtrada (V)</i>	<i>Tensão barram. c.c. (V)</i>	<i>Potência Entrada (W)</i>
15,0	181	311,57	3721
15,1	180	309,53	3694

Tabela 4.11 Levantamento das perdas do filtro com 85% da corrente nominal a frio. Etapa II.

<i>Corrente Filtrada (A)</i>	<i>Tensão Filtrada (V)</i>	<i>Tensão barram. c.c. (V)</i>	<i>Potência de Saída (W)</i>
15,0	181	310,1	3540
15,1	180	310,7	3531

Tabela 4.12 Determinação das perdas do filtro com 85% da corrente nominal a frio.

<i>Eficiência (%)</i>				<i>Perdas (%)</i>			
<i>Medidas</i>	<i>Mínimo</i>	<i>Média</i>	<i>Máxima</i>	<i>Medidas</i>	<i>Mínimo</i>	<i>Média</i>	<i>Máxima</i>
95,14	94,89	95,36	95,83	4,86	4,17	4,64	5,11
94,89				5,11			
95,83				4,17			
95,59				4,41			

Tabela 4.13 Levantamento das perdas do filtro com 115% da corrente nominal a quente. Etapa I

Corrente Filtrada (A)	Tensão Filtrada (V)	Tensão barram. c.c. (V)	Potência Entrada (W)
19,6	179,9	309,92	5218
19,7	179	312,2	5241

Tabela 4.14 Levantamento das perdas do filtro com 115% da corrente nominal a quente. Etapa II

Corrente Filtrada (A)	Tensão Filtrada (V)	Tensão barram. c.c. (V)	Potência de Saida (W)
19,5	180,9	312,19	4988
19,2	179,3	312,2	4967

Tabela 4.15 Determinação das perdas do filtro com 115% da corrente nominal a quente.

Medidas	Eficiência (%)			Perdas (%)			
	Mínimo	Média	Máxima	Medidas	Mínimo	Média	Máxima
95,59	94,77	95,18	95,59	4,41	4,41	4,82	5,23
95,19				4,81			
95,17				4,83			
94,77				5,23			

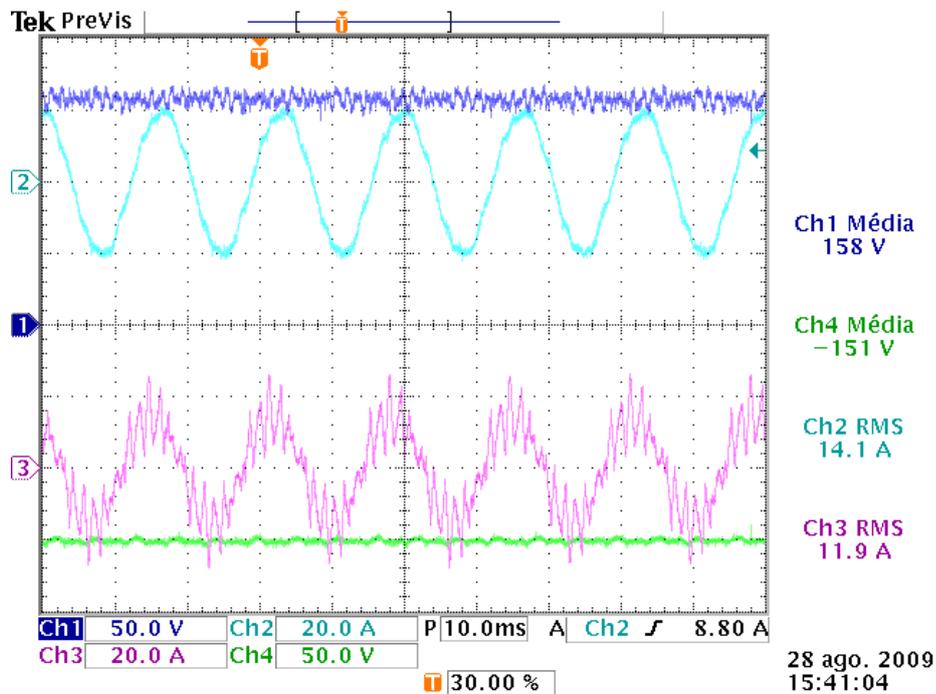


Figura 4.75 Tensão c.c. no banco superior de capacitores em relação ao neutro do conversor, (canal 1 em azul escuro). Tensão c.c. no banco inferior de capacitores (canal 4 em verde). Correntes na fase a da carga i_{sa} , (canal 2 em azul claro), e do conversor i_a , (canal 3 em rosa), com o filtro senoidal e motor 10CV a 60Hz com 55% da carga nominal

Na operação do sistema a frequência variável alguns fatores podem influenciar a forma de onda da tensão sintetizada pelo inversor e com isso o seu desempenho. Entre eles estão a natureza discreta do modulador e a presença de ondulação na tensão do barramento c.c.. Esses fatores influenciam também a síntese das tensões na operação a frequência fixa e já foram discutidos para o retificador. Contudo, além desses, os desbalanceamentos nas tensões do barramento c.c. podem resultar em diferenças entre

os semiciclos positivos e negativos das tensões de fase para neutro do conversor e com isso resultar em níveis contínuos de tensão, “offsets”. A Figura 4.75 indica a existência de um desbalanceamento de 7V com o motor com metade de sua carga. Com o motor a vazio o desequilíbrio medido foi de 10V. A figura evidencia também não só oscilações nas tensões do barramento c.c. como diferenças nas próprias formas de onda dos dois bancos de capacitores. Todos esses efeitos interferem, como foi dito, na síntese das tensões de saída do inversor deteriorando a distribuição dos harmônicos no espectro de frequência e distorcendo sua forma de onda. Estes fatores são, entretanto parte inerente ao processo de obtenção de tensões e correntes senoidais.

4.8 Conclusões.

Este capítulo apresentou a configuração passiva para o filtro senoidal considerada mais apropriada para a obtenção de tensões e correntes senoidais a partir de conversores NPC de três níveis. O filtro possui uma porção principal de terceira ordem tipo *LCL* e alguns ramos ressonantes em paralelo com o seu ramo “shunt”. O trabalho sugere o emprego de um a quatro desses ramos de acordo com a necessidade do sistema. O capítulo apresentou a modelagem e o equacionamento completo para o filtro senoidal. Um critério de projeto para obtenção dos elementos reativos do filtro foi proposto. Por esse critério os valores dos elementos reativos do filtro são obtidos através de um procedimento otimizado que fornece expressões fechadas para o seu cálculo e, que produzem valores determinados e bem estabelecidos para os mesmos. Esse critério de projeto atende à operação do conversor tanto em aplicações com frequência fundamental fixa quanto com frequência variável. Considerando-se a limitada faixa de frequência de comutação para conversores de alta potência que afeta a distribuição harmônica obtida pelo conjunto modulador/conversor verificou-se então a necessidade de flexibilizar a separação entre a máxima frequência sintetizável e a mínima frequência do harmônico dominante adotada em uma filosofia clássica de projeto de filtro. Esta característica foi incorporada pelo projeto do filtro que tratou ainda da escolha dos valores para o fator de qualidade, com a preocupação com a redução dos problemas de ressonância originados no próprio sistema, e da seleção dos ramos ressonantes série com emprego em paralelo com o ramo “shunt” do filtro principal. Ainda sobre o critério de projeto do filtro se deve enfatizar que este garante que os elementos obtidos com ele

são os que resultam em um projeto otimizado do filtro. É possível provar que esses conduzem ao valor mínimo de sua potência reativa total, ou seja, mínimo kVAr do filtro, sendo por isso o procedimento referido ao longo do texto como o critério da mínima potência reativa.

O capítulo 4 descreve ainda as particularidades do controle de corrente para a operação do retificador de um sistema de acionamento à velocidade variável conectado à rede e para seu inversor alimentando um motor de indução de média tensão. O capítulo discute também as soluções adotadas para se obter o alto desempenho do sistema sem o comprometimento da simplicidade esperada para o mesmo.

Este capítulo tratou também da avaliação do comportamento do filtro obtido com a metodologia de projeto proposta como parte do sistema através das curvas de resposta de frequência e de rigidez dinâmica. Estas curvas mostraram a eficácia do esquema de amortecimento adotado. Porém evidenciaram, como já esperado, sua influência sobre a taxa de atenuação do filtro. As curvas de resposta em frequência ilustraram também o fato de que a utilização dos ramos ressonantes, segundo as idéias contidas na metodologia de projeto proposta, promove uma melhora da taxa de atenuação do filtro *LCL* na configuração original. Essa melhora, cuja ordem de grandeza está em torno de dez, comprova a eficácia dessa topologia como já vem sendo apontado ao longo do texto. As curvas de rigidez dinâmica indicaram certa sensibilidade do filtro a distúrbios de baixa frequência originados na rede ou na carga. Isso pode levar à deterioração do desempenho do sistema comum a filtros baseados na configuração *LCL*. A solução desse problema pode ser parcialmente obtida pela utilização de um esquema de cancelamento das realimentações internas e acoplamentos cruzados do filtro e de sua força contra-eletromotriz, como já foi relatado em trabalhos anteriores. Ainda no que diz respeito à avaliação de desempenho do filtro, o texto mostrou que o aumento da demanda da energia introduzido pela utilização do filtro entre o conversor e a rede ou a carga, representado pelas variações das tensões ou correntes do conversor, ocorre em níveis reduzidos. Esse fato é justificado pelas características do filtro e pelo critério da mínima potência reativa que reduz os valores dos seus componentes. Isso diminui ou praticamente elimina a necessidade de superdimensionamento dos semicondutores de potência o que se constitui em outro resultado importante deste trabalho.

Resultados experimentais e de simulação foram obtidos para a operação do conversor à frequência fixa e variável. Estes confirmam as idéias apresentadas ao longo

deste capítulo. Na operação com frequência fundamental fixa o conversor trabalha como retificador ativo. O sistema foi submetido a algumas situações práticas que permitiram observar seu comportamento. A comparação entre o emprego do filtro e a circunstância em que este foi removido mostrou que o desempenho do conjunto, constituído pelo controle, o modulador, o conversor e filtro, é bastante satisfatório, dado que o conversor opera com alto fator de potência em ampla faixa de funcionamento com baixíssima frequência de comutação e ainda com razoável qualidade das formas de onda de tensão e corrente. Na operação a frequência variável, o conversor trabalha como inversor de frequência e, de forma semelhante ao que aconteceu em frequência fundamental fixa, o sistema foi submetido a algumas situações práticas que permitiram observar seu comportamento em condições distintas de frequência e carga. Em todas essas o desempenho se mostrou bastante satisfatório, dado que também nesse caso se obtém o seu funcionamento com baixíssima frequência de comutação e ainda com razoável qualidade das formas de onda de tensão e corrente. Com o intuito em particular de mostrar o papel dos ramos ressonantes do filtro senoidal na operação do sistema na condição de frequência fundamental variável foram mostrados resultados comparando o desempenho do sistema com e sem os ramos ressonantes. Esses resultados mostraram a deterioração das formas de onda e elevação das distorções harmônicas das grandezas na saída do filtro em comparação com as ondas obtidas empregando os ramos ressonantes. Esse fato confirma a legitimidade da proposta da utilização dos ramos ressonantes em aplicação com frequência fundamental variável como sugerida neste trabalho. Os resultados ratificam capacidade dos ramos ressonantes de promover uma melhora do conteúdo harmônico do acionamento elétrico em outras condições de regime permanente diferentes da nominal ou mesmo em situações transitórias como a da partida para motores de alta potência que em geral, se dá de forma lenta, em um regime quase estacionário. Esta comparação foi feita apenas através de simulação, mas tende a se confirmar experimentalmente devido à grande coerência entre os resultados experimentais e sua previsão teórica.

De toda essa discussão alguns pontos merecem um particular destaque:

- O conjunto construído do modulador, do conversor e do filtro consegue garantir, com baixa frequência de comutação, tensões e correntes de boa qualidade em uma ampla gama de situações na operação com frequência

fundamental fixa e variável, em regime permanente ou transitório. Para essa última devem-se resguardar as restrições impostas pela frequência de comutação limitada.

- O filtro consegue garantir tensão e corrente de boa qualidade mesmo em condições de frequência reduzida onde a redução do índice de modulação produz forte deterioração das características da onda de tensão sintetizada pelo inversor. Na maioria dos casos a condição de frequência reduzida se apresenta como uma situação de passagem do sistema, isso é, transitória e de curta duração, uma vez que a maioria dos sistemas de acionamentos elétricos opera em quase sua totalidade do tempo em regime permanente em torno de suas condições nominais.
- É possível manter, com o conjunto do modulador, conversor e filtro, a distorção harmônica total da corrente da carga inferior a 10% em uma larga gama de condições.
- O filtro mostrou certa sensibilidade a distúrbios de baixa frequência, oriundos da rede ou da carga, devido a sua baixa rigidez dinâmica nessa faixa de frequência. Verificou-se experimentalmente a presença de conteúdo harmônico não desprezível em baixa frequência correspondente ao 3º, 5º e 7º harmônicos na rede e na carga. Tal conteúdo é variável com diversos fatores e influencia os resultados obtidos devido a essa reduzida capacidade do filtro de rejeição a distúrbios. Porém, o filtro se mostrou capaz de barrar os distúrbios de alta frequência oriundos das formas de ondas da tensão e corrente do conversor cumprindo o papel a que se destina.
- O esquema aprimorado de variação de padrões de pulsos proposto no capítulo 3 realiza sucessivas mudanças de padrões de pulso até atingir um número final de pulsos $M = 3$ resultando, no regime permanente, em uma frequência de comutação das chaves semicondutoras de potência igual a 180Hz, a 60Hz.
- O esquema aprimorado de variação de padrões de pulsos consegue manter a faixa de frequência livre de harmônicos necessária ao adequado projeto e funcionamento do filtro senoidal.
- O esquema aprimorado de variação de padrões de pulsos consegue produzir uma aceleração adequada do conjunto do inversor, do filtro e do motor, sem

oscilações e livre de sobressaltos o que confirma a sua potencialidade de funcionamento do modulador em frequência variável.

- Tanto em simulação quanto experimentalmente se verifica que as tensões sintetizadas pelo modulador seguem com perfeita coerência as previsões teóricas feitas nos capítulos 2 e 3 em termos de sua forma de onda, e sua distribuição dos harmônicos no espectro e THD. Isso tanto na região de alta frequência quanto em frequência reduzida e em detrimento dos diversos fatores que interferem na síntese de tensão do conversor.
- A operação do sistema em “sobre velocidade”, em uma frequência fundamental de 71.23Hz constitui-se de uma demonstração de dois predicativos da eliminação seletiva de harmônicos do e modulador desenvolvido nesse trabalho. Em primeiro lugar, o ensaio está associado ao máximo valor de índice de modulação, $m_i = 1,1871$, obtível com este modulador que é superior ao de qualquer outro modulador operando ainda na sua região linear de funcionamento. Isso estende a faixa de aproveitamento do barramento c.c.. Em segundo lugar, considerando-se o acionamento a fluxo constante do motor, e respeitando a sua máxima tensão nominal, permite elevar a frequência fundamental dos acionamentos comerciais de 10%, 66Hz, para cerca de 20%, 72Hz. Isso implica em uma melhor utilização do potencial do sistema de acionamento elétrico. No caso, não se observa grandes deteriorações das distorções de suas tensões e correntes de saída.
- Na operação do sistema com frequência fundamental fixa os resultados experimentais demonstram a capacidade de operação do sistema com fator de potência menor que o unitário sem apreciável deterioração das características das ondas de tensão e corrente da rede. Nesse caso, apesar do retificador ser projetado para operar com fator de potência unitário, essas situações demonstram a capacidade do sistema promover, se necessário, pequenas correções de fator potência e aumentam sua faixa de operação.

Capítulo 5

5 Conclusão.

5.1 Conclusões gerais.

As formas de ondas de tensão e corrente resultante do processo de modulação dos conversores estáticos de potência têm um efeito negativo sobre a vida útil e o intervalo entre as manutenções de motores elétricos. Elas também são responsáveis pelo aumento das perdas e aquecimento de transformadores, reatores, cabos elétricos, etc., além de aumentar os níveis de contaminação harmônica e emissão eletromagnética do sistema elétrico de energia. Soluções individuais para esses problemas podem ser encontrados na literatura, mas seguramente a aplicação de tensões e correntes senoidais nesses casos resolve simultaneamente todos os problemas. De um modo geral a síntese de tensões e correntes senoidais é altamente desejada. Contudo a baixa frequência de comutação dos dispositivos semicondutores de potência empregados em média tensão e alta potência dificulta bastante a obtenção de tensões e correntes de alta qualidade. Este trabalho discutiu as soluções estratégicas que podem ser adotadas para viabilizar a obtenção de tensões e correntes com baixo conteúdo harmônico nos referidos níveis de tensão e potência. Entre as alternativas verificou-se que uma escolha criteriosa da topologia do conversor, da técnica de modulação e/ou das estratégias para redução do conteúdo harmônico pode levar a obtenção formas de ondas de alta qualidade mesmo com baixas frequências comutação. No que diz respeito à topologia, este trabalho destacou a equivalência das estruturas multiníveis clássicas. Do ponto de vista da obtenção de tensões e correntes senoidais, um número de níveis prático realizável mais elevado, igual ou superior a sete, dispensa a necessidade de métodos de tratamento do conteúdo harmônico gerado. Contudo questões mercadológicas restringem essa opção às topologias de conversores com baixo número de níveis, especificamente à estrutura NPC de três níveis, para as quais a síntese de alto padrão de tensões e correntes está condicionada ao uso de métodos de redução de harmônicos.

Esses e outros motivos conduziram o trabalho à escolha de um método passivo de filtragem baseado numa configuração de filtro de terceira ordem e com ramos ressonantes juntamente com a técnica de modulação da eliminação seletiva de

harmônicos para a essa topologia. O trabalho tratou desta forma das bases para a obtenção do modulador, suas principais características, suas vantagens sobre técnicas de modulação clássicas, sua operação do conversor com frequências fundamentais fixas ou variáveis além de questões ligadas aos aspectos da implementação prática envolvendo custo e complexidade do modulador. Para o filtro o trabalho apresentou em detalhes um critério otimizado de projeto e sua avaliação de desempenho. O esquema do controle do sistema foi apresentado para os possíveis modos de funcionamento do conversor em um sistema de acionamento de motores elétricos à velocidade variável que são o retificador ativo e o inversor de frequência. Os resultados de simulação e experimentais confirmaram as idéias acima e mostraram que é possível se obter formas de ondas de tensão com reduzido conteúdo harmônico, com baixíssima frequência de comutação dos dispositivos semicondutores e com um desempenho satisfatório do sistema em ampla faixa de funcionamento do conversor.

Desse modo, alguns pontos importantes desse trabalho merecem destaque:

- Os filtros senoidais passivos são mais simples e flexíveis que todas as outras soluções para de redução do conteúdo harmônico gerado por conversores estáticos, além de representar uma melhor relação de custo/benefício para as aplicações de alta potência e média tensão industrial.
- Os filtros LC e LCL com ramos ressonantes são os que melhor se adaptam ao perfil harmônico do método de modulação empregado no trabalho.
- Os filtros LC e LCL com ramos ressonantes são também os que melhor se adaptam ao perfil harmônico produzido por praticamente todos os métodos de modulação clássicos, (com componentes em faixas laterais bem definidas ao redor de múltiplos da frequência de chaveamento), pois são capazes de eliminar ou reduzir, com elevadas taxas de atenuação, a potência harmônica concentrada em regiões distintas do espectro de frequências tais como a produzida por moduladores PWM.
- Os métodos de modulação de baixa frequência permitem a síntese de tensões com baixíssimo número de comutações por período da fundamental e geram uma melhor distribuição dos harmônicos que os métodos clássicos, operando com frequência de comutação reduzida.

- O trabalho aponta para um forte compromisso entre a simplicidade do modulador e do filtro e a eficiência do conversor.
- Para a operação com frequência fundamental fixa a faixa de frequências livre de harmônicos cresce com a frequência de comutação.
- Na operação com frequência fundamental variável, a mesma faixa de frequências livre de harmônicos pode ser obtida com os esquemas de variação de padrões de pulsos sem grande deterioração da eficiência.
- O *esquema aprimorado de variação de padrões de pulsos* atende aos quesitos simplicidade, eficiência e largura da faixa livre.
- O trabalho propõe um procedimento de projeto do filtro senoidal que resulta na mínima potência reativa para o mesmo.
- O critério de projeto da mínima potência reativa fornece através de um procedimento otimizado expressões fechadas de cálculo que produzem valores determinados e bem estabelecidos para os elementos reativos do filtro.
- O critério de projeto da mínima potência reativa de atende à operação do conversor tanto em aplicações com frequência fundamental fixa quanto com frequência variável.
- O critério de projeto da mínima potência reativa conduz ao valor mínimo de potência reativa total ou o mínimo kVAr do filtro, e com isso minimiza o valor, o tamanho e o peso dos seus elementos reativos.
- O filtro senoidal, incluindo os ramos ressonantes, apresentou um bom desempenho em condições de operação com frequência fundamental fixa e variável.
- O amortecimento passivo se mostrou capaz de limitar os problemas de ressonância no embora este tenha efeitos sobre a taxa de atenuação do filtro. Contudo, a utilização dos ramos ressonantes seguindo as idéias contidas na metodologia de projeto proposta promove uma melhoria da taxa de atenuação do filtro em relação àquela da curva de resposta da configuração *LCL* original
- A rejeição a distúrbios do filtro é melhor em altas frequências devido a sua baixa rigidez dinâmica na região de baixa frequência.

- A utilização do filtro entre o conversor e a rede ou a carga, baseado no critério da mínima da potência reativa produz valores para os componentes do filtro que culminam em níveis bastante razoáveis de variações das tensões ou correntes do conversor. Com isso o superdimensionamento do conversor pode ser eliminado ou fica bastante reduzido.

A parte experimental desse trabalho mostrou ainda que:

- O conjunto (modulador, conversor e filtro) consegue garantir com baixa frequência de comutação, tensões e correntes de boa qualidade em uma ampla gama de situações, sejam elas na operação com frequência fundamental fixa ou variável ou em regime permanente ou transitório. Para essa última deve-se resguardar as restrições impostas pela frequência de comutação limitada.
- O filtro consegue garantir tensão e corrente de boa qualidade mesmo em condições de frequência reduzida onde a redução do índice de modulação produz forte deterioração das características da onda de tensão sintetizada pelo inversor. Na maioria dos casos a condição de frequência reduzida se apresenta como uma situação de passagem do sistema, isso é transitória e de curta duração, uma vez que muitos dos sistemas de acionamentos elétricos operam, em quase sua totalidade do tempo, em regime permanente em torno de suas condições nominais.
- Os resultados experimentais e de simulação obtidos confirmaram a viabilidade da utilização do filtro senoidal com os ramos ressonantes em condições de operação com frequência fundamental fixa e variável.
- É possível garantir com o conjunto constituído do modulador, conversor e filtro a distorção harmônica total da corrente da carga inferior a 10% em uma larga gama de situações.
- O filtro se mostrou certa sensibilidade a distúrbios de baixa frequência originados na rede ou na carga devido a sua baixa rigidez dinâmica nessa faixa de frequência. Verificou-se experimentalmente a presença de conteúdo harmônico não desprezível em baixa frequência correspondente ao 3º, 5º e 7º harmônicos na rede e na carga. Tal conteúdo é variável com diversos fatores

e contamina e influencia os resultados obtidos devido a essa baixa rigidez dinâmica do filtro.

- O esquema aprimorado de variação de padrões de pulsos proposto n trabalho realiza sucessivas mudanças de padrões de pulso até atingir um número final de pulsos $M = 3$ resultando, no regime permanente, em uma freqüência de comutação das chaves semicondutoras de potência igual a 180Hz, a 60Hz.
- O esquema aprimorado de variação de padrões de pulsos consegue manter a faixa de freqüência livre de harmônicos necessária ao adequado projeto e funcionamento do filtro senoidal.
- O esquema aprimorado de variação de padrões de pulsos consegue produzir uma aceleração adequada do conjunto do inversor, do filtro e do motor, sem oscilações e livre de sobressaltos o que indica sua potencialidade de funcionamento do modulador em freqüência variável.
- Tanto em simulação quanto experimentalmente se verifica que as tensões sintetizadas pelo modulador seguem com perfeita coerência as previsões teóricas feitas ao longo deste trabalho em termos de sua forma de onda, sua distribuição dos harmônicos no espectro e THD. Isso tanto na região de alta freqüência fundamental quanto em freqüência reduzida.
- A operação do sistema em “sobre velocidade”, em uma freqüência fundamental de 71,23Hz e índice $m_i = 1,1871$ constitui-se de uma demonstração de dois predicativos da eliminação seletiva de harmônicos e do modulador desenvolvido nesse trabalho. O primeiro atributo consiste em permitir a síntese de ondas de tensão com elevada amplitude da fundamental associado ao máximo valor de índice de modulação, $m_i = 1,1871$, obtenível com este modulador. Em particular, este valor de índice de modulação é também superior ao de qualquer outra técnica de modulação operando ainda na sua região linear de funcionamento. Isso estende a faixa de aproveitamento do barramento c.c.. O segundo predicativo da eliminação seletiva de harmônicos consiste em permitir uma elevação da freqüência fundamental dos acionamentos comerciais de 10%, 66Hz, para cerca de 20%, 72Hz. Isso implica em uma melhor utilização do potencial do sistema de acionamento elétrico. Em ambos os casos, não se observa grandes deteriorações das distorções de suas tensões e correntes de saída.

- Na operação do sistema com frequência fundamental fixa os resultados experimentais demonstram a capacidade de operação do sistema com fator de potência menor que o unitário sem apreciável deterioração das características das ondas de tensão e corrente da rede.

5.2 Contribuições do trabalho.

Como contribuição principal deste trabalho está a apresentação de mecanismos para a obtenção de ondas de tensão e corrente de reduzido conteúdo harmônico, com baixíssima frequência de comutação e com um desempenho satisfatório em ampla faixa de funcionamento do conversor. Dentro deste escopo se verificam algumas contribuições singulares:

- Avaliação e proposição de critérios para a escolha da topologia do conversor, da técnica de modulação e/ou das alternativas de redução do conteúdo harmônico.
- Seleção e implementação da modulação SHEPWM.
- Apresentação de soluções que permitam obter um comportamento do modulador com frequência fundamental variável semelhante ao da operação com frequência fixa, tanto em eficiência quanto na largura da faixa do espectro livre de harmônicos.
- Apresentação de soluções que permitam a operação do modulador em ampla faixa de variação de frequência fundamental, (0 a 1,2 pu).
- Estudo e avaliação de desempenho de esquemas de variação de padrões de pulso utilizando a eliminação seletiva de harmônicos em frequência variável baseados na máxima frequência de comutação e na mínima frequência do harmônico dominante.
- Proposição de um critério de projeto para a operação do modulador SHEPWM em frequência variável denominado *esquema aprimorado de variação de padrões de pulsos*.
- Solução do problema da necessidade de um número de pulsos elevados e/ou de limitar a mínima frequência sintetizada pelo conversor da operação em baixa velocidade.

- Proposição de uma nova utilização da SHEPWM que permita responder às variações instantâneas do controle.
- Seleção e implementação da configuração *LCL* com ramos ressonantes para o filtro senoidal.
- Proposição e avaliação de um critério de projeto que minimiza o custo e volume do filtro senoidal baseado na minimização da potencia reativa total.
- Proposição e confirmação da viabilidade da operação do filtro senoidal, incluindo os ramos ressonantes, em condições de frequência fundamental fixa e variável.
- Modelagem do sistema e verificação da validade das idéias apresentadas através de simulações em condições variadas de funcionamento.
- Seleção da estrutura de controle mais adequada à aplicação proposta.
- Implementação experimental do sistema e realização de testes de laboratório.

5.3 Tarefas concluídas.

As tarefas pendentes que foram executadas e concluídas após o Exame de Qualificação para se alcançar os objetivos deste trabalho são:

- Verificação do funcionamento e validação das idéias propostas para a operação do sistema em frequência variável.
- Elaboração de um algoritmo simples, acessível e funcional a partir do projeto otimizado do filtro.
- Implementação digital do método de modulação e do controle do sistema em DSP.
- Montagem e testes de laboratório do filtro senoidal em versão protótipo.
- Testes, em protótipo de laboratório, dos algoritmos de modulação e do controle do sistema.
- Obtenção de resultados experimentais que comprovam de maneira inequívoca as idéias aqui apresentadas.

5.4 Lista de publicações.

Durante a realização deste trabalho foram publicados os seguintes artigos:

- A-S. A. Luiz, B. J. Cardoso Filho, “*A Low Frequency Multilevel Modulation Strategy: Analysis And Design*” VII Conferência Internacional de Aplicações Industriais (Induscon 2006), 10-12 Abril 2006, Recife – Brasil.
- A-S. A. Luiz, B. J. Cardoso Filho, “*Assessment Of Low Frequency Modulation Methods for Multilevel Inverters*” VII Conferência Internacional de Aplicações Industriais (Induscon 2006), 10-12 Abril 2006, Recife – Brasil.
- A-S. A. Luiz, B. J. Cardoso Filho, “*Tensão e Corrente Senoidal em Conversores de Alta Potência*” VIII Conferência Internacional de Aplicações Industriais (Induscon 2008), Poços de Caldas, MG, de 17 a 20 de agosto de 2008.
- A-S. A. Luiz, B. J. Cardoso Filho, “*Análise de Filtros Passivos para Retificadores de Três Níveis e Alta Potência*” VIII Conferência Internacional de Aplicações Industriais (Induscon 2008), Poços de Caldas, MG, de 17 a 20 de agosto de 2008.
- A-S. A. Luiz, B. J. Cardoso Filho, “*Minimum reactive power filter design for high power converters*” Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th Poznań, Poland 1-3 Sept. 2008 pp:1345 – 1352.
- A-S. A. Luiz, B. J. Cardoso Filho, “*Sinusoidal voltages and currents in high power converters*” Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE, 10-13 Nov. 2008 pp:3315 – 3320, Orlando, Florida, USA.
- A-S. A. Luiz, B. J. Cardoso Filho, “*Analysis of passive filters for high power three-level rectifiers*” Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE 10-13 Nov. 2008 pp:3207 - 3212, Orlando, Florida, USA.
- A-S. A. Luiz, B. J. Cardoso Filho, “*Minimum reactive power filter design for high power three-level converters*”, Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE 10-13 Nov. 2008 pp:3272 – 3277, Orlando, Florida, USA.
- “*A New LC Filter Design based on Minimum Reactive Power for High Power Electrical Drives*”. (em fase de submissão)

5.5 Proposta de continuidade.

Como proposta de continuidade deste trabalho algumas tarefas podem ser desenvolvidas. Entre elas:

- Montagem e testes do filtro senoidal e do modulador na versão final de um sistema em escala comercial.
- Implementação de esquemas de proteção para o sistema.
- Estudo e implementação de soluções que eliminem problemas que afetam o desempenho do modulador e interferem na qualidade da onda sintetizada pelo conversor, tais como a presença de ondulação e desbalanceamentos na tensão do barramento c.c..
- Solução de problemas de ajuste de ganhos e compensação de níveis contínuos das grandezas c.a. obtidas através do sistema de aquisição de dados.
- Implementação de melhorias no algoritmo do modulador que proporcionem sua independência do intervalo de amostragem, sem perda de precisão e viabilizem sua operação.
- Estudo e avaliação de estratégias que permitam reduzir o impacto da presença de conteúdo harmônico de baixa frequência sobre o desempenho do sistema constituído do modulador, conversor e filtro senoidal.

Referências:

- [1] Bhattacharya, S.; Frank, T.M.; Divan, D.M.; Banerjee, B.; "Active filter system implementation" *Industry Applications Magazine*, IEEE Volume 4, Issue 5, Sept.-Oct. 1998 Page(s):47 – 63.
- [2] Malinowski, M.; "Sensorless control strategies for three-phase PWM rectifiers", PhD Thesis, Warsaw University of Technology, Warsaw, Poland, 2001.
- [3] R. Sommer, A. Mertens, C. Brunotte and G. Trauth, "Medium Voltage Drive Systems with NPC Three-level Inverter using IGBT's," IEE Seminar on PWM Medium Voltage Drives, pp. 3/1–3/5, 2000.
- [4] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-20, p. 625, 1984.
- [5] A. J. J. Rezek; J. P. G. de Abreu; V. F.da Silva; J. M. E. Vicente; J. A. Cortez; O.H. S. Vicentini; A. C. de Sá; Adriana A. S. Izidoro; M. S. Miskulin "Melhoria do fator de potência através do aumento do número de pulsos de conversores Graetz comutados pela rede: modelagem e resultados experimentais" *Revista Eletrônica de Potência*, Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, – Vol. 7, no. 1, Novembro, 2002. pp 39-44.
- [6] Hansen, S.; Nielsen, P.; Blaabjerg, F.; "Harmonic cancellation by mixing nonlinear single-phase and three-phase loads" *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume 36, Issue 1, Jan.-Feb. 2000 Page(s):152 – 159.
- [7] Steinke, J.K.; "Use of an LC filter to achieve a motor-friendly performance of the PWM voltage source inverter" *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 14, No. 3, Sept. 1999 pp.:649 – 654.
- [8] V. Blasko, V. Kaura, "A novel control to actively damp resonance in input LC filter of a three-phase voltage source converter", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 33, No. 2, 1997, pp. 542-550.
- [9] Lindgren and J. Svensson, "Control of a voltage-source converter connected to the grid through an LCL-filter-application to active filter", in *Proc. of PESC 98*, May 1998, vol. I, pp. 229-2315.
- [10] Liserre, M.; Blaabjerg, F.; Hansen, S.; "Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier" *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 41, No. 5, Sept.-Oct. 2005 pp.: 1281 – 1291.
- [11] Choochuan, C.; "A survey of output filter topologies to minimize the impact of PWM inverter waveforms on three-phase AC induction motors" *Power Engineering Conference*, 2005. IPEC 2005. The 7th International 29 Nov.-2 Dec. 2005, pp.: 1-6.
- [12] R. H. Baker, "Switching Circuit," U.S. Patent Number 4,210,826, July 1980.
- [13] R. H. Baker, "Bridge Converter Circuit," U.S. Patent Number 4,270,163, May 1981.
- [14] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A new neutral point clamped PWM inverter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 17, pp. 518–523, Sept./Oct. 1981.
- [15] Kassakian, J. G.; Schlecht, M. F.; Verghese; G. C.; "Principles of Power Electronics" Addison-Wesley Publishing Company, Inc., USA 1991.
- [16] Bum-Seok Suh; Sinha, G.; Manjrekar, M.D.; Lipo, T.A.; "Multilevel Power Conversion - An Overview Of Topologies and Modulation Strategies" *Proceedings of the 6th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipments*, 1998. OPTIM '98. Volume 2, May 14-15, 1998 Page(s):AD-11 – AD-24
- [17] A-S. A. Luiz And B. J. Cardoso Filho, "A Low Frequency Multilevel Modulation Strategy: Analysis And Design" *Records of 7th International Conference on Industrial Applications – Induscon2006 – 10-12 April 2006, Recife – Brazil*.
- [18] J. Rodriguez, J. S. Lai, F. Z. Peng. "Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2002, 49(4), pp. 724-738.
- [19] J. L. Silvino "Utilização de transistores de potência em Eletrônica Industrial". *Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica*, UFMG, 1980.
- [20] R. H. Baker and L. H. Bannister, "Electric Power Converter," U.S. Patent Number 3,867,643, Feb. 1975.
- [21] P.M. Bhagwat, V.R. Stefanovic, "Generalized Structure of a Multilevel PWM Inverter". *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol IA-19, No 6, Nov/Dec 1983, pp 1057- 1065.
- [22] J. Steinke, "Switching frequency optimal PWM control of a three-level inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 7, July 1992.
- [23] S. Ogasawara and H. Akagi, "Analysis of variation of neutral point potential in neutral-point-clamped voltage source PWM inverters," in *Proc. IEEE Industry Applications Soc. Conf. Rec.*, 1993, pp. 965–970.

- [24] G. Carrara, S. Gardella, M. Marchesoni, R. Salutati, and G. Sciuotto, "A new multilevel PWM method: A theoretical analysis," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 7, no. 3, July 1992, pp. 497-505.
- [25] J. S. Lai and F. Z. Peng, "Multilevel converters—A new breed of power converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, pp. 509–517, May/June 1996.
- [26] P. W. Hammond, "A new approach to enhance power quality for medium voltage ac drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, n° 1, January/February, 1997
- [27] Osman, R., A Novel Medium-Voltage drive Topology with Superior Input and Output Power Quality, VI Seminario de Electronica de Potencia, 1996.
- [28] T. Meynard and H. Foch, "Multi-Level conversion: High voltage choppers and voltage source inverters," in *Proc. Rec. IEEE PESC*, 1992, pp.397–403.
- [29] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice* Hoboken, NJ: Wiley, 2003
- [30] C. Hochgraf, R. Lasseter, D. Divan, and T. A. Lipo, "Comparison of Multilevel Inverters for Static Var Compensation," in *Conf. Rec. IEEE/IAS Ann. Mtg.*, Oct. 1994, pp. 921-928.
- [31] S. S. Fazel, D. Krug, T. Taleb, and S. Bernet, "Comparison of Power Semiconductor Utilization, Losses and Harmonic Spectra of State-of-the-Art 4.16kV Multi-Level Voltage Source Converters" in *Proc. of European Power Electronics Conference, EPE2005, Dresden, Germany, 2005, CD-ROM*.
- [32] Severo Mendes, M. A. ; Seixas, Paulo Fernando ; Braga, Flavio Augusto Soares . Method Of PWM With Partern Of Commutation Reduced For Inverters Multilevels. In: *Induscon, 2004, Joinville. VI Conferência Internacional de Aplicações Industriais, 2004*.
- [33] Severo Mendes, M. A. ; Seixas, Paulo Fernando ; Andrade, B. G. . Asymmetric Space Vector PWM For The Three-Level Flying-Capacitor Inverter. In: *10th European Conference on Power Electronics and Applications -EPE, 2003, Toulouse. Anais Do 10th European Conference on Power Electronics and Applications, 2003*.
- [34] Severo Mendes, M. A. ; Seixas, Paulo Fernando ; Andrade, B. G. . Improving The Vector PWM Method For Three-Level Flying-Capacitor Inverters. In: *IEEE-Eletrimacs 2002, 2002, Montreal, 2002*.
- [35] Severo Mendes, M. A. ; Seixas, Paulo Fernando ; Garcia, P. D. ; Lima, A. M. N. ; Peixoto, Zélia Myriam Assis . A Space Vector PWM Method For Three-Level Flying-Capacitor Inverters. In: *Power Electronics Specialists Conference - Pesc2001, 2001, Vancouver. 32nd Power Electronics Specialists Conference - Pesc2001, 2001*.
- [36] Severo Mendes, M. A. ; Seixas, Paulo Fernando ; Garcia, Pedro F Donoso ; Lima, A. M. N. ; Peixoto, Zélia Myriam Assis . A Simple PWM Scheme For Three-Level Flying-Capacitor Inverters. In: *Congresso Brasileiro de Eletrônica, 2001, Florianópolis. 6- Congresso Brasileiro de Eletrônica - Cobep2001, 2001. V. CD-Rom*.
- [37] W. Hill and C. Harbourt, "Performance of medium voltage multi-level inverters," presented at the *IEEE-IAS Annual Meeting*, Phoenix, AZ, Oct. 3–7, 1999.
- [38] J. Rodriguez, S Kouro, J. Rebolledo and J. Pontt "A Reduced Switching Frequency Modulation Algorithm for High Power Multilevel Inverter" *Proc. of Power Electronics Specialist Conference -PESC2005 Recife-Brazil*.
- [39] E. Cengelci, S.U. Sulistijo, B.O. Woom P. Enjeti, R. Teodorescu, and F. Blaabjerge, "A New Medium Voltage PWM Inverter Topology for Adjustable Spned Drives," *Conf. Rec. of the IEEE IAS Annual Meeting*, St. Louis, MO, Oct. 1998, pp. 1416-1423.
- [40] N. Celanovic and D. Boroyevich, "A fast space vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters," in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, Phoenix, AZ, Oct. 3–7, 1999, CD-ROM.
- [41] K.A. Corzine and J.R. Baker, "Multilevel voltage-source duty-cycle modulation: analysis and implementation" *Industrial Electronics, IEEE Transactions on Volume 49, Issue 5, Oct. 2002, Pages:1009 – 1016*.
- [42] ABB "Acionamentos CA de Média Tensão" 3BHT 490 421 R0008 Rev. D, *Product Overview PT RevD_low.pdf*, Suíça, 2006.
- [43] ABB "ACS 6000 Acionamento CA de Média Tensão para o Controle de Velocidade e Conjugado de Motores de 3 – 27 MW" 3BHT 490 399 R0008 Rev. B, *ACS_6000_Brochure_RevB_PT.pdf*, Suíça, 2005.
- [44] ABB "ACS 6000 Folha de Dados" 3BHT 490 404 R0008 Rev. B, *ACS_6000_Datasheet_RevB_PT.pdf*, Suíça, 2005.
- [45] ABB "ACS 1000 Acionamentos CA de Média Tensão para o Controle de Velocidade e Conjugado de Motores de 315 – 5000kW" 3BHT 490 400 R0008 Rev. C, *ACS_1000_Brochure_RevC_PT.pdf*, Suíça, 2005.

- [46] ABB “ACS 1000 - Dados Técnicos Acionamentos CA de Média Tensão para o Controle de Velocidade e Conjugado de Motores de Indução de 315 – 5000 kW” 3BHT 490 402 R0008 Rev. D, ACS_1000_Datasheet_RevD_PT.pdf, Suíça, 2005.
- [47] Siemens Energy & Automation, “ROBICON Perfect Harmony Medium Voltage AC Drives” LDBR-00100-1005, ws-perfect-harmony-e.pdf, USA, 2005.
- [48] Siemens Energy & Automation, “ROBICON Harmony HV Medium Voltage Variable Frequency Drive” LDFL-00100-1005, LDFL_00100_1005.pdf, USA, 2005.
- [49] Siemens Automation and Drives, “SINAMICS GM150 medium-voltage drives”, ws-sinamics-gm150-e.pdf, Germany, 2005.
- [50] Siemens Automation and Drives, “SINAMICS GM150, SINAMICS SM150 Medium-Voltage Converters 0.8 MVA to 28 MVA”, d12-e.pdf, Germany, 2006.
- [51] TM GE Automation Systems “Drive Solutions for the Global Oil & Gas Industry” GEA-14410 ACCESS, TMGE Oil and Gas_LTR_lowres_1141165861.pdf, USA, 2006
- [52] TM GE Automation Systems “Dura-Bilt5i MV 2000/3000/4000 Series Application Guide 2000/3000/4000 Series Application Guide” GET-S1003B 041208 ACCESS, TMGE-010-04-DB5i_1143644051.pdf, USA, 2004
- [53] TM GE Automation Systems “Medium Voltage 3-Level IEGT System Drive TMdrive®-70 Application Guide” Ref Doc. No: D026, 2005, 6, ACCESS, TMdrive-70-app-Guide_1141736784.pdf, USA, 2005.
- [54] ASIRobicon “Perfect Harmony Medium Voltage AC Drives”, V1E03, Perfect Harmony Brochure.pdf, Italy, 2003.
- [55] ASIRobicon “Harmony HV Medium-Voltage Variable Frequency Drive”, Technical Data Sheet HV1K0A, 20Sheet.pdf, Italy, 2004.
- [56] ASIRobicon “SILCOVERT GN MV AC Drives for high performance speed and torque control for synchronous and induction motors up to 22 MVA”, Silcovert GN.pdf, Italy, 2003.
- [57] ASIRobicon “SILCOVERT TN HV-IGBT AC Drive for induction motors up to 9400kW”, Silcovert TN Technical Data Sheet.pdf, Italy, 2003.
- [58] WEG “Inversor de Frequência de Média Tensão MVW01” 4-461.pdf, Brasil 2006.
- [59] WEG “Manual do Inversor de Frequência de Média Tensão” Série: MVW-01, 1-634.pdf, Brasil 2006.
- [60] Convertteam “MV7000 Entering a new dimension for reliability and performance in medium-voltage AC drives”, CVT-F/MV7000/02.07/en. MV7000_BROCHURE_02_2007.PDF, Belgium, Feb. 2007.
- [61] M. Rastogi and P. W. Hammond, “Dual frequency braking in AC drives”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol.17, n° 6, pp. 342-346, November 2002.
- [62] M. Rastogi and P. W. Hammond and R. H. Osman, “High performance, high reliability medium voltage drive”, Proc. of 4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2001, vol. 1, 22-25 Oct. 2001 pp 259 – 264.
- [63] A-S. A. Luiz, B. J. Cardoso Filho, “Tensão e Corrente Senoidal em Conversores de Alta Potência” VIII Conferência Internacional de Aplicações Industriais (Induscon 2008), Poços de Caldas, MG, de 17 a 20 de agosto de 2008.
- [64] A-S. A. Luiz, B. J. Cardoso Filho, “Análise de Filtros Passivos para Retificadores de Três Níveis e Alta Potência” VIII Conferência Internacional de Aplicações Industriais (Induscon 2008), Poços de Caldas, MG, de 17 a 20 de agosto de 2008.
- [65] A-S. A. Luiz, B. J. Cardoso Filho, “Minimum reactive power filter design for high power converters” Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th Poznań, Poland 1-3 Sept. 2008 Page(s):1345 – 1352.
- [66] A-S. A. Luiz, B. J. Cardoso Filho, “Sinusoidal voltages and currents in high power converters” Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE, 10-13 Nov. 2008 Page(s):3315 – 3320, Orlando, Florida, USA.
- [67] A-S. A. Luiz, B. J. Cardoso Filho, “Analysis of passive filters for high power three-level rectifiers” Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE 10-13 Nov. 2008 Page(s):3207 - 3212, Orlando, Florida, USA.
- [68] A-S. A. Luiz, B. J. Cardoso Filho, “Minimum reactive power filter design for high power three-level converters”, Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE 10-13 Nov. 2008 Page(s):3272 – 3277, Orlando, Florida, USA.
- [69] Mohan, N; Underland, T.M.; Robbins, W. P.; "Power Electronics, converters, applications and design", John Wiley & Sons, USA, 1989.
- [70] Y. Sozer, D. A. Torrey, and S. Reva, "New Inverter Output Filter Topology for PWM Motor Drives" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, No. 6, pp 1007–1017 November 2000
- [71] Skibinski, G.L.; "A series resonant sinewave output filter for PWM VSI loads" Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the Volume 1, 13-18 Oct. 2002 Page(s):247 - 256 vol.1

- [72] S. B. Dewan and E. B. Shahrodi, "Design of an input filter for the six-pulse bridge rectifier," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-21, pp. 1168-1175, Sep./Oct. 1985.
- [73] N. R. Zargari, G. Joos, P. D. Ziogas "Input Filter Design for PWM Current -Source Rectifiers" *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 30, No. 6, pp. 1573-1579, November / December 1994.
- [74] H-s. Kim* J-h.. Choi "Input Filter Design for Thyristor Converter with LCL' Configuration" *Industrial Electronics*, 1993. Conference Proceedings, ISIEapos;93 - Budapest., IEEE International Symposium on Volume, Issue, 1993 pp. 599-604.
- [75] B. P. McGrath and D. G. Holmes, "A Comparison of Multicarrier PWM Strategies for Cascaded and Neutral Point Clamped Multilevel Inverters." *IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2000. PESC 00., vol.2,18-23 June 2000 pp. 674-679
- [76] B. P. McGrath, D.G. Holmes, M. Manjrekar and T. A. Lipo "An improved modulation strategy for a hybrid multilevel inverter", *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference*, 2000, vol.4, 8-12 Oct. 2000 pp. 2086-2093
- [77] Y. Liang and C. O. Nwankpa, "A new type of STATCOM based on cascading voltage-source inverters with phase-shifted unipolar SPWM," *IEEE Transactions on Industry Application*, vol. 35, pp. 1118-1123, Sept./Oct. 1999.
- [78] A-S. A. Luiz and B. J. Cardoso Filho, "Estudo e Implementação de um Conversor Multi-nível" *Seminário do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica*, Records of SPGEE_05, September 2005, Brazil - in Portuguese
- [79] A-S. A. Luiz And B. J. Cardoso Filho, "Assessment Of Low Frequency Modulation Methods for Multilevel Inverters" *Records of 7th International Conference on Industrial Applications – Induscon2006 – 10-12 April 2006, Recife – Brazil*
- [80] H. S. Patel and R. G. Hoft, "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I- Harmonic elimination," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-9, no. 3, pp. 310-317, May/June 1973.
- [81] H. S. Patel and R. G. Hoft, "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part 11- Voltage control techniques," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-10, no. 5, pp. 666-673, Sept./Oct. 1974.
- [82] Salam, Z.; "An on-line harmonics elimination PWM scheme for three-phase voltage source inverter using quadratic curve fitting" *Industrial Electronics Society*, 2004. IECON 2004. 30th Annual Conference of IEEE Volume 1, 2-6 Nov. 2004 Page(s):704 - 708 Vol. 1.
- [83] Schmitt, B.P. Sommer, R., "Retrofit of fixed speed induction motors with medium voltage drive converters using NPC three-level inverter high-voltage IGBT based topology" in 2001. Proceedings. ISIE 2001. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, vol.2, pp: 746-751, June 2001, Pusan, South Korea.
- [84] Karshenas, H.R.; Dewan, S.B. "A current link AC to AC power supply with sinusoidal input/output current", *Twelfth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC apos;97, Conference Proceedings*, vol 2, Issue, 23-27 Feb 1997 pp:685 – 691.
- [85] Enjiti P.N., Jakkli R., *Optimal Power Control Strategies for Neutral Point Clamped (NPC) Inverter Topology*, *IEEE, Transactions on Industry Applications*, 1992, Vol. 28, No.3, p. 558-566.
- [86] J. Sun, S. Beineke, and H. Grotstollen, "Optimal PWM based on real-time solution of harmonic elimination equations," *IEEE Transactions on Power Electronics* Vol. 11, no. 4, pp. 612-621, July 1996.
- [87] P. M. Espelage and J. M. Nowak, "Symmetrical GTO current source inverter for wide speed range control of 2300-4160 volt, 350 to 7000 hp, induction motors," in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annual Meeting*, 1988, pp. 302-307.
- [88] B. Wu, S. A. Dewan, and G. R. Slemin, "PWM-CSI inverter for induction motor drives," *IEEE Transactions on Industry Application*, vol. 28, pp. 64-71, Jan./Feb. 1992.
- [89] J. Koulischer, P. Mathys, and G. Bingen, "Computer-aided choice of digital PWM strategies," in *IEEE PESC Conf. Rec.*, 1986, pp. 49-57.
- [90] P. Enjeti, P. D. Ziogas, J. F. Lindsay, and M. H. Rashid, "A New PWM Speed Control System for High-Performance AC Motor Drives" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 37, No. 2, April 1990 pp. 143-151.
- [91] A. J. Perin, "Teoria e Aplicação de Modulação de Largura de Pulsos (PWM) com Otimização de Harmônicas para Conversores Estáticos de Freqüência", *Texto dos Minicursos do 6º Congresso Brasileiro de Automática – 6º CBA*, 25 de Novembro, 1986 Belo Horizonte pp. 01-15.
- [92] UPCC-2812 *Universal Power Converter Control-Technical Reference*. Rev. B, June, 2005, HPE-High Power Engineering Ltda. B. Horizonte MG, Brazil.
- [93] eZdsp F2812 *Technical Reference*, 506265-0001 Rev. D February 2003, Spectrum Digital, Inc. Stafford, TX. www.spectrumdigital.com.

- [94] Krug, D.; Malinowski, M.; Bernet, S.; "Design and comparison of medium voltage multi-level converters for industry applications" Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE vol.2, 2004 pp. 781-790.
- [95] D. A. Rendusara and P. N. Enjeti "An Improved Inverter Output Filter Configuration Reduces Common and Differential Modes at the Motor Terminals in PWM Drive Systems" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 6, November 1998, pp. 1135-1143.
- [96] P. A. Dahono, "A control method to damp oscillation in the input LC filter of AC-DC PWM converters," in Proc. PESC'02, June 2002, pp. 1630-1635.
- [97] P. A. Dahono; Y. R. Bahar; Y. Sato; T. Kataoka, "Damping of transient oscillations on the output LC filter of PWM inverters by using a virtual resistor" Proceedings of 4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS 2001, Indonesia, pp.: 403-407
- [98] L. N. Arruda, "Sistema de geração distribuída de energia fotovoltaica" Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, 1999.
- [99] D. A. Gonzalez and J. C. McCall, "Design of filters to reduce harmonic distortions in industrial power systems", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-23, no. 3, pp. 504-511, May/June 1987.
- [100] A-S. A. Luiz "Estudo e implementação de observadores de fluxo para máquina de indução" Dissertação de Mestrado – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica da EE-UFGM, Belo Horizonte - MG, Brasil, Nov. 1996.
- [101] T. A. Lipo, "Vector Control and Dynamics of AC Drives". New York: Oxford Univ. Press, 1996.
- [102] P. N. Enjeti, P. D. Ziogas, J. F. Lindsay, and M. H. Rashid, "A New Current Control Scheme for ac Motor Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 4, July/August 1992, pp.: 842-849.
- [103] Motores de Indução Trifásicos Fechados - Auto-ventilados - Rotor de gaiola Baixa e Alta Tensão –Linha H – Catalogo de Motores WEG. Versão eletrônica: 24-90.pdf
- [104] Motor Trifásico de Alto Rendimento Plus, Catalogo de Motores WEG. Versão eletrônica: WEG-w21-motores-trifasicos-alto-rendimento-plus-009-catalogo-portugues-br.pdf.
- [105] M. E. Santos "Análise e projeto de um inversor trifásico para aplicações em médias tensões industriais" Doctor degree thesis, UFGM, 2005 200 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica).
- [106] M.E. dos Santos, B. de J.C. Filho, Short circuit and overcurrent protection of IGCT-based three-level NPC inverters; Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual Volume 4, 2004 Page(s):2553 - 2558 Vol.4
- [107] NBR5119-11a.pdf Reatores para sistemas de potência GT.01 Reatores em Óleo, ABNT – Associação Brasileira de Normas Técnicas.

Apêndice 1

Parâmetros do protótipo do Filtro Senoidal.

O filtro senoidal objeto deste trabalho é constituído de uma porção principal e de alguns ramos ressonantes em paralelo com este e sintonizados em harmônicos específicos do processo de modulação. A porção principal consiste em um filtro *LCL* de terceira ordem no caso do retificador, ou um filtro *LC* de segunda ordem no caso do inversor. O filtro principal possui os elementos dispostos em "T", acrescidos dos ramos ressonantes como mostrado na Figura A1.1. O número de ramos ressonantes pode variar entre dois e quatro dependendo da especificação para a distorção harmônica da corrente e da tensão e do conteúdo harmônico que se pretende eliminar.

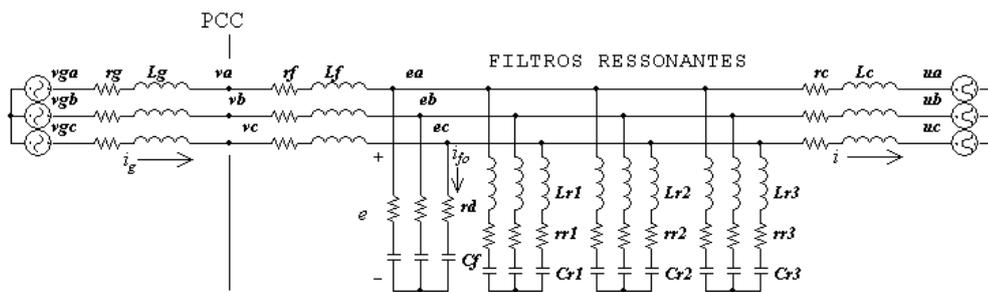


Figura A1.1 Filtro senoidal *LCL* com ramos ressonantes.

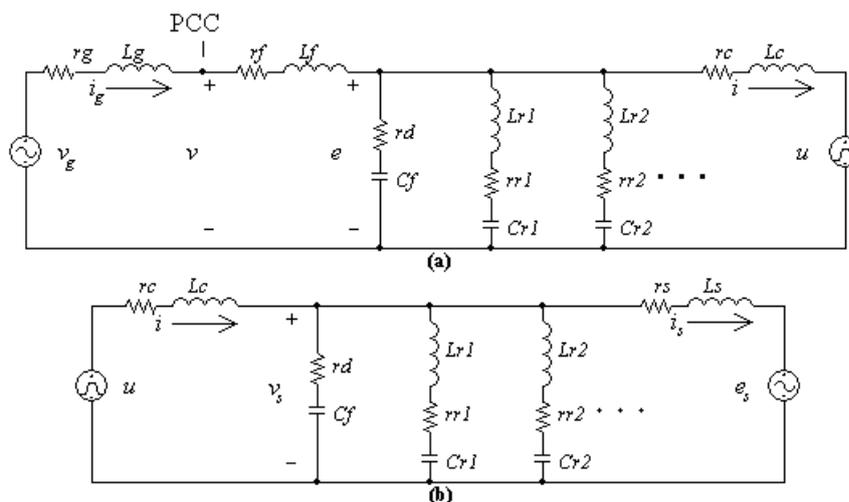


Figura A1.2 Circuito equivalente monofásico do sistema incluindo filtro *LCL* com ramos ressonantes para a operação do conversor como a) retificador regenerativo e b) inversor de frequência para alimentação de motores elétricos.

O método de projeto do filtro senoidal proposto para este trabalho é denominado *Projeto Otimizado de Filtros pela Mínima Potência Reativa*, discutido no capítulo 4. Os resultados deste projeto são apresentados de forma resumida na Tabela A1.1 para os elementos reativos do filtro principal em quatro condições distintas de frequência de comutação.

Tabela A1.1 Valores otimizados dos elementos do filtro principal, (porção LCL), do filtro senoidal.
($U_{base} = 4160V$, $S_{base} = 5MVA$, $\beta_s = 1$).

f_c (Hz)	f_D (Hz)	f_{co} (Hz)	f_{res} (Hz)	L_c (pu)	L_f (pu)	C_f (pu)	L_c (mH)	L_f (mH)	C_f (μF)
180	660	390	540	0,15385	0,14274	0,15385	1,4123	1,3103	117,92
300	1020	602,73	840	0,09955	0,08064	0,09955	0,91381	0,74027	76,303
420	1380	815,45	1110	0,07358	0,06127	0,07358	0,67543	0,56245	56,398
540	1740	1028,2	1410	0,05836	0,04127	0,05836	0,53568	0,37882	44,729

$L_g = 0,025$ pu, $L_g = 0,22949$ mH.

Especificação dos elementos reativos do filtro.

A partir do *Projeto Otimizado de Filtros pela Mínima Potência Reativa* a especificação dos elementos reativos do filtro para a implementação em um protótipo de baixa tensão é apresentada nas tabelas A1.2 e A1.3. As tabelas trazem respectivamente os valores de projeto dos indutores e dos capacitores do filtro. É importante ressaltar que os valores otimizados dos elementos obtidos na Tabela A1.1 são exatos e podem sofrer pequenos ajustes em função da inexistência de alguns valores de capacitores comerciais, (de cerca de 2% neste caso).

Tabela A1.2 Especificação dos indutores do filtro senoidal - $f_c = 180Hz$.

Elemento	Valor (mH)	Tensão/Corrente nom. (V/A)	Frequência de operação (Hz)	Quantidade (unid.)
L_c	1,375	220/40	60-2500	3
L_f	1,272	220/40	60	3
L_{r1}	3,877	220/40	660	3
L_{r2}	2,776	220/40	780	3
L_{r3}	1,623	220/40	1020	3
L_{r4}	1,299	220/40	1140	3

Depois de construído o filtro foi possível caracterizar eletricamente seu funcionamento em toda sua faixa de operação. Para isso, o mesmo foi submetido a um ensaio em que a frequência de sua tensão de entrada foi variada de 20 a 10.000Hz. Com

Tabela A1.3 Especificação dos capacitores do filtro senoidal - $f_c = 180\text{Hz}$.

Elemento	Valor (μF)	Tensão/Corrente nom. (V/A)	Frequência de operação (Hz)	Quantid. (unid.)
C_f	120	220/40	60-2500	3
C_{r1}	15	220/40	660	3
C_{r2}	15	220/40	780	3
C_{r3}	15	220/40	1020	3
C_{r4}	15	220/40	1140	3

os dados obtidos nesse ensaio foi possível levantar sua curva de resposta de frequência, apresentada na Figura A1.3. Esta última mostra uma atenuação de 40dB por década, típica dessa configuração de filtro associada aos elementos de sua porção principal. Também se verifica na Figura o comportamento de seus ramos ressonantes na região de baixa frequência, (próximo à sua frequência de corte). A Tabela A1.4 apresenta os valores das frequências de projeto em que foram sintonizados os ramos ressonantes e valores das frequências obtidas na prática com o protótipo real do filtro, construído para os testes de laboratório. Uma comparação entre essas frequências realizada através de uma inspeção da Tabela A1.4 permite dizer que o filtro construído tem um comportamento bastante satisfatório uma vez que os erros nas frequências são inferiores a 1,1%. Um ponto importante a ressaltar é que a fabricação dos indutores deve respeitar as normas brasileiras tal como a que trata de reatores para sistemas de potência, [107].

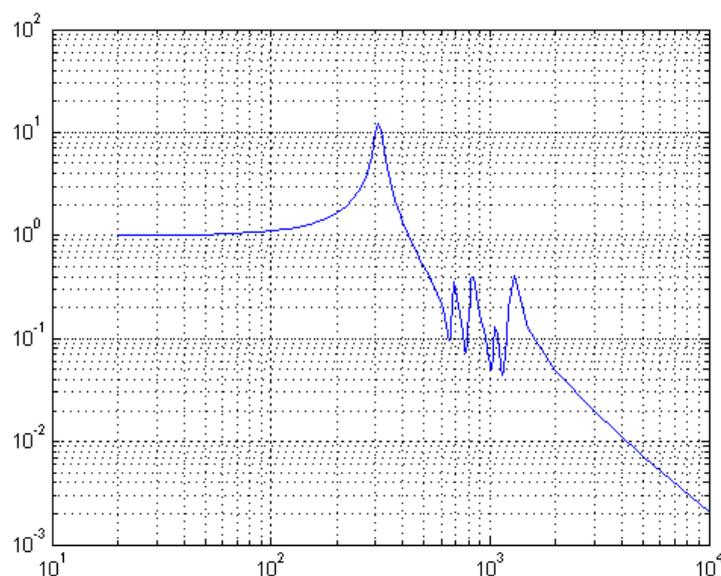


Figura A1.3 Resposta de frequência experimental do filtro incluindo ramos ressonantes. Relação entrada e saída em malha aberta.

Tabela A1.4 Freqüência de sintonia dos ramos ressonantes do filtro real - $f_c = 180\text{Hz}$.

Freqüência real (Hz)	Freqüência de projeto (Hz)	Erro (%)
653,0	660,0	1,061
777,0	780,0	0,385
1010,0	1020,0	0,980
1138,0	1140,0	0,175

Ensaio do filtro senoidal.**Tabela A1.5 Aferição dos indutores do protótipo do filtro senoidal $f_c = 180\text{Hz}$.**

Valores das indutâncias			
Indutância	Resistência	Indutância	Resistência
valores para 1kHz		valores para 120 Hz	
1359,50 +/- 29,0 μH	675 +/- 8,1 m Ω	1381,8 +/- 28,6 μH	90,6 +/- 1,09 m Ω
1355,10 +/- 28,5 μH	696 +/- 8,35 m Ω	1384,0 +/- 29,1 μH	103 +/- 1,24 m Ω
1374,80 +/- 28,9 μH	695 +/- 8,34 m Ω	1409,0 +/- 29,6 μH	38 +/- 0,46 m Ω
1286,00 +/- 16,7 μH	391 +/- 4,7 m Ω	1299,8 +/- 28,0 μH	185 +/- 2,22 m Ω
1302,20 +/- 27,5 μH	422 +/- 5,06 m Ω	1299,0 +/- 27,3 μH	200 +/- 2,40 m Ω
1303,30 +/- 27,4 μH	431 +/- 5,2 m Ω	1301,0 +/- 27,3 μH	189 +/- 2,27 m Ω
1608,60 +/- 31,5 μH	501 +/- 6,0 m Ω	1619,6 +/- 35,0 μH	210 +/- 2,52 m Ω
1622,00 +/- 32,6 μH	548 +/- 6,6 m Ω	1611,0 +/- 33,8 μH	231 +/- 2,77 m Ω
1624,40 +/- 34,5 μH	505 +/- 6,06 m Ω	1614,0 +/- 33,9 μH	231 +/- 2,77 m Ω
2,738 +/- 0,33 mH	886 +/- 10,7 m Ω	2,772 +/- 0,28 mH	296 +/- 3,55 m Ω
2,771 +/- 0,31 mH	951 +/- 11,4 m Ω	2,786 +/- 0,34 mH	248 +/- 2,98 m Ω
2,739 +/- 0,31 mH	898 +/- 10,6 m Ω	2,757 +/- 0,32 mH	292 +/- 3,50 m Ω
3,859 +/- 0,46 mH	1,028 +/- 0,012 Ω	3,876 +/- 0,44 mH	362 +/- 4,34 m Ω
3,856 +/- 0,43 mH	1,018 +/- 0,012 Ω	3,873 +/- 0,44 mH	368 +/- 4,42 m Ω
3,855 +/- 0,43 mH	1,013 +/- 0,012 Ω	3,874 +/- 0,44 mH	361 +/- 4,33 m Ω
1251,41 +/- 26,3 μH	631 +/- 7,6 m Ω	1252,5 +/- 26,8 μH	85,7 +/- 1,028 m Ω
1252,20 +/- 26,3 μH	632 +/- 7,6 m Ω	1294,0 +/- 27,2 μH	85,6 +/- 1,027 m Ω
1254,20 +/- 26,5 μH	601 +/- 7,2 m Ω	1264,7 +/- 27,3 μH	86,9 +/- 1,043 m Ω



Figura A1.4 Aspecto final dos elementos reativos construídos para o filtro senoidal.

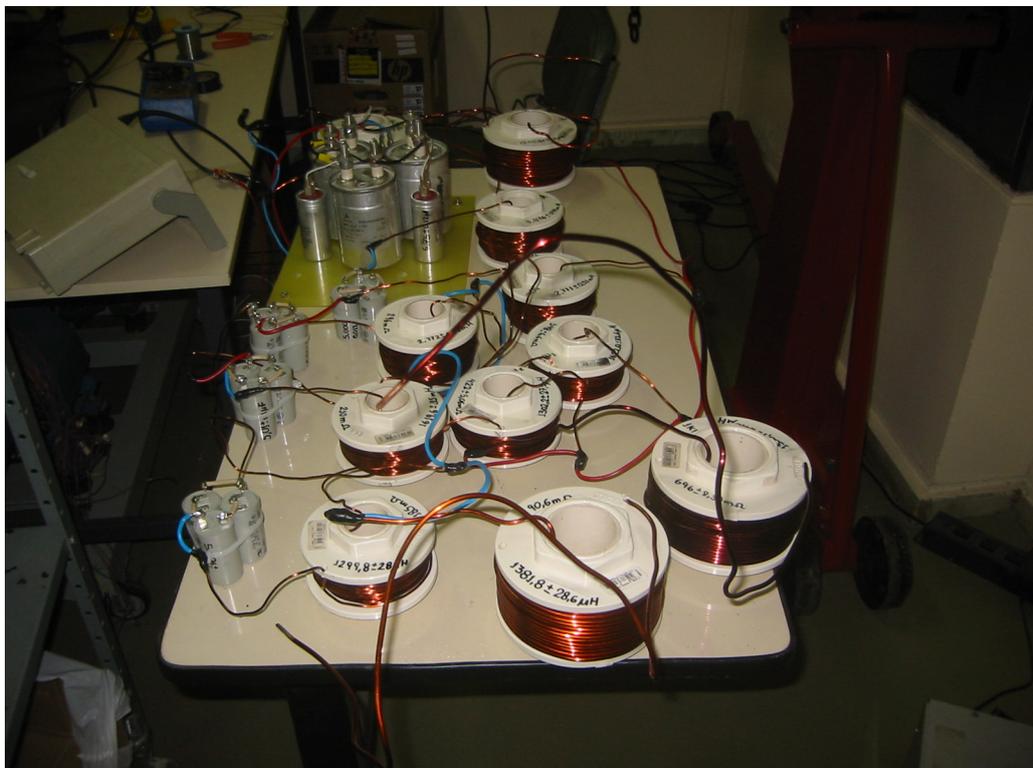


Figura A1.5 O filtro senoidal – Montagem de laboratório.

Apêndice 2

Parâmetros do Sistema.

A Máquina de Indução utilizada nos ensaios do protótipo de baixa tensão consiste em um motor de rotor em gaiola trifásico de 10CV, (7,5kW), 60Hz da linha WEG de ALTO RENDIMENTO-PLUS. O motor possui os seguintes dados de placa:

$$V_{nom} = 220/380 \text{ V conexão } \Delta/Y$$

$$I_{nom} = 26,4/15,3 \text{ A}$$

$$\cos(\varphi) = 0,82$$

$$n_{nom} = 1760,0 \text{ rpm}$$

$$I_p/I_n = 7,8$$

Rendimento: 91%

Classe: IP55

Categoria: N

Fator de serviço: 1,0

A Máquina de Indução utilizada no estudo teórico consiste em um motor de rotor em gaiola trifásico de 6100CV, (5MVA), 60Hz e possui os seguintes parâmetros:

$$V_{nom} = 2400/4160 \text{ V conexão } \Delta/Y$$

$$I_{nom} = 700 \text{ A em Y.}$$

$$\cos(\varphi) = 0,9346$$

$$n_{nom} = 1786,0 \text{ rpm}$$

Rendimento: 95,97%

$$r_s = 0,0355\Omega$$

$$r_r = 0,0269\Omega$$

$$x_{ls} = 0,2766\Omega$$

$$x_{lr} = 0,2766\Omega$$

$$x_m = 15,9577\Omega$$

$$J_m = 63,87 \text{ Kg.m}^2$$

$$B_m = 0.$$

O conversor NPC de três níveis com potência e tensão nominais iguais a 5kVA e 230V utilizado na montagem foi desenvolvido pelo Grupo de Aplicações Industriais do PPGEE – EEUFMG. O conversor possui um retificador a diodos de 12 pulsos com um transformador de isolamento (com um primário e dois secundários trifásicos em ligação Y-Y- Δ de 5kVA e 230V) e foi projetado com as seguintes especificações:

$$S = 5.0 \text{ kVA (na frequência fundamental, 60Hz)}$$

$$V_{ccmax} = 450 \text{ V}$$

$$I_{cc} = 12,6 \text{ A}$$

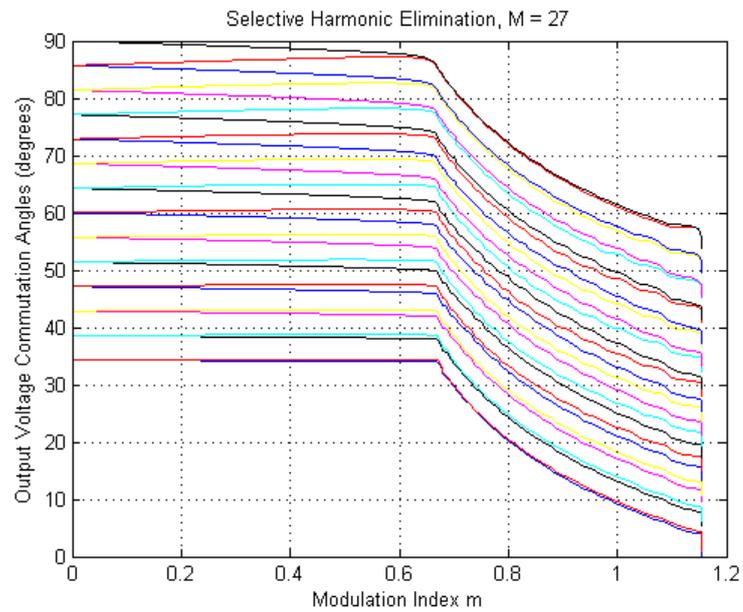
$$f \text{ de chaveamento} = 5 \text{ kHz}$$

$$C = 2400 \text{ }\mu\text{F}/450 \text{ V}$$

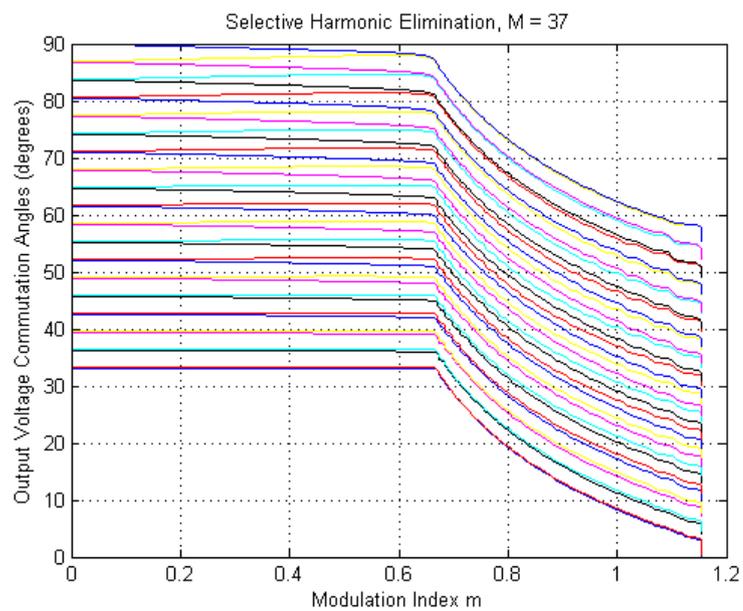
$$\text{Relação de tensão primário-secundário: } 1:1$$

Apêndice 3

Padrões de pulso para o modulador SHEPWM.



(a)



(b)

Figura A3.1 Curvas de soluções para os M ângulos de comutação a) $M=27$ e b) $M=37$.

Apêndice 4

A Recomendação IEEE 519-1992 para o conteúdo harmônico.

A recomendação IEEE 519 de 1992 estabelece limites para a *THD* de corrente e para as amplitudes percentuais por faixa dos harmônicos individuais nas instalações elétricas. Segundo a IEEE 519 estes limites devem ser respeitados em vários pontos das instalações. A Tabela A4.1 apresenta uma transcrição de parte da tabela da IEEE 519 para os harmônicos em instalações elétricas, na faixa de interesse desse trabalho.

IEEE Standard 519-1992

Tabela A4.1 Limites de distorção de corrente para sistemas de distribuição geral, (120 V com 69 000 V)

Máxima distorção harmônica de corrente percentual de I_L						
Ordem dos harmônicos individuais (Harmônicos ímpar)						
I_{sc}/I_L	< 11	$11 < h < 17$	$17 < h < 23$	$23 < h < 35$	$h \geq 35$	<i>THD</i>
20<50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0

Harmônicos pares são limitados a 25% dos valores permitidos para os harmônicos ímpares acima.

Distorções de corrente que resultam em um deslocamento cc., como por exemplo, as dos conversores de meia-onda, não são permitidas.

* Todos os equipamentos de geração de energia são limitado a esses valores de distorção de corrente, independentemente da relação I_{sc}/I_L .

onde:

I_{sc} , = máximo curto-circuito atual no PCC.

I_L , = máxima corrente de carga (componente da frequência fundamental) no PCC.

Fonte: IEEE Std 519-1992 Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems