



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E DE COMPUTAÇÃO
Departamento de Sistemas e Controle de Energia
Laboratório de Condicionamento de Energia Elétrica

SÍNTESE DE INDUTÂNCIA NEGATIVA PARA APLICAÇÃO SÉRIE EM REDES DE ENERGIA ELÉTRICA

LEONARDO DE ARAÚJO SILVA
Autor

PROF. DR. JOSÉ ANTENOR POMILIO
Orientador

Tese submetida à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos
para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora

Prof. Dr. José Antenor Pomilio	FEEC / UNICAMP
Prof. Dr. Pedro Gomes Barbosa	DEE / UFJF
Prof. Dr. Cassiano Rech	DETEC / UNIJUI
Prof. Dr. Sigmar Maurer Deckmann	FEEC / UNICAMP
Prof. Dr. Luiz Carlos Pereira da Silva	FEEC / UNICAMP
Prof. Dr. José Cláudio Geromel	FEEC / UNICAMP

Campinas, 29 de Março de 2007.

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

Si38s	<p>Silva, Leonardo de Araújo Síntese de indutância negativa para aplicação série em redes de energia elétrica / Leonardo de Araújo Silva.--Campinas, SP: [s.n.], 2007.</p> <p>Orientador: José Antenor Pomilio. Tese (doutorado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.</p> <p>1. Indutância. 2. Impedância (Eletricidade). 3. Sistemas de energia elétrica – Controle. 4. Sistemas de energia elétrica – Estabilidade. 5. Inversores elétricos. 6. Redes elétricas. 7. Ressonância. 8. Eletrônica de potência. I. Pomilio, José Antenor. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.</p>
-------	---

Titulo em Inglês: Negative inductance synthesis for series applications on the electrical network

Palavras-chave em Inglês: Negative inductance, Non-natural impedance, Series compensation, Subsynchronous resonance, Power systems stability and control, Multilevel converters, FACTS, DRS, VAPAR, BVI, Power quality, Power electronics

Área de concentração: Energia Elétrica

Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Pedro Gomes Barbosa, Cassiano Rech, Sigmar Maurer Deckmann, Luiz Carlos Pereira da Silva, José Cláudio Geromel

Data da defesa: 30/03/2007

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

Dedico este trabalho a Deus e à minha família.

Agradecimentos

Agradeço principalmente ao Prof. José Antenor Pomílio pela oportunidade de realização dos trabalhos, pelo tempo dispensado, pela confiança, dedicação, amizade e orientação.

Agradeço a todos os professores, com os quais tive a oportunidade de aprender, por suas contribuições fundamentais para minha formação moral e acadêmica.

Aos amigos Giuliano, Felipe, Ricardo, Kenji, Alexandre, Fernando, Geomar, Massakit, Rodolfo, Helmo e Marcelo pela convivência durante o doutorado e, em especial, aos amigos André Ferreira, Sérgio Pires, Giuliano Esperandio e Edson Adriano Vendrusculo que me auxiliaram na implementação do protótipo.

À UNICAMP, a Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, ao Departamento de Sistema e Controle de Energia e aos seus funcionários pela infra-estrutura e apoio necessários para a realização deste trabalho.

À Fundação de Amparo a Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP) e ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) e pelo auxílio financeiro para custear a bolsa de doutorado e aquisição de componentes e equipamentos. As empresas Bevia e Artimar pelo fornecimento de alguns módulos inversores utilizados na implementação.

Resumo

Nesta tese é introduzida uma nova estratégia de controle que permite a síntese de indutâncias negativas para realização da compensação série de linhas de transmissão. O método, que é baseado na estratégia SDR (Síntese Direta de Reatâncias), opera com realimentação de estados e requer a medição de variáveis locais. Em relação aos métodos tradicionais, usando capacitores, a compensação através de indutância negativa pode ter desempenho superior, pois é possível conseguir sistemas mais estáveis, sem risco de ressonâncias, e com desempenho dinâmico superior, o que permite a realização de outras funções desejáveis, tais como o amortecimento de oscilações eletromecânicas e a compensação de cintilação luminosa.

Dada a elevada potência requerida pela aplicação, sugere-se a utilização do Conversor Multinível em Cascata Assimétrico, que apresenta alto rendimento e é capaz de produzir uma tensão de saída de baixo conteúdo harmônico. Para este conversor, foi introduzida uma estratégia de controle que permite uma implementação sem que sejam necessárias fontes CC. Sugere-se também um procedimento para escolha do capacitor de filtragem que permite uma redução da corrente no conversor para uma dada condição de operação.

São apresentados alguns estudos sobre a estabilidade da compensação série com indutância negativa. Para a técnica de controle proposta, são realizados estudos de autovalores, que permitem verificar a robustez com variação de parâmetros. Através de simulações, verifica-se a estabilidade com a presença de elementos não modelados na planta, como capacitâncias parasitas. Também são apresentados estudos sobre a estabilidade para um modelo de simulação da ressonância subsíncrona, que considera o modelo do gerador e características mecânicas do eixo da turbina. Os resultados obtidos com estes estudos de estabilidade, bem com os resultados experimentais, indicam que a técnica proposta é viável para a aplicação.

Abstract

This thesis introduces a new control strategy of realizing negative inductances with static converters for series compensation of transmission lines. The proposed method, which is based on DRS (Direct Reactance Synthesis) technique, requires state feedback of variables that can be measured locally. The use of negative inductances instead of capacitors may yield performance improvement because there is no risk of resonance and it is possible to obtain higher stability margins and better dynamic performance. Consequently, it is possible to realize some useful functions that are not possible with conventional strategies, just as flicker compensation and smoothing of electromechanical oscillations.

Series compensation requires high power static converters and, due to this, the use of the Asymmetrical Cascaded Multilevel Converters (ACMC) is suggested. This high efficiency power converter is capable of producing a low THD output voltage using less power switches than other topologies. This thesis also introduces a DC control strategy for ACMC, which may allow negative inductance implementation with no DC sources. It is also suggested a design procedure for choosing the filter capacitance that reduces the required current capability of the power converter.

Some studies regarding the stability of series compensation with negative inductances were carried on. For the new control strategy, it was possible to perform the eigenvalues analysis, that proved the robustness under some parameters variations. The stability considering elements that were not modeled, just as stray capacitances or generator and turbine shaft, were tested through simulations. The simulations and experimental results corroborate to prove that the control strategy is suitable for this application.

Sumário

<i>1 INTRODUÇÃO</i>	<i>1</i>
1.1 APRESENTAÇÃO	1
1.2 MOTIVAÇÕES E OBJETIVOS.....	3
1.3 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO.....	4
<i>2 ESTUDO DE ESTABILIDADE DA COMPENSAÇÃO SÉRIE PARA UM SISTEMA RADIAL DE GERAÇÃO</i>	<i>7</i>
2.1 INTRODUÇÃO.....	7
2.2 AUTO-EXCITAÇÃO DEVIDO AO EFEITO DE GERADOR DE INDUÇÃO.....	9
2.3 INTERAÇÃO DE TORQUE E AMPLIFICAÇÃO DE TORQUE.....	9
2.3.1 Ferramentas de Análise	10
2.3.2 Modelos Utilizados para Obtenção de Resultados Simulados	11
2.3.3 Modelagem do Eixo	13
2.3.4 Decomposição no Sistema dq e Análise dos Autovalores.....	16
2.3.5 Simulação no Domínio do Tempo.....	26
2.4 INDUTÂNCIA NEGATIVA IDEAL.....	31
2.5 CONCLUSÃO	35
<i>3 SÍNTESE DE IMPEDÂNCIAS COM CONVERSORES ESTÁTICOS</i>	<i>37</i>
3.1 O VAPAR.....	37
3.2 REALIZAÇÃO DO VAPAR.....	39
3.2.1 Controle Proporcional com Operação Indutiva	39
3.2.2 Resposta em Frequência do Controle Proporcional	41
3.2.3 Controle Proporcional com Operação Capacitiva	44
3.2.4 Controle por Histerese.....	46
3.2.5 Energia Armazenada.....	50
3.2.6 Compensação de Perdas	52
3.2.7 Síntese de Indutância Negativa.....	54
3.2.8 Realização de Indutância Negativa com Controle por Histerese	56
3.2.9 VAPAR com Filtro de Saída	57
3.3 O BVI.....	61
3.4 O SDR.....	64
<i>4 INVERSORES MULTINÍVEIS</i>	<i>69</i>
4.1 INTRODUÇÃO.....	69
4.2 PRINCIPAIS TOPOLOGIAS.....	70
4.2.1 Inversor de Três Níveis com Neutro Grampeado	71
4.2.2 Inversor Multinível com Capacitores Flutuantes.....	75
4.2.3 Inversor Multinível Composto por Células Monofásicas em Cascata Simétrico.....	77

4.2.4 Inversor Multinível de Células em Cascata Assimétrico	79
4.3 <i>ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO</i>	82
4.3.1 Modulação por Vetores Espaciais - SVM	83
4.3.2 Modulação por Largura de Pulso Senoidal - SPWM	87
4.4 <i>ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO PARA CONVERSOR MULTINÍVEL EM CASCATA ASSIMÉTRICO (CMCA)</i>	91
4.4.1 Com Modulação PWM	91
4.4.2 Modulação em Baixa Frequência para o CMCA	95
4.4.3 Potência Média nas Células	97
4.5 <i>COMPENSAÇÃO DOS DESEQUILÍBRIOS DE TENSÃO</i>	99
4.5.1 Controle da Célula de Média Tensão, $V_2(t)$	101
4.5.2 Controle da Tensão da Célula de Mais Baixa Tensão, $V_1(t)$	104
4.5.3 Simulações	105
4.5.4 Análise de impacto do espectro da tensão produzida devido ao termo ΔV_1	111
4.6 <i>CONCLUSÃO</i>	118
5 <i>UM MÉTODO DE CONTROLE ALTERNATIVO PARA REALIZAÇÃO DE INDUTÂNCIAS NEGATIVAS</i>	121
5.1 <i>INTRODUÇÃO</i>	121
5.2 <i>NOVA ESTRATÉGIA DE CONTROLE SDR</i>	122
5.3 <i>A IMPEDÂNCIA EQUIVALENTE SINTETIZADA</i>	126
5.4 <i>ESTUDO DE CASO</i>	127
5.5 <i>CONTROLE DA TENSÃO CC</i>	130
5.6 <i>ESTABILIDADE DO SDR</i>	134
5.6.1 Estabilidade com a Variação da Indutância de Referência	136
5.6.2 Estabilidade com Mudança de Parâmetros da Planta	137
5.6.3 Estabilidade com Presença de Capacitâncias Parasitas	140
5.7 <i>CONCLUSÃO</i>	144
6 <i>ANÁLISE E COMPARAÇÃO DOS FENÔMENOS SUBSÍNCRONOS PARA ALGUMAS ALTERNATIVAS DE COMPENSAÇÃO SÉRIE USANDO CONVERSORES ESTÁTICOS</i>	145
6.1 <i>INTRODUÇÃO</i>	145
6.2 <i>VAPAR REALIZADO COM FILTRO DE PRIMEIRA ORDEM</i>	146
6.2.1 Determinação dos parâmetros e Cálculo da Impedância Equivalente	148
6.2.2 Simulações	150
6.3 <i>SDR REALIZADO COM FILTRO DE SEGUNDA ORDEM</i>	153
6.3.1 Simulação	156
6.3.2 SDR sem compensação de defasagem	157
6.3.3 SDR com compensação de defasagem	161
6.4 <i>CONCLUSÃO</i>	165
7 <i>RESULTADOS EXPERIMENTAIS</i>	167
7.1 <i>INTRODUÇÃO</i>	167
7.2 <i>RESULTADOS EM REGIME PERMANENTE</i>	168
7.3 <i>TESTE DE COMPENSAÇÃO DE CINTILAÇÃO LUMINOSA</i>	175
7.4 <i>CONCLUSÃO</i>	182
8 <i>CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS</i>	183
8.1 <i>CONCLUSÃO</i>	183
8.2 <i>SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS</i>	185
8.3 <i>PUBLICAÇÕES RESULTANTES DESTA PESQUISA</i>	187

9 APÊNDICE A	189
SUGESTÃO PARA MELHORAMENTOS NA ESTRATÉGIA DE CONTROLE DAS TENSÕES CC	189
MODELAGEM DA PLANTA	189
DEFINIÇÃO DO CONTROLADOR E RESULTADOS SIMULADOS	196
CONCLUSÃO	198
10 APÊNDICE B	203
TRANSFORMAÇÃO $abc \rightarrow dq0$	203
11 APÊNDICE C	209
REALIMENTAÇÃO DAS VARIÁVEIS DE ESTADO	209
12 APÊNDICE D	213
IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA	213
INTRODUÇÃO.....	213
INVERSORES MONOFÁSICOS	214
PLACAS DE SENSORES E CONDICIONAMENTO DE SINAIS.....	216
PLACAS DE PROTEÇÃO E INTERFACE COM INVERSOR.....	221
FOTOS.....	224

Índice de Figuras

FIGURA 2.1 - CIRCUITO RLC EQUIVALENTE DE UM SISTEMA RADIAL DE GERAÇÃO.	8
FIGURA 2.2 - REDE DE TRANSMISSÃO PARA SIMULAÇÃO DA RESSONÂNCIA SUBSÍNCRONA.	11
FIGURA 2.3 - MODELAGEM DA MÁQUINA SÍNCRONA NO SISTEMA DE EIXOS ESTACIONÁRIOS	11
FIGURA 2.4 - MODELO MECÂNICO DO EIXO	13
FIGURA 2.5 - MODELO PARA REALIZAÇÃO DOS ESTUDOS DE AUTOVALORES	17
FIGURA 2.6 – REPRESENTAÇÃO FASORIAL DAS TENSÕES NAS BARRAS A, B E DA TENSÃO NO SISTEMA ..	18
FIGURA 2.7 - MODELO DO EIXO PARA ANÁLISE DOS AUTOVALORES	19
FIGURA 2.8 – REPRESENTAÇÃO DAS TENSÕES NOS BARRAMENTOS A E B DO SISTEMA NA CONDIÇÃO DE OPERAÇÃO NO PONTO DE EQUILÍBRIO P_0 DESEJADO (POTÊNCIA NULA)	24
FIGURA 2.9 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO MODELO NA SIMULAÇÃO DO MODELO APRESENTADO EM [22] NO MATLAB \ POWER SYSTEMS.	26
FIGURA 2.10 – SIMULAÇÃO COM COMPENSAÇÃO COM BANCO DE CAPACITORES COM REATÂNCIA DE – 0,371PU.	28
FIGURA 2.11 – SIMULAÇÃO COM COMPENSAÇÃO COM BANCO DE CAPACITORES COM REATÂNCIA DE – 0,371PU.	28
FIGURA 2.12 – SIMULAÇÃO COM COMPENSAÇÃO COM BANCO DE CAPACITORES COM REATÂNCIA DE – 0,371PU. *, ** E ***. VEJA COMENTÁRIOS A RESPEITO NO FIM DO CAPÍTULO.	28
FIGURA 2.13 – COMPARAÇÃO ENTRE OS RESULTADOS OBTIDOS NAS SIMULAÇÕES E O RESULTADO ESPERADO, MOSTRADO EM [22].	29
FIGURA 2.14 – MESMAS VARIÁVEIS MOSTRADAS NA FIGURA 2.10, PORÉM OBTIDOS PARA UM SIMULAÇÃO DE 5 SEGUNDOS.	30
FIGURA 2.15 – DESVIOS DE VELOCIDADE NAS DIVERSAS SEÇÕES DO EIXO.	30
FIGURA 2.16 – SIMULAÇÃO COM COMPENSAÇÃO COM INDUTORES NEGATIVOS IDEAIS COM REATÂNCIA DE –0.371PU.	33
FIGURA 2.17 – SIMULAÇÃO COM COMPENSAÇÃO COM INDUTORES NEGATIVOS IDEAIS COM REATÂNCIA DE –0.371PU.	33
FIGURA 2.18 – SIMULAÇÃO COM COMPENSAÇÃO COM INDUTORES NEGATIVOS IDEAIS COM REATÂNCIA DE –0.371PU. *, ** E *** VEJA COMENTÁRIOS NO FINAL DO CAPÍTULO.	33
FIGURA 2.19 – MESMOS GRÁFICOS MOSTRADOS NA FIGURA 2.16, PORÉM SIMULADOS ATÉ 5 SEGUNDOS.	34
FIGURA 2.20 – DESVIOS DE VELOCIDADE, $\Delta\omega$, NAS DIVERSAS SEÇÕES DO EIXO.	34
FIGURA 3.1 - DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DE UM VAPAR (A) REALIZADO COM CONVERSOR DO TIPO FONTE DE TENSÃO (B) REALIZADO COM CONVERSOR DO TIPO FONTE DE CORRENTE.	39
FIGURA 3.2 - VAPAR EM OPERAÇÃO INDUTIVA, CONTROLE PROPORCIONAL E INVERSOR OPERANDO COM TRÊS NÍVEIS.	40

FIGURA 3.3 – VAPAR CONECTADO EM SÉRIE COM CIRCUITO.	42
FIGURA 3.4 - DIAGRAMA DE BLOCOS DE UM VAPAR COM CONTROLE PROPORCIONAL E OPERAÇÃO INDUTIVA LIGADO A SISTEMA COM IMPEDÂNCIA RL.	43
FIGURA 3.5 – DIAGRAMA DE MÓDULO E FASE DA IMPEDÂNCIA SINTETIZADA POR UM VAPAR REALIZADO COM CONTROLE PROPORCIONAL DE GANHO 5, 50 E 500.	44
FIGURA 3.6 - VAPAR EM OPERAÇÃO CAPACITIVA E CONTROLE PROPORCIONAL E INVERSOR OPERANDO COM TRÊS NÍVEIS.	45
FIGURA 3.7 - VAPAR EM OPERAÇÃO CAPACITIVA E CONTROLE PROPORCIONAL E INVERSOR OPERANDO COM TRÊS NÍVEIS.	46
FIGURA 3.8 - MAGNITUDE DE FASE DA IMPEDÂNCIA SINTETIZADA PELO VAPAR COM OPERAÇÃO CAPACITIVA.	47
FIGURA 3.9 – CONFIGURAÇÃO DE UM VAPAR COM CONTROLE DE HISTERESE PARA SÍNTESE DE INDUTÂNCIA	47
FIGURA 3.10 – CONTROLE POR HISTERESE	48
FIGURA 3.11 - FORMAS DE ONDA OBTIDAS ATRAVÉS DE SIMULAÇÃO PARA O CONTROLE POR HISTERESE.	49
FIGURA 3.12 – (A) VAPAR COM CAPACITOR NO BARRAMENTO DC, (B) CIRCUITO EQUIVALENTE CONSIDERANDO PERDAS.	52
FIGURA 3.13 – CONTROLE POR HISTERESE COM CAPACITOR SUBSTITUINDO A FONTE NO LADO CC DO INVERSOR.	54
FIGURA 3.14 – RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DE UM CIRCUITO RL (COM INDUTÂNCIA NEGATIVA) E UM CIRCUITO RC.	55
FIGURA 3.15 – CIRCUITO SIMPLIFICADO PARA DETERMINAÇÃO DO SINAL DA DERIVADA DA CORRENTE PARA SÍNTESE DE INDUTÂNCIA NEGATIVA.	57
FIGURA 3.16 – VAPAR COM FILTRO DE SAÍDA DE TERCEIRA ORDEM.	58
FIGURA 3.17 - VAPAR COM FILTRO DE SAÍDA E REALIMENTAÇÃO DAS VARIÁVEIS DE ESTADO.	59
FIGURA 3.18 - VAPAR COM FILTRO DE SAÍDA E CONTROLE DEADBEAT	60
FIGURA 3.19 – BOOTSTRAP VARIABLE INDUTANCE – BVI.	61
FIGURA 3.20 – RELAÇÃO ENTRE A INDUTÂNCIA EQUIVALENTE SINTETIZADA PELO BVI E A INDUTÂNCIA PADRÃO EM FUNÇÃO DO GANHO A.	62
FIGURA 3.21 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DE UM BVI COM RETIFICADOR DOBRADOR DE TENSÃO	63
FIGURA 3.22 – CONVERSOR SDR PARA SÍNTESE DE INDUTÂNCIA NEGATIVA	65
FIGURA 3.23 – CONVERSOR SDR PARA SÍNTESE DE INDUTÂNCIA NEGATIVA	67
FIGURA 4.1 - DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DE UMA FASE DE UM INVERSOR DE 2 NÍVEIS, DE 3 NÍVEIS E DE N NÍVEIS, RESPECTIVAMENTE.	70
FIGURA 4.2 - (A) INVERSOR DE 3 NÍVEIS COM NEUTRO GRAMPEADO CONVENCIONAL, (B) INVERSOR DE 3 NÍVEIS COM NEUTRO GRAMPEADO E CHAVES AUXILIARES.	72
FIGURA 4.3 – INVERSOR TRIFÁSICO DE 3 NÍVEIS COM NEUTRO GRAMPEADO.	73
FIGURA 4.4 – FORMAS DE ONDA DA TENSÃO DA (A) TENSÃO v_{aN} E TENSÃO v_{nNc} (B) TENSÃO v_{ab} (C) TENSÃO v_a	74
FIGURA 4.5 - INVERSOR DE 5 NÍVEIS COM DIODOS DE GRAMPEAMENTO	75
FIGURA 4.6 - DIAGRAMA POR FASE DE UM INVERSOR DE 3 NÍVEIS COM CAPACITOR FLUTUANTE.	76
FIGURA 4.7 - INVERSOR DE 5 NÍVEIS COM CAPACITORES FLUTUANTES.	77
FIGURA 4.8 - INVERSOR DE 5 NÍVEIS EM CASCATA.	77
FIGURA 4.9 – CÉLULA DE TRÊS NÍVEIS.	78
FIGURA 4.10 - INVERSOR COMPOSTO POR CÉLULAS MONOFÁSICAS EM CASCATA.	80

FIGURA 4.11 – CLASSIFICAÇÃO DOS MÉTODOS DE MODULAÇÃO PARA INVERSORES MULTINÍVEL.	83
FIGURA 4.12 – DIAGRAMA SPACE-VECTOR PARA INVERSORES DE (A) 3 NÍVEIS E (B) 5 NÍVEIS.	85
FIGURA 4.13 – SPACE VECTOR 5 NÍVEIS E VETOR DE TENSÃO REPRESENTADO NO PLANO D,Q.	85
FIGURA 4.14 – (A) ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO SENOIDAL PARA INVERSORES COM NEUTRO GRAMPEADO (B) FORMAS DE ONDA DOS PULSOS PARA AS CHAVES (C) TENSÃO DE FASE OBTIDA COM ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO SENOIDAL.	88
FIGURA 4.15 – MODULAÇÃO DE UM SINAL COM 17 ^a HARMÔNICA (A) SINAL DE REFERÊNCIA (B) SINAL MODULADO.	89
FIGURA 4.16 – FORMAS DE ONDA DA MODULAÇÃO SENOIDAL PARA INVERSORES EM CASCATA. (A) SINAIS DE REFERÊNCIA DE UMA DAS FASES E PORTADORAS TRIANGULARES DESLOCADAS (B) PULSOS PARA AS CHAVES S_{A1} , S_{A2} , S_{A3} E S_{A4} . (C) TENSÃO DE FASE GERADA.	90
FIGURA 4.17 – MODULAÇÃO DE UM SINAL COM 35 ^a HARMÔNICA (A) SINAL DE REFERÊNCIA (B) SINAL MODULADO.	91
FIGURA 4.18 – UMA ESTRATÉGIA DE MODULAÇÃO PARA INVERSORES EM CASCATA ASSIMÉTRICOS. ...	92
FIGURA 4.19 – (A) REPRESENTAÇÃO GRÁFICA DA MODULAÇÃO PWM PARA O CMCA (B) DIAGRAMA ESQUEMÁTICO SIMPLIFICADO DO CMCA.	92
FIGURA 4.20 – RESULTADO EXPERIMENTAL PARA UM INVERSOR COM 3 CÉLULAS EM CASCATA, 19 NÍVEIS, $(v_1, 2v_1, 6v_1)$, COM MODULAÇÃO PWM NA CÉLULA DE MENOR TENSÃO. CH3 - TENSÃO DE SAÍDA DO INVERSOR (50V/DIV), CH4 - TENSÃO DE SAÍDA DA PONTE INVERSORA DE MAIOR TENSÃO (50V/DIV), CH1 - TENSÃO DE SAÍDA DA PONTE DE MÉDIA TENSÃO (50V/DIV), R3 - TENSÃO DE SAÍDA DA PONTE DE MENOR TENSÃO (50V/DIV).	93
FIGURA 4.21 – TENSÕES TEÓRICAS NECESSÁRIAS PARA A MODULAÇÃO PWM DE UM CMCA TERNÁRIO COM 3 CÉLULAS, 27 NÍVEIS.	94
FIGURA 4.22 - NÚMERO DE CHAVES COMUTADAS NO INTERVALO A DA FIGURA 4.21.	94
FIGURA 4.23 – NÚMERO DE CHAVES COMUTADAS PARA O CMCA DE 19 NÍVEIS.	95
FIGURA 4.24 - REPRESENTAÇÃO GRÁFICA DA MODULAÇÃO EM BAIXA FREQUÊNCIA PARA O CMCA. .	96
FIGURA 4.25 - RESULTADO EXPERIMENTAL OBTIDO PARA UM INVERSOR COM 3 CÉLULAS EM CASCATA, 27 NÍVEIS, $(v_1, 3v_1, 9v_1)$, SEM MODULAÇÃO PWM NA CÉLULA DE MENOR TENSÃO. CH3 - TENSÃO DE SAÍDA DO INVERSOR (50V/DIV), CH4 - TENSÃO DE SAÍDA DA PONTE INVERSORA DE MAIOR TENSÃO (50V/DIV), CH1 - TENSÃO DE SAÍDA DA PONTE DE MÉDIA TENSÃO (50V/DIV), R3 - TENSÃO DE SAÍDA DA PONTE DE MENOR TENSÃO (50V/DIV).	96
FIGURA 4.26 - AMPLITUDE DA 1 ^a HARMÔNICA DE TENSÃO EM CADA UMA DAS CÉLULAS DE UM INVERSOR COM 3 CÉLULAS EM CASCATA COM OPERAÇÃO EM MALHA ABERTA E REFERÊNCIA SENOIDAL DE TENSÃO. (A) INVERSOR 15 NÍVEIS, $(v_{cc}, 2v_{cc}, 4v_{cc})$. (B) INVERSOR 19 NÍVEIS, $(v_{cc}, 2v_{cc}, 6v_{cc})$...	99
FIGURA 4.27 – IMPLEMENTAÇÃO DO SISTEMA COM CONEXÃO DAS CÉLULAS ATRAVÉS DE TRANSFORMADORES.	100
FIGURA 4.28 – INSERÇÃO DA VARIÁVEL δ_2 DA ESTRATÉGIA DE CONTROLE.	101
FIGURA 4.29 - (A) E (B) DETALHE DA TENSÃO GERADA PELOS MÓDULOS DE MAIS ALTA TENSÃO DO INVERSOR ASSIMÉTRICO. (C) SINAL DE TENSÃO DE REFERÊNCIA PARA MÓDULO DE MENOR TENSÃO. (D) E (E) DETALHE DA TENSÃO GERADA QUANDO OCORRE UMA VARIAÇÃO DE δ_2 NO NÍVEL DE TRANSIÇÃO ENTRE DOIS ESTÁGIOS CONSECUTIVOS (F) SINAL DE REFERÊNCIA PARA MÓDULO DE MENOR TENSÃO.	103
FIGURA 4.30 - ESTRATÉGIA DE CONTROLE DA TENSÃO NOS CAPACITORES.	104
FIGURA 4.31 – RESULTADO OBTIDO SEM CONTROLE. TENSÕES NOS CAPACITORES DE MÉDIA E BAIXA TENSÃO, PARA UMA REFERÊNCIA SENOIDAL, ÍNDICE DE MODULAÇÃO UNITÁRIO E CARGA INDUTIVA.	106

FIGURA 4.32 – RESULTADO OBTIDO COM CONTROLE CC. TENSÕES NOS CAPACITORES DE MÉDIA E BAIXA TENSÃO, PARA UMA REFERÊNCIA SENOIDAL, COM ÍNDICE DE MODULAÇÃO UNITÁRIO E CARGA INDUTIVA.	106
FIGURA 4.33 - RESULTADO OBTIDO COM CONTROLE CC. TENSÕES NOS CAPACITORES DE MÉDIA E BAIXA TENSÃO, PARA UMA REFERÊNCIA SENOIDAL, COM ÍNDICE DE MODULAÇÃO UNITÁRIO E CARGA INDUTIVA.	107
FIGURA 4.34 - RESULTADO OBTIDO COM CONTROLE CC. TENSÕES NOS CAPACITORES DE MÉDIA E BAIXA TENSÃO, PARA UMA REFERÊNCIA SENOIDAL, COM ÍNDICE DE MODULAÇÃO UNITÁRIO E CARGA INDUTIVA.	107
FIGURA 4.35 – SIMULAÇÃO OBTIDA SEM CONTROLE CC. PARTE SUPERIOR - TENSÕES NOS CAPACITORES DE MENOR TENSÃO QUANDO SÃO FEITAS VARIAÇÕES EM DEGRAU DO ÍNDICE DE MODULAÇÃO DA TENSÃO ENTRE OS VALORES 0,62 E 1,00. PARTE INFERIOR - TENSÃO NA CARGA.	108
FIGURA 4.36 - SIMULAÇÃO OBTIDA COM CONTROLE CC. PARTE SUPERIOR - TENSÕES NOS CAPACITORES DE MENOR TENSÃO QUANDO SÃO FEITAS VARIAÇÕES EM DEGRAU DO ÍNDICE DE MODULAÇÃO DA TENSÃO ENTRE OS VALORES 0,62 E 1,00. PARTE INFERIOR - TENSÃO NA CARGA.	109
FIGURA 4.37 – SIMULAÇÃO OBTIDA SEM CONTROLE CC. PARTE SUPERIOR - TENSÕES NOS CAPACITORES DE MENOR TENSÃO QUANDO SÃO FEITAS VARIAÇÕES EM DEGRAU DO ÍNDICE DE MODULAÇÃO DA TENSÃO ENTRE OS VALORES 0,55 E 0,84. PARTE INFERIOR - TENSÃO NA CARGA.	109
FIGURA 4.38 – SIMULAÇÃO OBTIDA COM CONTROLE CC. PARTE SUPERIOR - TENSÕES NOS CAPACITORES DE MENOR TENSÃO QUANDO SÃO FEITAS VARIAÇÕES EM DEGRAU DO ÍNDICE DE MODULAÇÃO DA TENSÃO ENTRE OS VALORES 0,55 E 0,84. PARTE INFERIOR - TENSÃO NA CARGA.	110
FIGURA 4.39 – RESULTADO EXPERIMENTAL OBTIDO COM CONTROLE CC, CARGA RL (9.5 + $J \cdot 2\pi \cdot 60 \cdot 0.117$) E TENSÕES $(V_1 + \Delta V, 2V_1, 6V_1) = (21V, 28V, 84V)$. PARTE SUPERIOR - TENSÕES NOS CAPACITORES DE MENOR TENSÃO QUANDO SÃO FEITAS VARIAÇÕES EM DEGRAU DO ÍNDICE DE MODULAÇÃO DA TENSÃO ENTRE OS VALORES 0,62 E 1,00. PARTE INFERIOR - TENSÃO DE REFERÊNCIA.	110
FIGURA 4.40 – RESULTADO EXPERIMENTAL OBTIDO COM CONTROLE CC, CARGA RL (9.5 + $J \cdot 2\pi \cdot 60 \cdot 0.117$) E TENSÕES $(V_1 + \Delta V, 2V_1, 6V_1) = (21V, 28V, 84V)$. PARTE SUPERIOR - TENSÕES NOS CAPACITORES DE MENOR TENSÃO QUANDO SÃO FEITAS VARIAÇÕES EM DEGRAU DO ÍNDICE DE MODULAÇÃO DA TENSÃO ENTRE OS VALORES 0,55 E 0,84. PARTE INFERIOR - TENSÃO DE REFERÊNCIA.	111
FIGURA 4.41 – ESPECTRO DA TENSÃO DE SAÍDA DO CMCA PARA UM ÍNDICE DE MODULAÇÃO UNITÁRIO PARA RELAÇÕES DE PROPORÇÃO DE TENSÃO NOS BARRAMENTOS CC IGUAIS À: $*(2:2:6)$, $\square(1,5:2:6)$, $\circ(1:2:6)$. FREQUÊNCIA DA PORTADORA: 2940Hz (99·60). TÉCNICA DE MODULAÇÃO: PHASE DISPOSITION (PD).	114
FIGURA 4.42 – ESPECTRO DA TENSÃO DE SAÍDA DO CMCA PARA UM ÍNDICE DE MODULAÇÃO UNITÁRIO PARA RELAÇÕES DE PROPORÇÃO DE TENSÃO NOS BARRAMENTOS CC IGUAIS À: $*(2:2:6)$, $\square(1,5:2:6)$, $\circ(1:2:6)$. FREQUÊNCIA DA PORTADORA: 3000Hz (50·60). TÉCNICA DE MODULAÇÃO: HYBRID (H).	114
FIGURA 4.43 – ESPECTRO DA TENSÃO DE SAÍDA DO CMCA PARA UM ÍNDICE DE MODULAÇÃO UNITÁRIO PARA RELAÇÕES DE PROPORÇÃO DE TENSÃO NOS BARRAMENTOS CC IGUAIS À: $*(2:2:6)$, $\square(1,5:2:6)$, $\circ(1:2:6)$. FREQUÊNCIA DA PORTADORA: 5940Hz (99·60). TÉCNICA DE MODULAÇÃO: PHASE DISPOSITION (PD). RESOLUÇÃO PWM: 10BITS OU $\pm 0.1\%$.	114
FIGURA 4.44 – ESPECTRO DA TENSÃO DE SAÍDA DO CMCA PARA UM ÍNDICE DE MODULAÇÃO UNITÁRIO PARA RELAÇÕES DE PROPORÇÃO DE TENSÃO NOS BARRAMENTOS CC IGUAIS À: $*(2:2:6)$, $\square(1,5:2:6)$, $\circ(1:2:6)$. FREQUÊNCIA DA PORTADORA: 6000Hz (100·60). TÉCNICA DE	

MODULAÇÃO: HYBRID (H) . RESOLUÇÃO PWM: 10BITS OU $\pm 0.1\%$	114
FIGURA 4.45 – VARIAÇÃO DO ÍNDICE THD (%) DA TENSÃO DE SAÍDA DO CMCA EM RELAÇÃO AO ÍNDICE DE MODULAÇÃO (M) PARA RELAÇÕES DE PROPORÇÃO DE TENSÃO NOS BARRAMENTOS CC IGUAIS À: *(2:2:6), \square (1,5:2:6), \circ (1:2:6). FREQUÊNCIA DA PORTADORA: 2940Hz (49-60). RESOLUÇÃO PWM: 10BITS OU $\pm 0.1\%$. MODULAÇÃO: PHASE DISPOSITION (PD) . RESOLUÇÃO PWM: 10BITS OU $\pm 0.1\%$	115
FIGURA 4.46 – VARIAÇÃO DO ÍNDICE THD (%) DA TENSÃO DE SAÍDA DO CMCA EM RELAÇÃO AO ÍNDICE DE MODULAÇÃO (M) PARA RELAÇÕES DE PROPORÇÃO DE TENSÃO NOS BARRAMENTOS CC IGUAIS À: *(2:2:6), \square (1,5:2:6), \circ (1:2:6). FREQUÊNCIA DA PORTADORA: 3000Hz (49-60). RESOLUÇÃO PWM: 10BITS OU $\pm 0.1\%$. MODULAÇÃO: HYBRID (H) . RESOLUÇÃO PWM: 10BITS OU $\pm 0.1\%$	115
FIGURA 4.47 – VARIAÇÃO DO ÍNDICE THD (%) DA TENSÃO DE SAÍDA DO CMCA EM RELAÇÃO AO ÍNDICE DE MODULAÇÃO (M) PARA RELAÇÕES DE PROPORÇÃO DE TENSÃO NOS BARRAMENTOS CC IGUAIS À: *(2:2:6), \square (1,5:2:6), \circ (1:2:6). FREQUÊNCIA DA PORTADORA: 5940Hz (99-60). RESOLUÇÃO PWM: 10BITS OU $\pm 0.1\%$. MODULAÇÃO: PHASE DISPOSITION (PD) . RESOLUÇÃO PWM: 10BITS OU $\pm 0.1\%$	116
FIGURA 4.48 – VARIAÇÃO DO ÍNDICE THD (%) DA TENSÃO DE SAÍDA DO CMCA EM RELAÇÃO AO ÍNDICE DE MODULAÇÃO (M) PARA RELAÇÕES DE PROPORÇÃO DE TENSÃO NOS BARRAMENTOS CC IGUAIS À: *(2:2:6), \square (1,5:2:6), \circ (1:2:6). FREQUÊNCIA DA PORTADORA: 6000Hz (100-60). RESOLUÇÃO PWM: 10BITS OU $\pm 0.1\%$. MODULAÇÃO: HYBRID (H) . RESOLUÇÃO PWM: 10BITS OU $\pm 0.1\%$	116
FIGURA 4.49 – VARIAÇÃO DO ÍNDICE DF1 (%) DA TENSÃO DE SAÍDA DO CMCA EM RELAÇÃO AO ÍNDICE DE MODULAÇÃO (M) PARA RELAÇÕES DE PROPORÇÃO DE TENSÃO NOS BARRAMENTOS CC IGUAIS À: *(2:2:6), \square (1,5:2:6), \circ (1:2:6). FREQUÊNCIA DA PORTADORA: 2940Hz (49-60). RESOLUÇÃO PWM: 10BITS OU $\pm 0.1\%$. MODULAÇÃO: PHASE DISPOSITION (PD) . RESOLUÇÃO PWM: 10BITS OU $\pm 0.1\%$	116
FIGURA 4.50 – VARIAÇÃO DO ÍNDICE DF1 (%) DA TENSÃO DE SAÍDA DO CMCA EM RELAÇÃO AO ÍNDICE DE MODULAÇÃO (M) PARA RELAÇÕES DE PROPORÇÃO DE TENSÃO NOS BARRAMENTOS CC IGUAIS À: *(2:2:6), \square (1,5:2:6), \circ (1:2:6). FREQUÊNCIA DA PORTADORA: 3000Hz (50-60). RESOLUÇÃO PWM: 10BITS OU $\pm 0.1\%$. MODULAÇÃO: HYBRID (H) . RESOLUÇÃO PWM: 10BITS OU $\pm 0.1\%$	116
FIGURA 4.51 – VARIAÇÃO DO ÍNDICE DF1 (%) DA TENSÃO DE SAÍDA DO CMCA EM RELAÇÃO AO ÍNDICE DE MODULAÇÃO (M) PARA RELAÇÕES DE PROPORÇÃO DE TENSÃO NOS BARRAMENTOS CC IGUAIS À: *(2:2:6), \square (1,5:2:6), \circ (1:2:6). FREQUÊNCIA DA PORTADORA: 5940Hz (99-60). RESOLUÇÃO PWM: 10BITS OU $\pm 0.1\%$. MODULAÇÃO: PHASE DISPOSITION (PD) . RESOLUÇÃO PWM: 10BITS OU $\pm 0.1\%$	117
FIGURA 4.52 – VARIAÇÃO DO ÍNDICE DF1 (%) DA TENSÃO DE SAÍDA DO CMCA EM RELAÇÃO AO ÍNDICE DE MODULAÇÃO (M) PARA RELAÇÕES DE PROPORÇÃO DE TENSÃO NOS BARRAMENTOS CC IGUAIS À: *(2:2:6), \square (1,5:2:6), \circ (1:2:6). FREQUÊNCIA DA PORTADORA: 6000Hz (100-60). RESOLUÇÃO PWM: 10BITS OU $\pm 0.1\%$. MODULAÇÃO: HYBRID (H) . RESOLUÇÃO PWM: 10BITS OU $\pm 0.1\%$	117
FIGURA 4.53 – VARIAÇÃO DO ÍNDICE DF2 (%) DA TENSÃO DE SAÍDA DO CMCA EM RELAÇÃO AO ÍNDICE DE MODULAÇÃO (M) PARA RELAÇÕES DE PROPORÇÃO DE TENSÃO NOS BARRAMENTOS CC IGUAIS À: *(2:2:6), \square (1,5:2:6), \circ (1:2:6). FREQUÊNCIA DA PORTADORA: 2940Hz (49-60). RESOLUÇÃO PWM: 10BITS OU $\pm 0.1\%$. MODULAÇÃO: PHASE DISPOSITION (PD) . RESOLUÇÃO	

PWM: 10BITS OU $\pm 0.1\%$	117
FIGURA 4.54 – VARIAÇÃO DO ÍNDICE DF2 (%) DA TENSÃO DE SAÍDA DO CMCA EM RELAÇÃO AO ÍNDICE DE MODULAÇÃO (M) PARA RELAÇÕES DE PROPORÇÃO DE TENSÃO NOS BARRAMENTOS CC IGUAIS À: *(2:2:6), \square (1,5:2:6), \circ (1:2:6). FREQUÊNCIA DA PORTADORA: 3000Hz (50-60). RESOLUÇÃO PWM: 10BITS OU $\pm 0.1\%$. MODULAÇÃO: HYBRID (H) . RESOLUÇÃO PWM: 10BITS OU $\pm 0.1\%$	117
FIGURA 4.55 – VARIAÇÃO DO ÍNDICE DF2 (%) DA TENSÃO DE SAÍDA DO CMCA EM RELAÇÃO AO ÍNDICE DE MODULAÇÃO (M) PARA RELAÇÕES DE PROPORÇÃO DE TENSÃO NOS BARRAMENTOS CC IGUAIS À: *(2:2:6), \square (1,5:2:6), \circ (1:2:6). FREQUÊNCIA DA PORTADORA: 5940Hz (49-60). RESOLUÇÃO PWM: 10BITS OU $\pm 0.1\%$. MODULAÇÃO: PHASE DISPOSITION (PD) . RESOLUÇÃO PWM: 10BITS OU $\pm 0.1\%$	118
FIGURA 4.56 – VARIAÇÃO DO ÍNDICE DF2 (%) DA TENSÃO DE SAÍDA DO CMCA EM RELAÇÃO AO ÍNDICE DE MODULAÇÃO (M) PARA RELAÇÕES DE PROPORÇÃO DE TENSÃO NOS BARRAMENTOS CC IGUAIS À: *(2:2:6), \square (1,5:2:6), \circ (1:2:6). FREQUÊNCIA DA PORTADORA: 6000Hz (50-60). RESOLUÇÃO PWM: 10BITS OU $\pm 0.1\%$. MODULAÇÃO: HYBRID (H) . RESOLUÇÃO PWM: 10BITS OU $\pm 0.1\%$	118
FIGURA 5.1 - COMPENSAÇÃO SÉRIE DE UM SISTEMA DE TRANSMISSÃO RADIAL.	123
FIGURA 5.2 - IMPLEMENTAÇÃO DA ESTRATÉGIA SDR COM REALIMENTAÇÃO DE ESTADOS.	126
FIGURA 5.3 – FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA ENTRE A TENSÃO DE REFERÊNCIA E A TENSÃO NOS TERMINAIS DO SDR.	129
FIGURA 5.4 - DIAGRAMAS DE MAGNITUDE E FASE DA IMPEDÂNCIA SINTETIZADA COM CONTROLE DO BARRAMENTO CC.	130
FIGURA 5.5 - IMPLEMENTAÇÃO DE UM SDR COM REALIMENTAÇÃO DE ESPAÇOS DE ESTADOS E CONTROLE DAS TENSÕES CC.	131
FIGURA 5.6 - DIAGRAMA DE MAGNITUDE E FASE DA IMPEDÂNCIA SINTETIZADA COM CONTROLE DO BARRAMENTO CC.	132
FIGURA 5.7 – RESULTADO DE SIMULAÇÃO DA ESTRATÉGIA PROPOSTA OBTIDO COM O SOFTWARE PSIM. (A) CORRENTE NORMALIZADA ($I_T/(2\pi f L_{NEG})$) E TENSÃO NOS TERMINAIS DO SDR (B) CORRENTE NORMALIZADA ($I_{Lf}/(2\pi f L_{NEG})$) E TENSÃO NOS TERMINAIS DO CONVERSOR MULTINÍVEL (C) TENSÕES NORMALIZADAS NOS BARRAMENTOS CC CONTROLADOS DO INVERSOR.	134
FIGURA 5.8 – (A) VARIAÇÃO DA LOCALIZAÇÃO DOS PÓLOS EM MALHA FECHADA COM A VARIAÇÃO DO VALOR DA INDUTÂNCIA NEGATIVA DE REFERÊNCIA DE 0 A -100% DE L_s . (B) DETALHE DA REGIÃO PRÓXIMA AO EIXO DA FIGURA 5.8 (A).	137
FIGURA 5.9 – (A) VARIAÇÃO DA LOCALIZAÇÃO DOS PÓLOS EM MALHA FECHADA COM A VARIAÇÃO DO VALOR DA INDUTÂNCIA NEGATIVA DE REFERÊNCIA DE 0 A -100% DE L_s . (B) DETALHE DA REGIÃO PRÓXIMA AO EIXO DA FIGURA 5.9 (A).	138
FIGURA 5.10 – (A) VARIAÇÃO DA LOCALIZAÇÃO DOS PÓLOS EM MALHA FECHADA COM A VARIAÇÃO DO VALOR DA INDUTÂNCIA NEGATIVA DE REFERÊNCIA DE 0 A -100% DE L_s SUPONDO UM ERRO DE -20% NO VALOR DE L_f . (B) DETALHE DA REGIÃO PRÓXIMA AO EIXO DA FIGURA 5.10 (A).	138
FIGURA 5.11 – (A) VARIAÇÃO DA LOCALIZAÇÃO DOS PÓLOS EM MALHA FECHADA COM A VARIAÇÃO DO VALOR DA INDUTÂNCIA NEGATIVA DE REFERÊNCIA DE 0 A -100% DE L_s SUPONDO UM ERRO DE +20% NO VALOR DE L_f . (B) DETALHE DA REGIÃO PRÓXIMA AO EIXO DA FIGURA 5.11 (A).	139
FIGURA 5.12 – (A) VARIAÇÃO DA LOCALIZAÇÃO DOS PÓLOS EM MALHA FECHADA COM A VARIAÇÃO DO VALOR DA INDUTÂNCIA NEGATIVA DE REFERÊNCIA DE 0 A -100% DE L_s . SUPONDO UM ERRO DE -20% NO VALOR DE C_f . (B) DETALHE DA REGIÃO PRÓXIMA AO EIXO DA FIGURA 5.12 (A).	139
FIGURA 5.13 – (A) VARIAÇÃO DA LOCALIZAÇÃO DOS PÓLOS EM MALHA FECHADA COM A VARIAÇÃO DO	

VALOR DA INDUTÂNCIA NEGATIVA DE REFERÊNCIA DE 0 A -100% DE L_s SUPONDO UM ERRO DE +20% NO VALOR DE CF. (B) DETALHE DA REGIÃO PRÓXIMA AO EIXO DA FIGURA 5.13 (A).	140
FIGURA 5.14 – ESQUEMÁTICO DA COMPENSAÇÃO SÉRIE COM SDR CONSIDERANDO-SE AS CAPACITÂNCIAS PARASITAS DISTRIBUÍDAS AO LONGO DA LINHA DE TRANSMISSÃO.	142
FIGURA 5.15 – RESULTADO DE SIMULAÇÃO DA ESTRATÉGIA PROPOSTA OBTIDO COM O SOFTWARE PSIM.	142
FIGURA 5.16 – DIAGRAMA DE BLOCOS DO SDR CONSIDERANDO-SE ATRASOS NA REALIMENTAÇÃO DAS VARIÁVEIS.	143
FIGURA 5.17 – RESULTADO DE SIMULAÇÃO DA ESTRATÉGIA PROPOSTA OBTIDO COM O SOFTWARE PSIM.	143
FIGURA 5.18 – RESULTADO DE SIMULAÇÃO DA ESTRATÉGIA PROPOSTA OBTIDO COM O SOFTWARE PSIM.	144
FIGURA 6.1 – CIRCUITO SIMPLIFICADO DE UM VAPAR COM FILTRO DE PRIMEIRA ORDEM.	146
FIGURA 6.2 - IMPEDÂNCIA VISTA NOS TERMINAIS DO VAPAR - MÓDULO E FASE.	149
FIGURA 6.3 – SIMULAÇÃO COM COMPENSAÇÃO COM VAPAR PRODUZINDO UMA REATÂNCIA DE – 0.371PU, REALIZADO COM CONVERSOR IDEAL E FILTRO DE PRIMEIRA ORDEM.	151
FIGURA 6.4 – SIMULAÇÃO COM COMPENSAÇÃO COM VAPAR PRODUZINDO UMA REATÂNCIA DE – 0.371PU, REALIZADO COM CONVERSOR IDEAL E FILTRO DE PRIMEIRA ORDEM.	151
FIGURA 6.5 – SIMULAÇÃO COM COMPENSAÇÃO COM VAPAR PRODUZINDO UMA REATÂNCIA DE – 0.371PU, REALIZADO COM CONVERSOR IDEAL E FILTRO DE PRIMEIRA ORDEM. *, ** E *** VEJA COMENTÁRIOS NO FINAL DO CAPÍTULO 2.	151
FIGURA 6.6 - SIMULAÇÃO COM COMPENSAÇÃO COM VAPAR PRODUZINDO UMA REATÂNCIA DE – 0.371PU, REALIZADO COM CONVERSOR IDEAL E FILTRO DE PRIMEIRA ORDEM. *, ** E *** VEJA COMENTÁRIOS NO FINAL DO CAPÍTULO 2.	151
FIGURA 6.7 – CORRENTES DE REFERÊNCIA E CORRENTE REAL EM CADA UMA DAS FASES DO VAPAR.	152
FIGURA 6.8 - DIAGRAMA ESQUEMÁTICO SIMPLIFICADO PARA PROJETO DE CONTROLADORES DE SEQÜÊNCIA NÃO NULA (DIAGRAMA DA PARTE SUPERIOR) E DE SEQÜÊNCIA ZERO (DIAGRAMA DA PARTE INFERIOR).	154
FIGURA 6.9 – SDR IMPLEMENTADO COM CONVERSOR EM CASCATA ASSIMÉTRICO	156
FIGURA 6.10 – SDR IMPLEMENTADO COM CONVERSOR EM CASCATA ASSIMÉTRICO. EM CIMA: DIAGRAMA DE BLOCOS DE CONTROLE PARA SEQÜÊNCIA NÃO NULA. EM BAIXO: DIAGRAMA DE BLOCOS DE CONTROLE PARA SEQÜÊNCIA NULA.	157
FIGURA 6.11 – IMPEDÂNCIA DE SEQÜÊNCIA POSITIVA PRODUZIDA PELO SDR COM OS PARÂMETROS ADOTADOS.	158
FIGURA 6.12 – SIMULAÇÃO DA COMPENSAÇÃO SÉRIE COM UM DISPOSITIVO SDR IMPLEMENTADO SEM COMPENSAÇÃO DE DEFASAGEM E PRODUZINDO UMA REATÂNCIA DE –0,371PU.	160
FIGURA 6.13 – SIMULAÇÃO DA COMPENSAÇÃO SÉRIE COM UM DISPOSITIVO SDR IMPLEMENTADO SEM COMPENSAÇÃO DE DEFASAGEM E PRODUZINDO UMA REATÂNCIA DE –0,371PU.	160
FIGURA 6.14 – SIMULAÇÃO DA COMPENSAÇÃO SÉRIE UTILIZANDO-SE UM DISPOSITIVO SDR IMPLEMENTADO SEM COMPENSAÇÃO DE DEFASAGEM E PRODUZINDO UMA REATÂNCIA DE – 0,371PU. *, ** E *** VEJA COMENTÁRIOS NO FINAL DO CAPÍTULO 2.	160
FIGURA 6.15 – SIMULAÇÃO DA COMPENSAÇÃO SÉRIE UTILIZANDO-SE UM DISPOSITIVO SDR IMPLEMENTADO SEM COMPENSAÇÃO DE DEFASAGEM E PRODUZINDO UMA REATÂNCIA DE – 0,371PU. *, ** E *** VEJA COMENTÁRIOS NO FINAL DO CAPÍTULO 2.	160
FIGURA 6.16 – DETALHE DO TRANSITÓRIO DA FIGURA 6.14.	161
FIGURA 6.17 – DETALHE DO TRANSITÓRIO DA FIGURA 6.15.	161

FIGURA 6.18 - SIMULAÇÃO DA COMPENSAÇÃO SÉRIE COM UM DISPOSITIVO SDR IMPLEMENTADO SEM COMPENSAÇÃO DE DEFASAGEM E PRODUZINDO UMA REATÂNCIA DE $-0,371$ PU.....	161
FIGURA 6.19 – IMPEDÂNCIA DE SEQUÊNCIA POSITIVA PRODUZIDA PELO SDR COM OS PARÂMETROS ADOTADOS.....	162
FIGURA 6.20 – SIMULAÇÃO DA COMPENSAÇÃO SÉRIE COM UM DISPOSITIVO SDR IMPLEMENTADO COM COMPENSAÇÃO DE DEFASAGEM E PRODUZINDO UMA REATÂNCIA DE $-0,371$ PU.....	163
FIGURA 6.21 – SIMULAÇÃO DA COMPENSAÇÃO SÉRIE COM UM DISPOSITIVO SDR IMPLEMENTADO COM COMPENSAÇÃO DE DEFASAGEM E PRODUZINDO UMA REATÂNCIA DE $-0,371$ PU.....	163
FIGURA 6.22 – SIMULAÇÃO DA COMPENSAÇÃO SÉRIE COM UM DISPOSITIVO SDR IMPLEMENTADO COM COMPENSAÇÃO DE DEFASAGEM E PRODUZINDO UMA REATÂNCIA DE $-0,371$ PU. *, ** E *** VEJA COMENTÁRIOS NO FINAL DO CAPÍTULO 2.....	164
FIGURA 6.23 – SIMULAÇÃO DA COMPENSAÇÃO SÉRIE COM UM DISPOSITIVO SDR IMPLEMENTADO COM COMPENSAÇÃO DE DEFASAGEM E PRODUZINDO UMA REATÂNCIA DE $-0,371$ PU. *, ** E *** VEJA COMENTÁRIOS NO FINAL DO CAPÍTULO 2.....	164
FIGURA 6.24 – DETALHE DO TRANSITÓRIO DA FIGURA 6.22.....	164
FIGURA 6.25 – DETALHE DO TRANSITÓRIO DA FIGURA 6.22.....	164
FIGURA 6.26 - SIMULAÇÃO DA COMPENSAÇÃO SÉRIE COM UM DISPOSITIVO SDR IMPLEMENTADO COM COMPENSAÇÃO DE DEFASAGEM E PRODUZINDO UMA REATÂNCIA DE $-0,371$ PU.....	164
FIGURA 7.1 - RESULTADO EXPERIMENTAL - TENSÕES E CORRENTES OBTIDAS COM O MÉTODO SDR E UM CONVERSOR DO TIPO PONTE-H – OPERAÇÃO EM REGIME PERMANENTE – $V_{DC} = 151,8$V, $V_{AB} = 175$V_{RMS}, 100HZ, $L_{NEG} = -0,16$HENRY. ESCALAS: TENSÕES (50V/DIV), CORRENTES (0,5A/DIV).	170
FIGURA 7.2 - RESULTADO EXPERIMENTAL – TENSÕES E CORRENTES OBTIDAS COM O MÉTODO SDR E UM CONVERSOR DO TIPO MULTINÍVEL ASSIMÉTRICO – OPERAÇÃO EM REGIME PERMANENTE - $V_{AB} = 175$V_{RMS}, 100HZ, $L_{NEG} = -0,16$HENRY. ESCALAS: TENSÕES (50V/DIV), CORRENTES (0,5A/DIV).	170
FIGURA 7.3 - RESULTADO EXPERIMENTAL – ESPECTRO EM FREQUÊNCIA DA CORRENTE DE LINHA, I_T, E DA CORRENTE NO CONVERSOR, I_{LF}, OBTIDAS COM CONVERSOR MONOFÁSICO DO TIPO PONTE-H. ESCALA VERTICAL: (20DB/DIV), ESCALA HORIZONTAL: (250HZ/DIV).....	170
FIGURA 7.4 - RESULTADO EXPERIMENTAL – ESPECTRO EM FREQUÊNCIA DA CORRENTE DE LINHA, I_T, E DA CORRENTE NO CONVERSOR, I_{LF}, OBTIDAS COM CONVERSOR MULTINÍVEL ASSIMÉTRICO. ESCALA VERTICAL: (20DB/DIV), ESCALA HORIZONTAL: (250HZ/DIV).....	170
FIGURA 7.5 - RESULTADO EXPERIMENTAL - TENSÕES E CORRENTES OBTIDAS COM O MÉTODO SDR E UM CONVERSOR DO TIPO MULTINÍVEL ASSIMÉTRICO – OPERAÇÃO EM REGIME PERMANENTE - $V_{AB} = 175$V_{RMS}, 80HZ, $L_{NEG} = -0,16$HENRY. ESCALAS: TENSÕES (50V/DIV), CORRENTES (0,5A/DIV).	171
FIGURA 7.6 - RESULTADO EXPERIMENTAL - TENSÕES E CORRENTES OBTIDAS COM O MÉTODO SDR E UM CONVERSOR DO TIPO MULTINÍVEL ASSIMÉTRICO – OPERAÇÃO EM REGIME PERMANENTE - $V_{AB} = 175$V_{RMS}, 60HZ, $L_{NEG} = -0,16$HENRY. ESCALAS: TENSÕES (50V/DIV), CORRENTES (1A/DIV).	171
FIGURA 7.7 - RESULTADO EXPERIMENTAL – ESPECTRO EM FREQUÊNCIA DA CORRENTE DE LINHA, I_T, OBTIDA SEM QUE O CONVERSOR CC/CA ESTEJA CONECTADO AO SISTEMA. ESCALA VERTICAL: (20DB/DIV), ESCALA HORIZONTAL: (100HZ/DIV).....	172
FIGURA 7.8 - RESULTADO EXPERIMENTAL – RESPOSTA TRANSITÓRIA DE UMA VARIAÇÃO NA TENSÃO DE LINHA V_{AB}, DE 116V_{RMS} PARA 175V_{RMS}, 60HZ. ESCALAS: TENSÕES (50V/DIV), CORRENTES (1A/DIV).	174
FIGURA 7.9 - RESULTADO EXPERIMENTAL – RESPOSTA TRANSITÓRIA DE UMA VARIAÇÃO NA INDUTÂNCIA	

DE REFERÊNCIA, L_{NEG} , DE $-0,08H$ PARA $-0,16H$., $v_{AB} = 175V_{RMS}$, $60HZ$. ESCALAS: TENSÕES ($50V/DIV$), CORRENTES ($1A/DIV$).....	174
FIGURA 7.10 - RESULTADO EXPERIMENTAL – TENSÃO TOTAL NA SAÍDA DO CONVERSOR MULTINÍVEL, V_C, E TENSÕES INDIVIDUAIS PRODUZIDAS POR CADA UMA DAS CÉLULAS INVERSoras EM CASCATA - $v_{AB} = 180V_{RMS}$, $60HZ$, $L_{NEG} = -0,16HENRY$. ESCALAS: TENSÕES DA PARTE SUPERIOR ($50V/DIV$), TENSÕES DA PARTE INFERIOR ($25V/DIV$).....	174
FIGURA 7.11 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DE CIRCUITO PARA SIMULAÇÃO DE FLICKER.....	175
FIGURA 7.12 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DA COMPENSAÇÃO DE FLICKER ATRAVÉS DE INDUTÂNCIA NEGATIVA	176
FIGURA 7.13 – TESTE EM REGIME PERMANENTE SEM USO DE INDUTÂNCIA NEGATIVA. $V_S = 300V_{RMS}$, $L_{NEG} = 0,0H$, $R_{CARGA} = 109,5\Omega$ ($2500W$). TENSÕES NO PONTO DE ACOPLAMENTO ($133V/DIV$), CORRENTE NA LINHA ($1A/DIV$).....	177
FIGURA 7.14 – TESTE EM REGIME PERMANENTE SEM O USO DE INDUTÂNCIA NEGATIVA. $V_S = 300V_{RMS}$, $L_{NEG} = 0,0H$, $R_{CARGA} = 146,0\Omega$ ($1900W$). TENSÕES NO PONTO DE ACOPLAMENTO ($133V/DIV$), CORRENTE NA LINHA ($1A/DIV$).....	177
FIGURA 7.15 – TRANSITÓRIOS DE VARIAÇÃO DE CARGA ENTRE $R_{CARGA} = 109,5\Omega$ E $146,0\Omega$ OBTIDO PARA $V_S = 300V_{RMS}$ E $L_{NEG} = 0,0 H$. TENSÕES NO PONTO DE ACOPLAMENTO ($133V/DIV$), CORRENTE NA LINHA ($1A/DIV$).....	177
FIGURA 7.16 – DIAGRAMA DE CONTROLE DE UMA DAS FASES	178
FIGURA 7.17 – TESTE EM REGIME PERMANENTE PARA $L_{NEG} = -0,062H$, $R_{CARGA} = 146,0\Omega$ ($1700W$). DE CIMA PARA BAIXO: CORRENTE DE LINHA ($1.5A/DIV$), TENSÃO NO PONTO DE ACOPLAMENTO ($150V/DIV$), TENSÃO PRODUZIDA PELO CONVERSOR ($50V/DIV$), INDUTÂNCIA NEGATIVA DE REFERÊNCIA (VALOR MÉDIO: $-0,062H$, ESCALA: $-0,008 HENRY/DIV$).....	179
FIGURA 7.18 – TESTE EM REGIME PERMANENTE PARA $L_{NEG} = -0,104H$, $R_{CARGA} = 109,5\Omega$ ($2270W$). DE CIMA PARA BAIXO: CORRENTE DE LINHA ($1.5A/DIV$), TENSÃO NO PONTO DE ACOPLAMENTO ($150V/DIV$), TENSÃO PRODUZIDA PELO CONVERSOR ($50V/DIV$), INDUTÂNCIA NEGATIVA DE REFERÊNCIA (VALOR MÉDIO: $-0,104H$, ESCALA: $-0,008HENRY/DIV$).....	179
FIGURA 7.19 – TRANSITÓRIO DE VARIAÇÃO DE CARGA DE $R_{CARGA} = 146,0\Omega$ ($1700W$) PARA $109,5\Omega$ ($2270W$). PARTE SUPERIOR: CORRENTES DE LINHA ($1,0A/DIV$). PARTE INFERIOR: INDUTÂNCIA NEGATIVA DE REFERÊNCIA (VALOR MÉDIO DE $-0,062 H$ ANTES DO TRANSITÓRIO E DE $-0,104 H$ DEPOIS DO TRANSITÓRIO, ESCALA: $-0,008H/DIV$).....	180
FIGURA 7.20 – TRANSITÓRIO DE VARIAÇÃO DE CARGA DE $R_{CARGA} = 146,0\Omega$ ($1700W$) PARA $109,5\Omega$ ($2270W$). PARTE SUPERIOR: TENSÕES NO PAC ($133V/DIV$). PARTE INFERIOR: INDUTÂNCIA NEGATIVA DE REFERÊNCIA (VALOR MÉDIO DE $-0,062 H$ ANTES DO TRANSITÓRIO E DE $-0,104 H$ DEPOIS DO TRANSITÓRIO, ESCALA: $-0,008H/DIV$).....	180
FIGURA 7.21 – TRANSITÓRIO DE VARIAÇÃO DE CARGA DE $R_{CARGA} = 146,0\Omega$ ($1700W$) PARA $109,5\Omega$ ($2270W$). PARTE SUPERIOR: TENSÕES PRODUZIDAS PELOS CONVERSORES CC/CA ($50V/DIV$). PARTE INFERIOR: INDUTÂNCIA NEGATIVA DE REFERÊNCIA (VALOR MÉDIO DE $-0,062 H$ ANTES DO TRANSITÓRIO E DE $-0,104 H$ DEPOIS DO TRANSITÓRIO, ESCALA: $-0,008 H/DIV$).....	180
FIGURA 7.22 – TRANSITÓRIO DE VARIAÇÃO DE CARGA DE $R_{CARGA} = 146,0\Omega$ ($1700W$) PARA $109,5\Omega$ ($2270W$). PARTE SUPERIOR: CORRENTES NOS CONVERSORES ($1,0A/DIV$). PARTE INFERIOR: INDUTÂNCIA NEGATIVA DE REFERÊNCIA (VALOR MÉDIO DE $-0,062 H$ ANTES DO TRANSITÓRIO E DE $-0,104 H$ DEPOIS DO TRANSITÓRIO, ESCALA: $-0,008 H/DIV$).....	180
FIGURA 7.23 – TRANSITÓRIO DE VARIAÇÃO DE CARGA DE $R_{CARGA} = 146,0\Omega$ ($1700W$) PARA $109,5\Omega$ ($2270W$). PARTE SUPERIOR: CORRENTES DE LINHA ($1,0A/DIV$). PARTE INFERIOR: INDUTÂNCIA NEGATIVA DE REFERÊNCIA (VALOR MÉDIO DE $-0,104 H$ ANTES DO TRANSITÓRIO E DE $-0,062 H$	

DEPOIS DO TRANSITÓRIO, ESCALA: $-0,008H/DIV$).....	181
FIGURA 7.24 – TRANSITÓRIO DE VARIAÇÃO DE CARGA DE $R_{CARGA} = 146,0\Omega$ (1700W) PARA $109,5\Omega$ (2270W). PARTE SUPERIOR: TENSÕES NO PAC (133V/DIV). PARTE INFERIOR: INDUTÂNCIA NEGATIVA DE REFERÊNCIA (VALOR MÉDIO DE $-0,104 H$ ANTES DO TRANSITÓRIO E DE $-0,062 H$ DEPOIS DO TRANSITÓRIO, ESCALA: $-0,008H/DIV$).....	181
FIGURA 7.25 – TRANSITÓRIO DE VARIAÇÃO DE CARGA DE $R_{CARGA} = 146,0\Omega$ (1670W) PARA $109,5\Omega$ (2270W) OBTIDO PARA $V_{DC} = 150V$ E $V_S = 300V_{RMS}$. PARTE SUPERIOR: TENSÕES NOS CONVERSORES CC/AC (50V/DIV). PARTE INFERIOR: INDUTÂNCIA NEGATIVA DE REFERÊNCIA (VALOR MÉDIO: $-0,104 H$ ANTES DO TRANSITÓRIO E DE $-0,062 H$ DEPOIS DO TRANSITÓRIO, ESCALA: $-0,008H/DIV$).....	181
FIGURA 7.26 – TRANSITÓRIO DE VARIAÇÃO DE CARGA DE $R_{CARGA} = 146,0\Omega$ (1670W) PARA $109,5\Omega$ (2270W) OBTIDO PARA $V_{DC} = 150V$ E $V_S = 300V_{RMS}$. PARTE SUPERIOR: CORRENTES NOS CONVERSORES (1.0A/DIV). PARTE INFERIOR: INDUTÂNCIA NEGATIVA DE REFERÊNCIA (VALOR MÉDIO DE $-0,104 H$ ANTES DO TRANSITÓRIO E DE $-0,062 H$ DEPOIS DO TRANSITÓRIO, ESCALA: $-0,008H/DIV$).	181
FIGURA 10.1 – TRANSFORMAÇÃO DE UM CONJUNTO TRIFÁSICO DE INDUTÂNCIAS NO SISTEMA ABC PARA O SISTEMA DQ0.	206

Índice de Tabelas

<i>TABELA 2.1 - IMPEDÂNCIAS DO GERADOR E CONSTANTES DE TEMPO.....</i>	<i>12</i>
<i>TABELA 2.2 - PARÂMETROS DA MÁQUINA.</i>	<i>12</i>
<i>TABELA 2.3 – PARÂMETROS MECÂNICOS DO EIXO</i>	<i>16</i>
<i>TABELA 2.4 – MODOS DE OSCILAÇÃO DO SISTEMA</i>	<i>17</i>
<i>TABELA 2.5 – PARÂMETROS MECÂNICOS DO EIXO MODELADO POR MASSA ÚNICA.....</i>	<i>19</i>
<i>TABELA 2.6 - IMPEDÂNCIA DO GERADOR EM PU EM 60HZ PARA ESTUDOS DE AUTO-EXCITAÇÃO.....</i>	<i>20</i>
<i>TABELA 2.7 – AUTOVALORES DO SISTEMA.....</i>	<i>25</i>
<i>TABELA 2.8 – DADOS NECESSÁRIOS PARA REALIZAÇÃO DO TESTE TRANSITÓRIO</i>	<i>27</i>
<i>TABELA 2.9 – AUTOVALORES DO SISTEMA.....</i>	<i>32</i>
<i>TABELA 4.1 - COMBINAÇÕES POSSÍVEIS DOS ESTADOS DAS CHAVES.....</i>	<i>72</i>
<i>TABELA 4.2 - COMBINAÇÕES POSSÍVEIS DOS ESTADOS DAS CHAVES.....</i>	<i>76</i>
<i>TABELA 4.3 - COMBINAÇÕES POSSÍVEIS DOS ESTADOS DAS CHAVES.....</i>	<i>78</i>
<i>TABELA 4.4 – COMBINAÇÕES DE CHAVEAMENTO NAS TRÊS FASES DE UM INVERSOR DE 3 NÍVEIS.....</i>	<i>83</i>
<i>TABELA 5.1 – PARÂMETROS DO SISTEMA IMPLEMENTADO.....</i>	<i>128</i>
<i>TABELA 5.2 – PARÂMETROS DE UMA LINHA DE 440kV DA CESP.....</i>	<i>142</i>
<i>TABELA 6.1 – AUTOVALORES DO SISTEMA PARA COMPENSAÇÃO COM VAPAR COM FILTRO DE PRIMEIRA ORDEM.....</i>	<i>150</i>
<i>TABELA 7.1 – PARÂMETROS DO SISTEMA IMPLEMENTADO.....</i>	<i>168</i>
<i>TABELA 7.2 – PARÂMETROS DO SISTEMA IMPLEMENTADO.....</i>	<i>176</i>

Lista de Variáveis

i_t	Corrente nos terminais de um VAPAR, SDR ou BVI.
i_t^*	Referência de Corrente nos terminais do VAPAR.
v_t	Tensão nos terminais de um VAPAR, SDR ou BVI.
C_a	Capacitância do filtro de saída do VAPAR implementado com conversor do tipo fonte de corrente.
L_a	Indutância do filtro de saída do VAPAR implementado com conversor do tipo fonte de tensão.
R_a	Resistência de um filtro de saída do VAPAR.
L_S	Indutância Série ou Indutância do Sistema.
R_S	Resistência Série ou Resistência do Sistema.
Z_S	Impedância Série ou Impedância do Sistema.
L_e	Indutância equivalente sintetizada por um VAPAR, BVI ou SDR.
R_e	Resistência equivalente sintetizada por um VAPAR.
S_n	Chave Semicondutora de número n .
D_n	Diodo de número n .
V_{CC}	Tensão de fonte CC no barramento de um conversor do tipo fonte de tensão.
I_{CC}	Corrente de fonte CC no barramento de um conversor do tipo fonte de corrente.
p_{sn}	Pulso de comando da chave semicondutora n .
$K_p,$	Ganho de controle proporcional que inclui ganho do conversor.
K_p	Ganho de controle proporcional que não inclui ganho do conversor.
v_c	Valor médio por ciclo de chaveamento da tensão produzida pelo conversor.
$V_t(s)$	Transformada de Laplace de v_t .
$I_t(s)$	Transformada de Laplace de i_t .
C_e	Capacitância equivalente sintetizada por um VAPAR ou BVI
e	Sinal de erro de tensão ou erro de corrente.
$E(s)$	Transformada de Laplace do sinal de erro.
Δi	Variação de corrente.
V_{C0}	Tensão inicial no capacitor no barramento CC.
V_C	Tensão no capacitor no barramento CC.
K_C	Ganho proporcional da malha de controle de tensão.
L_f	Indutância de filtragem
C_f	Capacitância de filtragem
R_{L_f}	Resistência parasita da indutância de filtragem L_f
R_{C_f}	Resistência parasita da capacitância de filtragem C_f .
L_t	Indutância dos terminais de saída de um VAPAR com filtro de terceira ordem.

f_{sw}	Frequência de chaveamento.
f_{con}	Largura de banda do sinal de controle.
K_i	Ganho integral.
z_n	n -ésimo zero de função de transferência.
p_n	n -ésimo pólo da função de transferência
Z_e	Impedância equivalente sintetizada por um BVI
A	Ganho de realimentação de um BVI
R_{eq}	Resistência série equivalente de um sistema de transmissão radial
X_{eq}	Reatância série equivalente de um sistema de transmissão radial.
X_C	Reatância capacitiva de compensação série.
f_n	Frequência de ressonância (em Hz).
ω_n	Frequência de ressonância (em rad/s).
f_o	Frequência síncrona do sistema.
R_{fd}	Resistência do circuito de campo do rotor no eixo d .
R_{fq}	Resistência do circuito de campo do rotor no eixo q .
R_{kd}	Resistência do circuito de amortecimento do rotor no eixo d .
R_{kq}	Resistência do circuito de amortecimento do rotor no eixo q .
L_{ad}	Indutância própria de magnetização do estator no eixo d .
L_{aq}	Indutância própria de magnetização do estator no eixo q .
L_{kd}	Indutância do circuito de amortecimento do rotor no eixo d .
L_{kq}	Indutância do circuito de amortecimento do rotor no eixo q .
L_{fd}	Indutância do circuito de campo do eixo d .
L_{fq}	Indutância do circuito de campo do eixo q .
L_L	Indutância de dispersão dos circuito d ou q .
E_{sd}	Tensão de estator induzida no eixo d .
E_{sq}	Tensão de estator induzida no eixo q .
T_{em}	Torque eletromagnético.
Ψ_{ad}	Fluxo de estator no eixo d .
Ψ_{aq}	Fluxo de estator no eixo q .
T_{d0} , T_d , T'_{d0} e T'_d	Constantes de tempo da máquina síncrona.
k_{mn}	Constante elástica entre as massas m e n do eixo.
D_m	Constante de atrito correspondente a massa m .
H_m	Constante de Inércia em pu da massa m .
δ_m	Ângulo da massa m em relação ao eixo de referência síncrono.
D_{wm}	Desvio de velocidade da massa m em relação a velocidade síncrona.
P_{Gen}	Potência Elétrica gerada.
L_T	Indutância do transformador.
R_T	Resistência do transformador.
R_{rd}	Resistência do rotor para modelo simplificado da máquina síncrona
R_{rq}	Resistência do rotor para modelo simplificado da máquina síncrona.
V_n	Tensão no n -ésimo barramento CC de um conversor multinível.
V_n^*	Tensão de referência no n -ésimo barramento CC de um conversor multinível.
V_a	Tensão no eixo a .
V_b	Tensão no eixo b .
σ_n	n -ésima constante de comparação utilizada na estratégia de modulação de um CMCA.
L_{neg}	Indutância negativa de referência.

v_t^*	<i>Tensão de referência nos terminais do SDR.</i>
v_t	<i>Tensão nos terminais do SDR.</i>
v_{Cf}	<i>Tensão no capacitor de filtragem Cf.</i>
i_{Lf}	<i>Corrente no Indutor de filtragem Lf.</i>
v_{AB}	<i>Tensão entre os terminais A e B.</i>
i_t	<i>Corrente nos terminais do SDR.</i>
k_{it}	<i>Ganho de realimentação do estado i_t.</i>
k_{iLf}	<i>Ganho de realimentação do estado i_{Lf}.</i>
k_{vCf}	<i>Ganho de realimentação do estado v_{Cf}.</i>
k_g	<i>Ganho “feedforward”.</i>
Z_{SDR}	<i>Impedância sintetizada pelo SDR.</i>
R_{comp}	<i>Resistência de compensação.</i>

Lista de Acrônimos

<i>CC</i>	<i>Corrente Contínua</i>
<i>CA</i>	<i>Corrente Alternada</i>
<i>VAPAR</i>	<i>Variable Active Passive Reactance</i>
<i>BVI</i>	<i>Bootstrap Variable Inductance</i>
<i>SDR</i>	<i>Síntese Direta de Reatâncias</i>
<i>CMAC</i>	<i>Conversor Multinível Assimétrico em Cascata</i>
<i>PWM</i>	<i>Pulse Width Modulation</i>
<i>SVM</i>	<i>Space Vector Modulation</i>
<i>IEEE</i>	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
<i>FACTS</i>	<i>Flexible AC Transmission Systems</i>
<i>HP</i>	<i>High Pressure</i>
<i>IP</i>	<i>Intermediate Pressure</i>
<i>LPA</i>	<i>Low Pressure A</i>
<i>LPB</i>	<i>Low Pressure B</i>
<i>GEN</i>	<i>Generator</i>
<i>EXC</i>	<i>Exciter</i>
<i>SSR</i>	<i>Subsynchronous Resonance</i>
<i>IGBT</i>	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
<i>MCT</i>	<i>MOSFET Controlled Thyristor</i>
<i>MOSFET</i>	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor</i>
<i>IGCT</i>	<i>Integrated gated Controlled Thyristor</i>
<i>THD</i>	<i>Total Harmonic Distortion</i>
<i>DF1</i>	<i>First Order Distortion Factor</i>
<i>DF2</i>	<i>Second Order Distortion Factor</i>
<i>WTHD</i>	<i>Weighted Total Harmonic Distortion</i>
<i>DSP</i>	<i>Digital Signal Processor</i>
<i>μC</i>	<i>Micro-Controller</i>
<i>PD</i>	<i>Phase Disposition</i>
<i>PS</i>	<i>Phase Shift</i>
<i>POD</i>	<i>Phase Opposition Disposition</i>
<i>APOD</i>	<i>Alternated Phase Opposition Disposition</i>
<i>H</i>	<i>Hybrid</i>
<i>CESP</i>	<i>Companhia Energética de São Paulo</i>
<i>DSSC</i>	<i>Distributed Static Series Compensators</i>
<i>FFT</i>	<i>Fast Fourier Transform</i>

PAC *Ponto de Acoplamento Comum*
DVR *Dynamic Voltage Restorer*
TCSC *Tyristor Controlled Series Capacitor*
EMI *Electromagnetic Interference*

CAPÍTULO 1

Introdução

1.1 APRESENTAÇÃO

Para alguns circuitos elétricos, a indutância é um parâmetro indesejável. Em sistemas de transmissão de energia em corrente alternada, por exemplo, a indutância causa problemas de limitação do fluxo de potência e prejudica a estabilidade de tensão. Tradicionalmente, a compensação de reativos com o uso de capacitores em paralelo chaveados ou de transformadores com múltiplos *taps* podem ser empregados para manter a tensão relativamente estável. Quanto ao problema do fluxo de potência, tradicionalmente usam-se capacitores ligados em série com a linha de transmissão para diminuir a impedância série resultante e fazer com que, em alguns sistemas, a transmissão de energia seja economicamente viável. Infelizmente, os bancos de capacitores inseridos podem causar oscilações de potência e ressonância subsíncrona, sendo necessárias medidas corretivas para evitar danos ao eixo da turbina e oscilações elétricas.

Por outro lado, o desenvolvimento da tecnologia de controle de conversores CC/CA com comutação em alta frequência tornou possível a síntese de formas de onda de tensão e corrente que seguem sinais de referência com alto conteúdo harmônico. A partir daí, as aplicações para tais conversores deixaram de ser apenas relacionadas a fontes de tensão com frequência variável, uma vez que, dentro de certos limites, pode-se gerar formas de onda genéricas. Assim, ao longo das últimas décadas, foram surgindo dispositivos com diversas funções e finalidades, que, até

então, eram tecnicamente inviáveis como: filtros ativos de tensão e corrente; fontes ininterruptas de energia; compensadores de afundamentos de tensão; controladores de fluxo de potência etc.

Uma das funções pouco exploradas na literatura para conversores estáticos chaveados é a síntese de impedâncias não-naturais. Teoricamente, as impedâncias não-naturais podem apresentar característica indutiva, capacitiva ou resistiva negativas e podem ser utilizadas em sistemas elétricos com diferentes finalidades. Alternativas para a realização da compensação série de linhas de transmissão, por exemplo, através do uso de indutâncias negativas no lugar de capacitâncias, foram sugeridas há mais de uma década. A principal vantagem desta possível substituição é que uma indutância negativa não provoca ressonância elétrica com a linha de transmissão, o que elimina a possibilidade da ocorrência de ressonância subsíncrona. Outra possível vantagem é que o dispositivo eletrônico proporciona maior flexibilidade operacional, através da adição de outras funcionalidades, e possibilita a realização da compensação com desempenho superior, de forma contínua, mais rápida e com transitórios menores. No entanto, ainda hoje, existem muitas limitações tecnológicas que impedem a sua utilização em sistemas práticos.

Indutâncias negativas podem ser sintetizadas artificialmente através de conversores que podem ser controlados de maneira a forçar que a corrente em seus terminais siga o comportamento de um indutor negativo. O conceito da síntese de bipolos não-naturais é bastante difundido e utilizado em eletrônica analógica. No entanto, há uma série de dificuldades técnicas para a realização de sua síntese a partir de conversores CC/CA de potência, que não existem para o caso da utilização de amplificadores analógicos. A primeira dificuldade está associada a necessidade de se obter uma eficiência elevada, a qual só pode ser conseguida com conversores que não operem na região ativa, ou seja, conversores chaveados. Por sua vez, o chaveamento provoca uma limitação drástica da largura de banda do sinal sintetizado. Enquanto que, para o caso de amplificadores analógicos, pode-se sintetizar sinais de dezenas ou centenas de MHz. Contudo, dificilmente consegue-se construir ou projetar conversores de potência que sejam tecnicamente viáveis e capazes de produzir sinais com frequências superiores a 10kHz. O chaveamento introduz ainda a necessidade da utilização de filtros, o que inviabiliza a reutilização da maioria das técnicas para síntese de bipolos não-naturais com amplificadores analógicos. A

partir destas limitações, houve a necessidade de elaboração de técnicas específicas para a utilização de conversores chaveados.

A primeira das técnicas propostas para a realização de impedâncias não-naturais em sistemas elétricos foi o VAPAR (*Variable Active Passive Reactance*). Inicialmente, seus autores cogitaram como possível aplicação a miniaturização de componentes reativos e, só mais tarde, foi identificada a possibilidade da substituição dos capacitores, utilizados para compensação série.

Como alternativa ao VAPAR, outras técnicas foram reportadas na literatura como a BVI (*Bootstrap Variable Impedance*) e a SDR (Síntese Direta de Reatâncias). Além disto, outras aplicações e finalidades para impedâncias não-naturais em sistemas elétricos foram identificadas: ajuste da defasagem angular entre sistemas no ponto de acoplamento; o ajuste de fator de potência; amortecimento de oscilações etc.

1.2 MOTIVAÇÕES E OBJETIVOS

Apesar dos trabalhos publicados sobre compensação série com indutâncias negativas indicarem que a sua utilização no lugar dos capacitores é uma alternativa vantajosa sob muitos aspectos, ainda há grandes empecilhos e dúvidas a serem superados até que seja possível e viável a execução de implementações práticas. É necessário buscar novas alternativas e soluções que tornem uma possível realização mais viável.

Conforme discutiremos detalhadamente em momento oportuno, as estratégias de controle propostas precisam ser melhoradas. O VAPAR, por exemplo, apresenta limitações associadas à estabilidade de seu funcionamento. A estratégia BVI, embora seja teoricamente simples, é adequada apenas para aplicações em derivação, tendo limitações de funcionamento em aplicações de compensação série. Além disto, conforme justificaremos posteriormente, sua realização prática é mais difícil. A estratégia SDR, que pode operar em malha aberta e apresenta vantagens em relação ao BVI quando o objetivo é a inserção do bipolo em série. Em contrapartida, dos três métodos, este é o que requer um tratamento mais refinado do sinal de referência de tensão quando o objetivo é sintetizar uma indutância, pois é mais susceptível a ruídos de alta frequência, e possui o inconveniente de necessitar de resistores para amortecer oscilações do filtro de saída, o que é inaceitável para aplicações de potências elevadas.

No que diz respeito à análise de estabilidade, existe uma carência de estudos mais aprofundados. Sabe-se que um circuito formado apenas por bipolos naturais e não controlados é sempre estável e que o mesmo pode não ser verdade se existir algum elemento não-natural no circuito. Para algumas aplicações foram realizados estudos sobre a estabilidade com a inclusão de indutância negativa. No entanto, nestes estudos não foram consideradas, por exemplo, as influências dos controladores escolhidos, as influências das estratégias de síntese adotadas (VAPAR, SDR ou BVI) e as possíveis variações de parâmetros da planta. Além disso, muitas das comparações entre a compensação com capacitores e com indutores negativos consideram modelos bastante simplificados do sistema.

Por se tratar de uma aplicação de alta potência, a solução deve ter eficiência elevada. Portanto, é necessário, também, investigar a possibilidade da utilização de diversas topologias de conversores CC/CA e técnicas de modulação mais viáveis para a aplicação. Além disso, a capacidade de manipulação de potência dos conversores e as restrições de custo devem ser levadas em conta, o que torna necessária a investigação de novas estratégias de controle e de técnicas de projeto que minimizem o processamento de potência dos conversores e que simplifiquem a implementação.

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

Frente ao grande número de barreiras a serem superadas, este trabalho realiza alguns estudos sobre o assunto e propõe alternativas que diminuam algumas dificuldades técnicas das propostas disponíveis na literatura para a realização de compensação série com a utilização de indutância negativas. O trabalho não tem a pretensão de resolver todos os empecilhos identificados, mas contribuir para tornar as implementações práticas mais viáveis e factíveis.

Inicialmente, no Capítulo 2, realiza-se um estudo de um modelo para simulação da ressonância subsíncrona. Neste capítulo são comparadas duas situações distintas, a compensação com banco de capacitores e a compensação com uma indutância negativa ideal, sendo esta hipotética. Posteriormente, no Capítulo 6, este modelo servirá de referência para comparação da compensação série utilizando-se diferentes estratégias e levando-se em conta algumas restrições das técnicas de realização.

No capítulo 3, é realizada uma revisão bibliográfica sobre as técnicas de síntese de bipolos não-naturais a partir de conversores chaveados, indicando os pontos positivos e negativos de cada uma das soluções, principalmente para a aplicação de compensação série.

O Capítulo 4 apresenta uma síntese sobre algumas topologias de conversores CC/CA multiníveis. Em aplicações de tensão e potência elevada. Essas topologias de conversor contam com grandes vantagens quando comparadas às topologias convencionais. De fato, vantagens como o maior nível de tensão de trabalho, o menor conteúdo harmônico do sinal de saída e o menor nível de interferência eletromagnética praticamente forçam a escolha dessas topologias quando a potência requerida pela aplicação é elevada. Das topologias descritas no capítulo, o estudo do Conversor Multinível em Cascata Assimétrico (CMCA) foi enfatizado. Devido a algumas vantagens em relação às demais topologias, esta foi escolhida para realização de algumas simulações mostradas. Neste capítulo também foi proposta uma técnica de controle de desequilíbrios de tensão no barramento CC do CMCA, a qual pode simplificar possíveis implementações práticas, já que, para a aplicação de síntese de impedâncias não-naturais, não é necessário o fluxo de potência ativa entre conversor e o sistema.

No capítulo 5, uma nova estratégia de controle para realização de indutâncias negativas, baseada na estratégia SDR, é proposta. Os problemas relacionados ao amortecimento dos filtros de saída são solucionados usando-se realimentação de estados, enquanto que a melhoria da imunidade ao ruído de alta frequência é conseguida com o auxílio de um filtro digital. Neste capítulo, ainda são demonstradas as expressões para impedância produzida com a utilização do método e também são realizados estudos sobre estabilidade do método com a variação de parâmetros da planta.

Os objetivos desta tese foram buscados seguindo uma metodologia típica dos projetos na área de eletrônica de potência, para a qual é imprescindível, além da modelagem e conseqüente simulação de circuitos e sistemas, a realização de protótipos, uma vez que muitos problemas são identificados apenas com a construção de equipamentos. Sendo assim, foi implementado em bancada um protótipo de pequena potência para obtenção de resultados e validação das técnicas sugeridas. Os resultados obtidos são mostrados no Capítulo 7. Neste capítulo, também são sugeridas novas funções da indutância negativa em compensação série que são a compensação da cintilação luminosa e a regulação de tensão.

Finalmente, no capítulo 8 são apresentadas as conclusões sobre os estudos realizados e sobre os resultados obtidos. Neste capítulo, também são deixadas algumas sugestões para a continuação dos trabalhos desenvolvidos nesta tese.

CAPÍTULO 2

Estudo de Estabilidade da Compensação Série para um Sistema Radial de Geração

2.1 INTRODUÇÃO

A compensação série de linhas de transmissão através de capacitores possibilita reduzir a reatância série total do sistema de transmissão, permitindo que uma quantidade maior de energia seja transferida através da mesma. Em sistemas em anel ou com linhas de transmissão paralelas, permite controlar o fluxo de potência através das linhas facilitando a operação do sistema. No entanto, em algumas situações, exige a adoção de certos cuidados para evitar instabilidades e garantir a confiabilidade do sistema.

A compensação de maneira arbitrária através de capacitores pode comprometer o bom funcionamento de sistemas mecânicos, de sistemas de controle e elétricos. Em sistemas de geração a vapor, por exemplo, é preciso considerar o fenômeno da flutuação de torque que ocorre devido à interação entre as partes mecânicas e elétricas do sistema. Em outros casos, a compensação pode provocar a diminuição do amortecimento de alguns modos do sistema, o que aumenta as oscilações elétricas, as quais podem provocar atuação de proteções e danos em equipamentos. Estes fenômenos são conhecidos como ressonância subsíncrona, que é a troca de

energia significativa entre a rede elétrica e o sistema de geração, em frequências menores que a frequência síncrona, e que pode ser causada pela presença de capacitores em série usados na compensação de linhas.

A partir da análise simplificada de um gerador síncrono ligado a um sistema através de uma linha de transmissão compensada, temos o circuito RLC série mostrado na

Figura 2.1. No qual R_{eq} e X_{eq} são a resistência e reatância total equivalente que incluem os circuitos do gerador, do transformador, da linha de transmissão e do ponto de acoplamento com o sistema elétrico. Obviamente, a modelagem rigorosa destes sistemas é muito complexa por apresentar elementos variantes no tempo, muitos elementos armazenadores de energia, elementos de controle e dispositivos não lineares. Por isto, pode apresentar várias frequências de ressonância. No entanto, o modelo da figura é suficiente para o entendimento dos fenômenos subsíncronos.

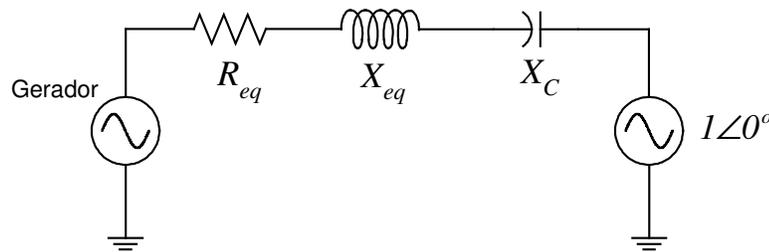


Figura 2.1 - Circuito RLC equivalente de um sistema radial de geração.

Os parâmetros deste circuito elétrico definem uma frequência de ressonância não amortecida dada por:

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.1)$$

ou

$$f_n = f_o \sqrt{\frac{X_C}{X_{eq}}} \quad (2.2)$$

nas quais:

f_o é a frequência síncrona do sistema (em Hz);

X_{eq} representa a reatância série total e engloba as reatâncias X_G , X_{Trafo} , X_L e X_S , que são referentes ao gerador, do transformador, da linha e do sistema respectivamente (em Ω).

Em geral, a frequência de ressonância é menor que a frequência elétrica da rede, pois apenas parte da reatância indutiva da linha de transmissão é compensada. Ou seja:

$$X_C < X_{eq} \Rightarrow f_n < f_o \quad (2.3)$$

As seções seguintes descrevem dois problemas que podem surgir com a compensação série através de bancos de capacitores que são: a Auto-Excitação devida ao Efeito de Gerador de Indução e o problema da Interação e Amplificação de Torque.

2.2 AUTO-EXCITAÇÃO DEVIDO AO EFEITO DE GERADOR DE INDUÇÃO

A presença de componentes espectrais com frequência menor que a frequência do sistema, f_o , pode causar o fenômeno conhecido como auto-excitação ou efeito de gerador de indução. As componentes espectrais de baixa frequência produzem uma onda de força magneto motriz, fmm, girante no estator do gerador com frequência mais baixa que a síncrona. A interação deste campo com o circuito do rotor provoca um fenômeno similar ao que ocorre para a máquina de indução, que apresenta comportamento de gerador quando acionada em velocidades superiores à síncrona. Esta condição de operação como gerador é caracterizada por uma resistência rotórica aparente negativa. Para algumas faixas de valores de compensação, ou seja, para algumas faixas de valores de f_n , a resistência total do conjunto gerador síncrono, transformador, linha de transmissão, etc, pode ser negativa e o circuito RLC série pode apresentar um amortecimento negativo com oscilações crescentes. A este fenômeno dá-se o nome de auto-excitação ou efeito de gerador de indução (“*Self-excitation or Induction Generator Effect*”) [25].

O problema é mais comum se a resistência equivalente da rede é baixa ou se a resistência do rotor for alta. Trata-se de um fenômeno puramente elétrico e independe das características mecânicas do sistema de geração.

2.3 INTERAÇÃO DE TORQUE E AMPLIFICAÇÃO DE TORQUE

A ocorrência de transitórios na rede ou a presença de dispositivos não lineares que excitam a frequência de ressonância elétrica, f_n , do sistema compensado provocam oscilações no rotor em uma frequência $f_o - f_n$. Caso o rotor apresente alguma frequência de ressonância mecânica próxima a esta, haverá oscilações mecânicas que farão com que a tensão produzida pelo

gerador seja modulada. A tensão produzida pelo gerador terá uma componente próxima a f_n com fase tal que aumentará ainda mais a ressonância elétrica. Desta maneira, podem ocorrer oscilações eletromecânicas crescentes que podem danificar o eixo do gerador. A estas oscilações crescentes de torque dá-se o nome de Interação de Torque (“*Torque Interaction*”).

Mesmo nos casos em que estas oscilações são amortecidas, os valores de torque experimentados no eixo serão maiores que os correspondentes sem compensação série. Conseqüentemente, a ocorrência de grandes distúrbios elétricos no sistema pode causar elevados valores de torque nas várias seções do eixo. Este fenômeno é conhecido como Amplificação de Torque (“*Torque Amplification*”) e pode causar danos elásticos cumulativos e irreversíveis ao rotor, comprometendo sua vida útil.

2.3.1 Ferramentas de Análise

A seguir estão descritos os métodos mais comuns para análise e identificação de ressonância subsíncrona.

Varredura em Frequência: Consiste em um método de análise linear no qual mede-se a característica em frequência da rede elétrica a partir do ponto de acoplamento do gerador. Este método permite identificar as frequências naturais da rede que, em conjunto com as informações sobre as características mecânicas do sistema de geração, podem ser usadas para determinar a ocorrência de Auto-Excitação ou das faixas de compensação em que ocorrerá Interação de Torque.

Autovalores: Trata-se da modelagem do sistema em equações diferenciais lineares, escritas na forma de espaço de estados, permitindo a identificação dos modos instáveis ou de baixa estabilidade do sistema. É particularmente útil para projeto de compensadores, usados como medidas para evitar a ocorrência dos fenômenos subsíncronos. Permite a modelagem de sistemas grandes, no entanto, as não linearidades e os efeitos de chaveamento de dispositivos eletrônicos, não podem ser incluídos facilmente na representação do sistema.

Simulação Digital no Tempo: Consiste no uso de métodos de integração numérica para resolver as equações diferenciais que representam o sistema, sejam elas lineares ou não, variantes no tempo ou não. Sua principal vantagem é permitir a modelagem de controladores não lineares,

de chaveamento de dispositivos eletrônicos, de falhas no sistema e de transitórios de chaveamento de linhas.

2.3.2 Modelos Utilizados para Obtenção de Resultados Simulados

Para simulação da ressonância subsíncrona foi utilizado o modelo proposto pelo IEEE em [22]. O modelo considera um sistema de geração térmica, conectado de forma radial através de uma linha de transmissão com compensação série a um sistema de potência, conforme ilustrado na Figura 2.2.

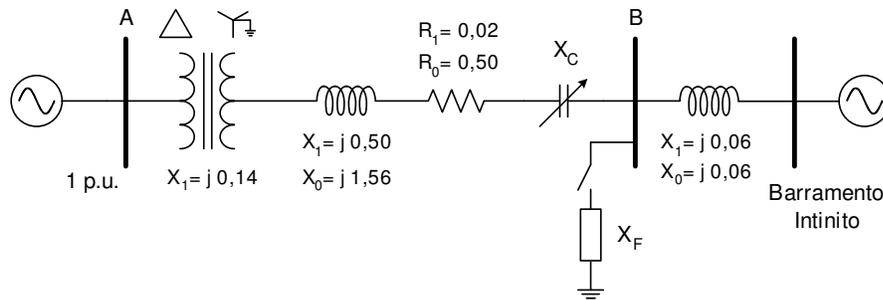


Figura 2.2 - Rede de transmissão para simulação da ressonância subsíncrona.

A máquina síncrona é representada no sistema de eixos ortogonais estacionários, dq , conforme ilustrado na Figura 2.3.

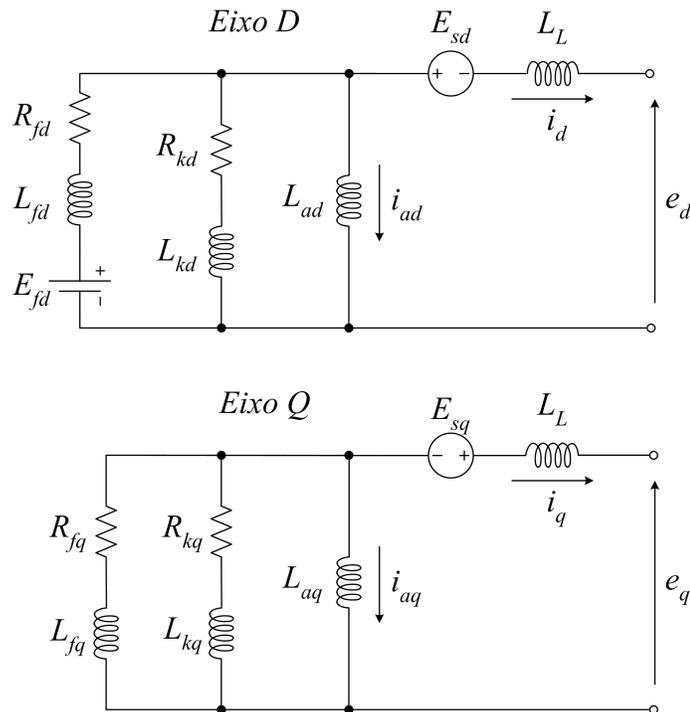


Figura 2.3 - Modelagem da máquina síncrona no sistema de eixos estacionários

Os parâmetros do gerador na forma padrão estão apresentados na Tabela 2.1. A partir destes, pode-se obter os parâmetros do circuito da Figura 2.3 que estão mostrados na Tabela 2.2.

Tabela 2.1 - Impedâncias do Gerador e Constantes de tempo

$X_d = 1,79 pu$	$X_L = 0,13 pu$
$X'_d = 0,169 pu$	$T'_{d0} = 4,3 s$
$X''_d = 0,135 pu$	$T''_{d0} = 0,032 s$
$X_q = 1,71 pu$	$T'_{q0} = 0,85 s$
$X'_q = 0,228 pu$	$T''_{q0} = 0,05 s$
$X''_q = 0,200 pu$	$R_L = 0,0 pu$

Tabela 2.2 - Parâmetros da máquina.

Parâmetro	Eixo D	Eixo Q
R_f (pu)	0,00141	0,00141
X_f (pu)	0,062	0,326
R_k (pu)	0,00408	0,00822
X_k (pu)	0,0055	0,095
X_a (pu)	1,66	1,58
X_L (pu)	0,130	0,130
Base: SB = 892,4MVA, VB = 100kV		

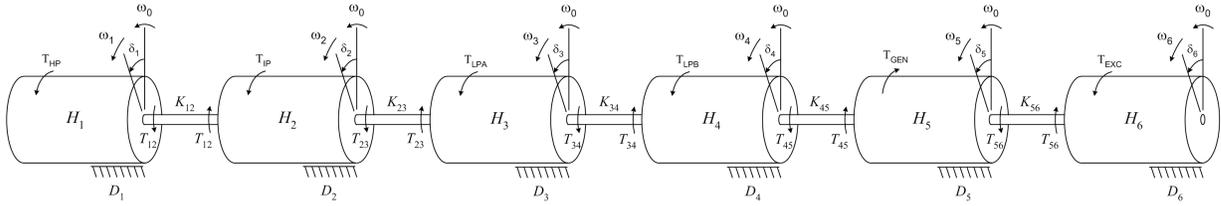
As tensões E_{sd} , E_{sq} e o torque eletromagnético, T_{em} , são dados por:

$$E_{sd} = (L_{aq} i_{aq} - L_L i_q) \omega \quad (2.4)$$

$$E_{sq} = (L_{ad} i_{ad} - L_L i_d) \omega \quad (2.5)$$

$$T_{em} = \psi_{ad} i_q - \psi_{aq} i_d = L_{ad} i_q i_{ad} - L_{aq} i_d i_{aq} \quad (2.6)$$

Devido às dimensões do eixo de um sistema de geração a vapor, a obtenção de um modelo que o represente fielmente em uma ampla faixa de frequências pode ser difícil de ser realizada. Talvez seja necessário fazer sua modelagem utilizando-se parâmetros de massa e mola distribuídos para representar todas as frequências torcionais que podem estar tanto acima quanto abaixo da frequência síncrona. Porém, como o objetivo de nosso estudo são as oscilações de baixa frequência, o eixo do sistema da unidade de geração pode ser modelado por massas independentes ligadas por eixos de rigidez finita e com constante elástica K_n , conforme proposto em [22], [23], [24] e [25] e ilustrado em Figura 2.4. Este modelo permite que as principais frequências torcionais subsíncronas do eixo sejam consideradas.


Figura 2.4 - Modelo Mecânico do Eixo

Os índices HP, IP, LPA, LPB, GEN, EXC referem-se às unidades de Alta Pressão, Pressão intermediária, Baixa Pressão A, Baixa Pressão B, Gerador e Excitatriz respectivamente.

2.3.3 Modelagem do Eixo

As equações que regem o movimento deste sistema mecânico são dadas por:

$$2H_1 \frac{d(\Delta\omega_1)}{dt} = K_{12}(\delta_2 - \delta_1) + T_{HP} - D_1\Delta\omega_1 \quad (2.7)$$

$$2H_2 \frac{d(\Delta\omega_2)}{dt} = K_{23}(\delta_3 - \delta_2) - K_{12}(\delta_2 - \delta_1) + T_{IP} - D_2\Delta\omega_2 \quad (2.8)$$

$$2H_3 \frac{d(\Delta\omega_3)}{dt} = K_{34}(\delta_4 - \delta_3) - K_{23}(\delta_3 - \delta_2) + T_{LPA} - D_3\Delta\omega_3 \quad (2.9)$$

$$2H_4 \frac{d(\Delta\omega_4)}{dt} = K_{45}(\delta_5 - \delta_4) - K_{34}(\delta_4 - \delta_3) + T_{LPB} - D_4\Delta\omega_4 \quad (2.10)$$

$$2H_5 \frac{d(\Delta\omega_5)}{dt} = K_{56}(\delta_6 - \delta_5) - K_{45}(\delta_5 - \delta_4) - T_{GEN} - D_5\Delta\omega_5 \quad (2.11)$$

$$2H_6 \frac{d(\Delta\omega_6)}{dt} = -K_{56}(\delta_6 - \delta_5) - D_6\Delta\omega_6 \quad (2.12)$$

$$\frac{d(\delta_1)}{dt} = (\Delta\omega_1)\omega_0 \quad (\text{rad/s}) \quad (2.13)$$

$$\frac{d(\delta_2)}{dt} = (\Delta\omega_2)\omega_0 \quad (\text{rad/s}) \quad (2.14)$$

$$\frac{d(\delta_3)}{dt} = (\Delta\omega_3)\omega_0 \quad (\text{rad/s}) \quad (2.15)$$

$$\frac{d(\delta_4)}{dt} = (\Delta\omega_4)\omega_0 \quad (\text{rad/s}) \quad (2.16)$$

$$\frac{d(\delta_5)}{dt} = (\Delta\omega_5)\omega_0 \quad (\text{rad/s}) \quad (2.17)$$

$$\frac{d(\delta_6)}{dt} = (\Delta\omega_6)\omega_0 \quad (\text{rad/s}) \quad (2.18)$$

Nas quais,

$\Delta\omega_m$ é o desvio de velocidade angular (em rad/s), $(\omega_m - \omega_0)/\omega_0$, da massa m em relação à referência velocidade angular de referência;

H_m é a constante de inércia (em s) da massa m ;

K_{mp} é a constante elástica (em pu/rad) da seção compreendida entre as massas m e p do eixo;

D_m é o coeficiente de atrito (em pu) correspondente à massa m .

Uma expressão linear aproximada para o torque eletromagnético do gerador pode ser obtida a partir da equação estática de potência dada por:

$$P_{GEN} = \frac{V_G V_S \text{sen}(\delta_5)}{X_G + X_{Trafo} + X_{Linha} + X_S - X_C} \quad (2.19)$$

Fazendo-se uma aproximação linear de primeira ordem do tipo:

$$f(x) \cong f(x_0) + f'(x_0) \cdot (x - x_0) \quad (2.20)$$

obtém-se a seguinte aproximação para o torque eletromagnético desenvolvido, que é válida para pequenas perturbações em torno do ponto de operação, δ_{50} .

$$T_{GEN} \approx T_0 + K_s \cdot \delta_5 \quad (2.21)$$

Na qual, K_s é o coeficiente de torque sincronizante dado por:

$$K_s = \frac{V_G V_S \cos(\delta_{50})}{(X_G + X_{Trafo} + X_{Linha} + X_S - X_C)} \quad (\text{pu/rad}) \quad (2.22)$$

e

$$T_0 = \frac{V_G V_S \text{sen}(\delta_{50}) - V_G V_S \delta_{50} \cos(\delta_{50})}{(X_G + X_{Trafo} + X_{Linha} + X_S - X_C)} \quad (\text{pu}) \quad (2.23)$$

Combinando-se as Equações (2.7)-(2.18) e (2.21) pode-se obter a representação do eixo na forma de espaço de estados:

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (2.24)$$

Na qual, as variáveis de estado são definidas como:

$$x = [\Delta\omega_1 \quad \Delta\omega_2 \quad \Delta\omega_3 \quad \Delta\omega_4 \quad \Delta\omega_5 \quad \Delta\omega_6 \quad \delta_1 \quad \delta_2 \quad \delta_3 \quad \delta_4 \quad \delta_5 \quad \delta_6]^T \quad (2.25)$$

E o vetor de entradas, u , e as matrizes A e B são dadas por:

$$u = [T_{HP} \quad T_{IP} \quad T_{LPA} \quad T_{LPB} \quad T_0]^T \quad (2.26)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{D_1}{2H_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{K_{12}}{2H_1} & \frac{K_{12}}{2H_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{D_2}{2H_2} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{K_{12}}{2H_2} & -\frac{K_{12}+K_{23}}{2H_2} & \frac{K_{23}}{2H_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{D_3}{2H_3} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{K_{23}}{2H_3} & -\frac{K_{23}+K_{34}}{2H_3} & \frac{K_{34}}{2H_3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{D_4}{2H_4} & 0 & 0 & 0 & \frac{K_{34}}{2H_4} & -\frac{K_{34}+K_{45}}{2H_4} & \frac{K_{45}}{2H_4} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{D_5}{2H_5} & 0 & 0 & 0 & \frac{K_{45}}{2H_5} & -\frac{K_{45}+K_{56}}{2H_5} & -\frac{K_5}{2H_5} & \frac{K_{56}}{2H_5} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{D_6}{2H_6} & 0 & 0 & 0 & \frac{K_{56}}{2H_6} & -\frac{K_{56}}{2H_6} & 0 \\ \omega_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \omega_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{2H_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2H_2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{2H_3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2H_4} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2H_5} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (2.28)$$

Os parâmetros do sistema mecânico proposto pelo modelo estão mostrados na Tabela 2.3. Substituindo os valores da tabela, pode-se obter os autovalores da matriz A, que determinam os modos de oscilação do eixo, ou seja, as frequências de ressonância. As constantes de amortecimento mecânico ($D_n=0$) foram desprezadas neste cálculo. Em geral, isto pode ser feito pois, como o rendimento mecânico deve ser alto, os coeficientes de atrito por ventilação e nos mancais são baixos e, como consequência, influenciam pouco nos valores das frequências de ressonância obtidos. Em geral, o movimento torcional do eixo também é ainda menos amortecido. Isto se deve ao fato de que o eixo deve obrigatoriamente operar na região linear, na qual não há deformações permanentes causadas por sua torção. Em alguns casos, fortes transitórios eletromecânicos podem provocar torções de amplitude elevada que podem fazer com que a região não linear seja atingida. Contudo, quando isto ocorre, a integridade do eixo é comprometida por causa dos danos elásticos cumulativos no eixo, que comprometem sua

integridade. Por estes motivos, espera-se que todos os modos de oscilação do eixo apresentem baixo amortecimento.

Tabela 2.3 – Parâmetros mecânicos do eixo

Massa (índice)	Eixo (índice)	Constante de Inércia $H_m(\text{segundos})^*$	Constante Elástica K_{mp} (em pu/rad)
HP (1)		0,092897	
	HP – IP (12)		19,303
IP (2)		0,155589	
	IP – LPA (23)		34,929
LPA (3)		0,858670	
	LPA – LPB (34)		52,038
LPB (4)		0,884215	
	LPB – GEN (45)		70,858
GEN (5)		0,868495	
	GEN – EXC (56)		2,822
EXC (6)		0,0342165	

* A base usada é: $S_b = 892,4\text{MVA}$, $V_b = 500\text{kV}$

Substituindo os parâmetros da Tabela 2.3 na matriz de estados da equação (2.27) e calculando os autovalores, obtemos os modos de oscilação do sistema. A tabela mostra os resultados obtidos. O modo 0, ou modo do sistema, é devido à oscilação entre a máquina síncrona e o sistema. Este modo é fortemente dependente do ângulo de carga escolhido para análise. No caso mostrado na tabela, o parâmetro K_s foi obtido assumindo-se um ângulo δ_{50} igual a 0° e 60° , para uma reatância capacitiva nula. Note que o modo de oscilação em relação ao sistema muda de acordo com a condição de carga escolhida, enquanto que os outros modos de oscilação, que são as frequências de ressonância do eixo, não apresentam variação significativa com o ângulo de carga.

2.3.4 Decomposição no Sistema dq e Análise dos Autovalores

Esta seção trata da obtenção do modelo de pequenos sinais necessário para análise dos autovalores do sistema. A análise considera o esquema sugerido em [22], o qual utiliza o modelo simplificado da máquina síncrona mostrado na Figura 2.5. A linha de transmissão, o transformador e o sistema elétrico também são representados no modelo de eixos estacionários dq conforme ilustrado na figura (Veja Apêndice A):

Tabela 2.4 – Modos de oscilação do sistema

Modo	Autovalores*	f_n (Hz)*	Autovalores	f_n (Hz)**
0 (sistema)	0.0 ± 8.80619	1,401	$0.0 \pm j6.245361$	0,994
1	$0.0 \pm j 99.1488$	15,780	$0.0 \pm j98.9356$	15,746
2	$0.0 \pm j127.024$	20,216	$0.0 \pm j127.0077$	20,214
3	$0.0 \pm j160.620$	25,564	$0.0 \pm j160.5687$	25,555
4	$0.0 \pm j202.994$	32,307	$0.0 \pm j202.9219$	32,296
5	$0.0 \pm j298.177$	47,456	$0.0 \pm j298.1767$	47,456

Obtido para $X_C = 0$, * $\delta_{50} = 0^\circ$, ** $\delta_{50} = 60^\circ$

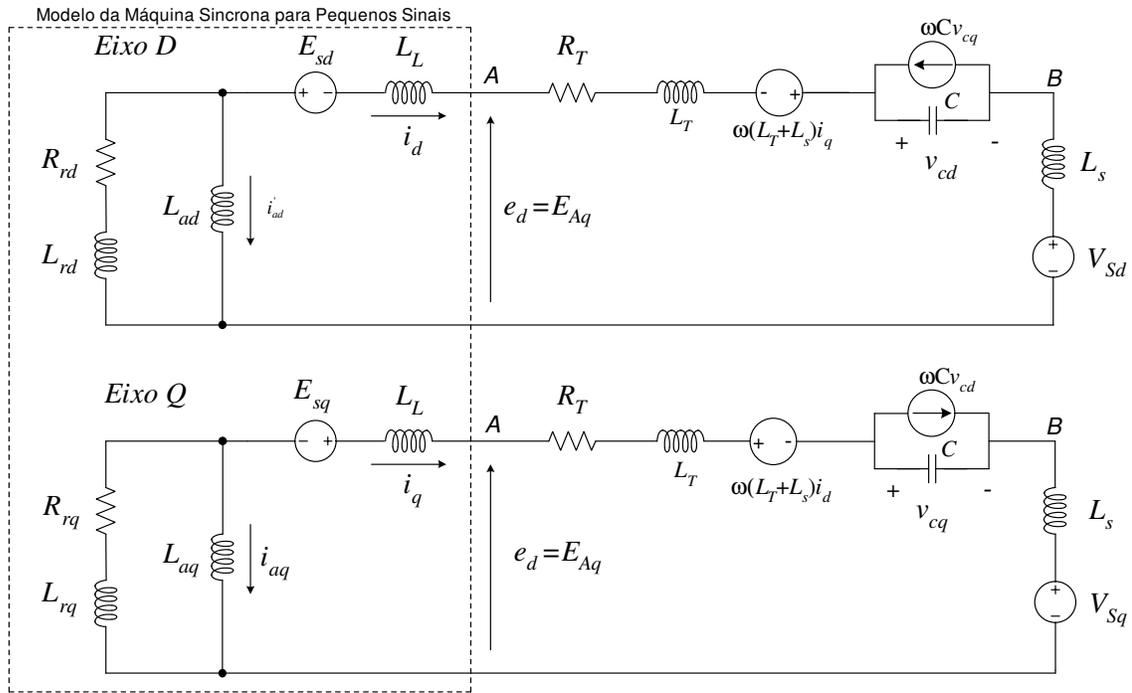


Figura 2.5 - Modelo para realização dos estudos de autovalores

Note que a tensão de campo não está inclusa no modelo e isto se deve ao fato de se tratar de um modelo para pequenos sinais. Naturalmente, para obtenção do conjunto de equações lineares necessárias para a realização dos estudos de autovalores, a tensão de campo será necessária para determinar o ponto de operação para o qual a análise é feita. Como esta tensão não foi contemplada pelo modelo, fica estabelecida a seguinte relação:

$$\dot{i}_{ad}' = i_{ad} - I_{fd0} \tag{2.29}$$

Na qual, I_{fd0} é a corrente de campo devida à tensão de campo constante igual a E_{fd} / R_{fd} .

Como I_{fd0} é constante, diferenciando ambos os lados da equação (2.29), obtemos:

$$\dot{i}_{ad} = \dot{i}_{ad} \quad (2.30)$$

As equações das malhas que contém os indutores L_r e L_a para os eixos d e q respectivamente são:

$$L_{rd}(\dot{i}_d + \dot{i}_{ad}) + R_{rd}(i_d + i_{ad}) = -L_{ad}\dot{i}_{ad} \quad (2.31)$$

$$L_{rq}(\dot{i}_q + \dot{i}_{aq}) + R_{rq}(i_q + i_{aq}) = -L_{aq}\dot{i}_{aq} \quad (2.32)$$

Das quais os termos, \dot{i}_d , \dot{i}_q , \dot{i}_{ad} e \dot{i}_{aq} podem ser isolados, resultando em:

$$L_{rd}\dot{i}_d + (L_{rd} + L_{ad})\dot{i}_{ad} = -R_{rd}i_d - R_{rd}(i_{ad} - i_{fd0}) \quad (2.33)$$

$$L_{rq}\dot{i}_q + (L_{rq} + L_{aq})\dot{i}_{aq} = -R_{rq}i_q - R_{rq}i_{aq} \quad (2.34)$$

A partir das malhas que contém L_a e o capacitor de compensação série C_s , temos:

$$v_{sd} + v_{cd} + R_T i_d + L_{Série} \dot{i}_d + E_{sd} - (L_T + L_S) \omega i_q - L_{ad} \dot{i}_{ad} = 0 \quad (2.35)$$

$$v_{sq} + v_{cq} + R_T i_q + L_{Série} \dot{i}_q - E_{sq} + (L_T + L_S) \omega i_d - L_{aq} \dot{i}_{aq} = 0 \quad (2.36)$$

Nas quais,

$$L_{Série} = L_T + L_S + L_L \quad (2.37)$$

Considere os diagramas mostrados na Figura 2.6. Para uma condição normal de operação como gerador, ilustrada no Figura 2.6 (a), a tensão nos terminais da máquina síncrona, E_A , está defasada em relação ao eixo q de um ângulo δ_i , que é o ângulo de carga do gerador. Como a linha de transmissão apresenta comportamento indutivo, a tensão nos barramentos B e no sistema estão ainda mais atrasadas em relação ao eixo q , ângulo δ_B e δ_S respectivamente.

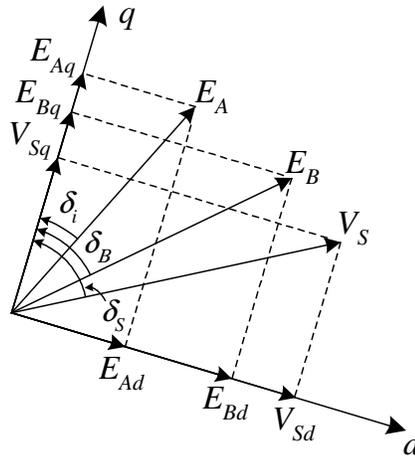


Figura 2.6 – Representação fasorial das tensões nas barras A, B e da tensão no sistema

A partir do diagrama fasorial podemos obter as seguintes expressões:

$$v_{sd} = |V_s| \text{sen}(\delta_s) \quad (2.38)$$

$$v_{sq} = |V_s| \text{cos}(\delta_s) \quad (2.39)$$

Substituindo E_{sd} e E_{sq} dados por (2.4) e (2.5) e v_{sd} e v_{sq} dados em (2.38) e (2.39) em (2.35) e (2.36) respectivamente e isolando-se os termos em derivada tem-se:

$$L_{Série} \dot{i}_d - L_{ad} \dot{i}_{ad} = L_{Série} i_q \omega - L_{aq} i_{aq} \omega - |V_s| \text{sen}(\delta_s) - v_{cd} - R_T i_d \quad (2.40)$$

$$L_{Série} \dot{i}_q - L_{aq} \dot{i}_{aq} = -L_{Série} i_d \omega + L_{ad} i_{ad} \omega - |V_s| \text{cos}(\delta_s) - v_{cq} - R_T i_q \quad (2.41)$$

Para as capacitâncias do circuito direto e de quadratura temos as seguintes expressões:

$$\dot{v}_{cd} = \frac{i_d}{C} + v_{cq} \omega \quad (2.42)$$

$$\dot{v}_{cq} = \frac{i_q}{C} - v_{cd} \omega \quad (2.43)$$

Para a realização dos estudos sobre auto-excitação, a parte mecânica do eixo pode ser simplificada, conforme sugerido em [22]. O eixo, anteriormente modelado por seis massas independentes, é substituído por uma única massa equivalente, conforme ilustrado na Figura 2.7. Outra diferença é que, para estudos de auto-excitação, o amortecimento mecânico deve ser considerado. Os parâmetros mecânicos deste novo modelo são dados na Tabela 2.5.

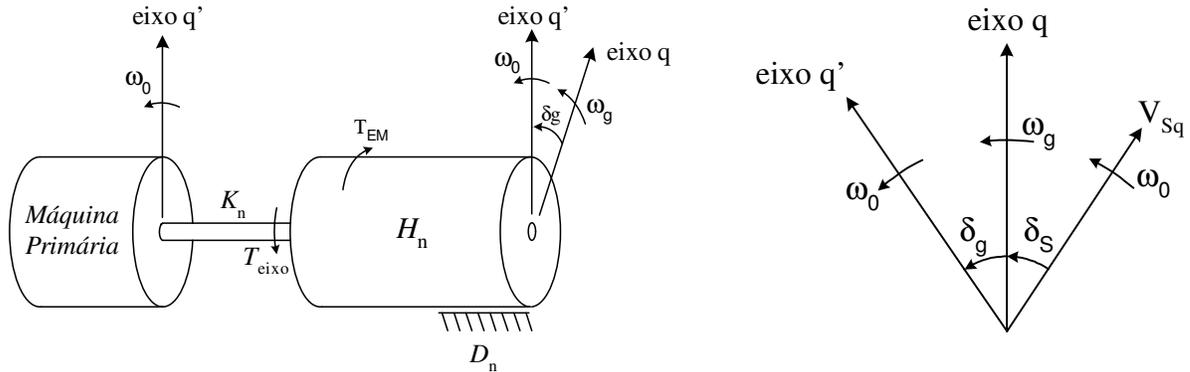


Figura 2.7 - Modelo do eixo para análise dos autovalores

Tabela 2.5 – Parâmetros mecânicos do eixo modelado por massa única

Modo	Frequência	H_n (segundos)	D_n (sem carga)	K_n (pu/rad)
1	15,71	2,7	0,540	139,56
2	20,21	27,8	12,232	2378,13
3	25,55	6,92	0,775	946,12
4	32,28	3,92	0,439	855,48

Os valores dos parâmetros do gerador para o modelo simplificado da Figura 2.5 estão mostrados na Tabela 2.6.

Tabela 2.6 - Impedância do gerador em pu em 60Hz para estudos de auto-excitação

Modo	1	2	3	4
Frequência (Hz)	15,71	20,21	25,55	32,28
X_L (pu)	0,13	0,13	0,13	0,13
R_{rd} (pu)	0,00587	0,00686	0,00764	0,00825
X_{rd} (pu)	0,04786	0,04401	0,04080	0,03823
X_{ad} (pu)	1,66	1,66	1,66	1,66
R_{rd} (pu)	0,00884	0,00936	0,00998	0,01081
X_{rq} (pu)	0,04742	0,04648	0,04556	0,04469
X_{aq} (pu)	1,58	1,58	1,58	1,58

A equação que rege o sistema mecânico da Figura 2.7 é:

$$2H\dot{\omega} = K_n \delta_g - T_{em} - D\omega \quad (\text{pu}) \quad (2.44)$$

Substituindo a expressão do torque eletromagnético dado em (2.6) em (2.44), resulta:

$$2H\dot{\omega} = K_n \delta_g - L_{ad} i_q i_{ad} + L_{aq} i_d i_{aq} - D\omega \quad (\text{pu}) \quad (2.45)$$

O ângulo entre o rotor da máquina síncrona e a turbina, δ_g , é dado por:

$$\dot{\delta}_g = \omega_0 - \omega \quad (\text{rad/s}) \quad \text{ou} \quad \dot{\delta}_g = (\omega_0 - \omega) / \omega_{base} \quad (\text{pu}) \quad (2.46)$$

Como os eixo q' e o fasor V_S giram na mesma velocidade angular, podemos obter uma relação entre δ_g e δ_S (veja a Figura 2.7):

$$\delta_g + \delta_S = cte = \delta_g(0) + \delta_S(0) = \delta_{g0} + \delta_{S0} \quad (2.47)$$

Reescrevendo o conjunto de equações (2.33), (2.34), (2.40), (2.41), (2.42) e (2.43) em pu temos:

$$\frac{L_{rd}}{\omega_{base}} \dot{i}_d + \frac{(L_{rd} + L_{ad})}{\omega_{base}} \dot{i}_{ad} = -R_{rd} i_d - R_{rd} i_{ad} \quad (\text{pu}) \quad (2.48)$$

$$\frac{L_{rq}}{\omega_{base}} \dot{i}_q + \frac{(L_{rq} + L_{aq})}{\omega_{base}} \dot{i}_{aq} = -R_{rq} i_q - R_{rq} i_{aq} \quad (\text{pu}) \quad (2.49)$$

$$\frac{L_{Série}}{\omega_{base}} \dot{i}_d - \frac{L_{ad}}{\omega_{base}} \dot{i}_{ad} = L_{Série} i_q \omega - L_{aq} i_{aq} \omega - \text{sen}(-\delta_g + \delta_{g0} + \delta_{S0}) - v_{cd} - R_T i_d \quad (\text{pu}) \quad (2.50)$$

$$\frac{L_{Série}}{\omega_{base}} \dot{i}_q - \frac{L_{aq}}{\omega_{base}} \dot{i}_{aq} = -L_{Série} i_d \omega + L_{ad} i_{ad} \omega - \text{cos}(-\delta_g + \delta_{g0} + \delta_{S0}) - v_{cq} - R_T i_q \quad (\text{pu}) \quad (2.51)$$

$$\frac{\dot{v}_{cd}}{\omega_{base}} = \frac{i_d}{C} + v_{cq} \omega \quad (\text{pu}) \quad (2.52)$$

$$\frac{\dot{v}_{cq}}{\omega_{base}} = \frac{i_q}{C} - v_{cd}\omega \quad (\text{pu}) \quad (2.53)$$

As equações (2.45), (2.46), (2.48), (2.49), (2.50), (2.51), (2.52) e (2.53) podem ser linearizadas em torno do ponto de operação e equilíbrio, p_0 , cujas coordenadas $(V_{cd0}, V_{cq0}, i_{d0}, i_{q0}, i_{ad0}, i_{aq0}, \omega_0 = 1 \text{ pu})$ são as condições iniciais do sistema em $t = 0$.

$$\frac{L_{rd}}{\omega_{base}} \Delta \dot{i}_d + \frac{(L_{rd} + L_{ad})}{\omega_{base}} \Delta \dot{i}_{ad} = -R_{rd} \Delta i_d - R_{rd} \Delta i_{ad} \quad (2.54)$$

$$\frac{L_{rq}}{\omega_{base}} \Delta \dot{i}_q + \frac{(L_{rq} + L_{aq})}{\omega_{base}} \Delta \dot{i}_{aq} = -R_{rq} \Delta i_q - R_{rq} \Delta i_{aq} \quad (2.55)$$

$$\frac{L_{Série}}{\omega_{base}} \Delta \dot{i}_d - \frac{L_{ad}}{\omega_{base}} \Delta \dot{i}_{ad} = L_{Série} \Delta i_q - L_{aq} \Delta i_{aq} + L_{Série} i_{q0} \Delta \omega - L_{aq} i_{aq0} \Delta \omega + \cos(\delta_{S0}) \Delta \delta_g - \Delta v_{cd} - R_T \Delta i_d \quad (2.56)$$

$$\frac{L_{Série}}{\omega_{base}} \Delta \dot{i}_q - \frac{L_{aq}}{\omega_{base}} \Delta \dot{i}_{aq} = -L_{Série} \Delta i_d + L_{ad} \Delta i_{ad} - L_{Série} i_{d0} \Delta \omega + L_{ad} i_{ad0} \Delta \omega - \sin(\delta_{S0}) \Delta \delta_g - \Delta v_{cq} - R_T \Delta i_q \quad (2.57)$$

$$\frac{\Delta \dot{v}_{cd}}{\omega_{base}} = \frac{\Delta i_d}{C} + \Delta v_{cq} + v_{cq0} \Delta \omega \quad (2.58)$$

$$\frac{\Delta \dot{v}_{cq}}{\omega_{base}} = \frac{\Delta i_q}{C} - \Delta v_{cd} - v_{cd0} \Delta \omega \quad (2.59)$$

$$2H \Delta \dot{\omega} = -D \Delta \omega + K_n \Delta \delta_g - L_{ad} \Delta i_q i_{ad0} + L_{aq} \Delta i_d i_{aq0} - L_{ad} i_{q0} \Delta i_{ad} + L_{aq} i_{d0} \Delta i_{aq} \quad (2.60)$$

$$\Delta \dot{\delta}_g = -\omega_{base} \Delta \omega \quad (\text{rad/s}) \quad (2.61)$$

Nas quais,

$$\Delta \delta_g = \delta_g - \delta_{g0}$$

$$\Delta \delta_S = \delta_S - \delta_{S0} \quad \Delta \delta_S = -\Delta \delta_g$$

$$\Delta v_{cd} = v_{cd} - v_{cd0}$$

$$\Delta v_{cq} = v_{cq} - v_{cq0}$$

$$\Delta i_d = i_d - i_{d0}$$

$$\Delta i_q = i_q - i_{q0}$$

$$\Delta i_{ad} = i_{ad} - i_{ad0}$$

$$\Delta i_{aq} = i_{aq} - i_{aq0}$$

$$\Delta\omega = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_{base}}$$

As equações (2.54) a (2.61) podem ser agrupadas na forma matricial conforme mostrado a seguir.

$$\begin{bmatrix} \frac{L_{rd}}{\omega_{base}} & 0 & \frac{(L_{rd} + L_{ad})}{\omega_{base}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{L_{rq}}{\omega_{base}} & 0 & \frac{(L_{rq} + L_{aq})}{\omega_{base}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{L_{Série}}{\omega_{base}} & 0 & \frac{-L_{ad}}{\omega_{base}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{L_{Série}}{\omega_{base}} & 0 & \frac{-L_{aq}}{\omega_{base}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\omega_{base}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\omega_{base}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2H & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \\ \Delta i_{ad} \\ \Delta i_{aq} \\ \Delta v_{cd} \\ \Delta v_{cq} \\ \Delta \omega \\ \Delta \delta_g \end{bmatrix} = \quad (2.62)$$

$$\begin{bmatrix} -R_{rd} & 0 & -R_{rd} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_{rq} & 0 & -R_{rq} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -R_T & L_{Série} & 0 & -L_{aq} & -1 & 0 & (L_{Série}i_{q0} - L_{aq}i_{aq0}) & \cos(\delta_{S0}) \\ -L_{Série} & -R_T & +L_{ad} & 0 & 0 & -1 & -(L_{Série}i_{d0} - L_{ad}i_{ad0}) & -\sin(\delta_{S0}) \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & v_{cq0} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & -1 & 0 & -v_{cd0} & 0 \\ L_{aq}i_{aq0} & -L_{ad}i_{ad0} & -L_{ad}i_{q0} & +L_{aq}i_{d0} & 0 & 0 & -D & K_n \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_{base} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \\ \Delta i_{ad} \\ \Delta i_{aq} \\ \Delta v_{cd} \\ \Delta v_{cq} \\ \Delta \omega \\ \Delta \delta_g \end{bmatrix}$$

Para que p_0 seja um ponto de equilíbrio em $t=0$, as condições iniciais do sistema devem ser escolhidas de forma que $\dot{v}_{cd}(0)=0$, $\dot{v}_{cq}(0)=0$, $\dot{i}_{ad}(0)=0$, $\dot{i}_{aq}(0)=0$, $\dot{i}_d(0)=0$, $\dot{i}_q(0)=0$, $\dot{\omega}(0)=0$ e $\dot{\delta}_g(0)=0$. A partir das equações (2.33), (2.34), (2.40), (2.41), (2.42), (2.43), (2.45) e (2.46), pode-se verificar que isto é obtido se:

$$-R_{rd}i_{d0} - R_{rd}\dot{i}_{ad0} = 0 \quad (2.63)$$

$$-R_{rq}i_{q0} - R_{rq}\dot{i}_{aq0} = 0 \quad (2.64)$$

$$L_{aq}i_{aq0}\omega_0 - L_{Série}i_{q0}\omega_0 + v_{sd0} + v_{cd0} + R_Ti_{d0} = 0 \quad (2.65)$$

$$L_{Série}i_{d0}\omega_0 - L_{ad}i_{ad0}\omega_0 + v_{sq0} + v_{cq0} + R_Ti_{q0} = 0 \quad (2.66)$$

$$v_{cq0}\omega_0 + \frac{\dot{i}_{d0}}{C} = 0 \quad (2.67)$$

$$v_{cd0}\omega_0 - \frac{i_{q0}}{C} = 0 \quad (2.68)$$

$$-D + K_n \delta_{g0} - L_{ad} i_{q0} i_{ad0} + L_{aq} i_{d0} i_{aq0} = 0 \quad (2.69)$$

Nas quais,

$$\begin{bmatrix} \frac{L_{rd}}{\omega_{base}} & 0 & \frac{(L_{rd} + L_{ad})}{\omega_{base}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{L_{rq}}{\omega_{base}} & 0 & \frac{(L_{rq} + L_{aq})}{\omega_{base}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{L_{Série}}{\omega_{base}} & 0 & \frac{-L_{ad}}{\omega_{base}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{L_{Série}}{\omega_{base}} & 0 & \frac{-L_{aq}}{\omega_{base}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\omega_{base}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\omega_{base}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2H & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \dot{i}_d \\ \Delta \dot{i}_q \\ \Delta \dot{i}_{ad} \\ \Delta \dot{i}_{aq} \\ \Delta \dot{v}_{cd} \\ \Delta \dot{v}_{cq} \\ \Delta \dot{\omega} \\ \Delta \dot{\delta}_g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_{rd} & 0 & -R_{rd} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_{rq} & 0 & -R_{rq} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -R_T & L_{Série} & 0 & -L_{aq} & -1 & 0 & (L_{Série} i_{q0} - L_{aq} i_{aq0}) \cos(\delta_{S0}) & 0 \\ -L_{Série} & -R_T & +L_{ad} & 0 & 0 & -1 & -(L_{Série} i_{d0} - L_{ad} i_{ad0}) \sin(\delta_{S0}) & 0 \\ \frac{1}{C} & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & v_{cq0} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C} & 0 & 0 & -1 & 0 & -v_{cd0} & 0 \\ L_{aq} i_{aq0} & -L_{ad} i_{ad0} & -L_{ad} i_{q0} & +L_{aq} i_{d0} & 0 & 0 & -D & K_n \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_{base} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \\ \Delta i_{ad} \\ \Delta i_{aq} \\ \Delta v_{cd} \\ \Delta v_{cq} \\ \Delta \omega \\ \Delta \delta_g \end{bmatrix} \quad (2.70)$$

Para obtenção das coordenadas, $(V_{cd0}, V_{cq0}, i_{d0}, i_{q0}, i_{ad0}, i_{aq0})$, que determinam o ponto de operação, p_0 , considerou-se a seguinte condição de operação:

Potência de saída do gerador: 0

Modo de oscilação: 3 (25,55Hz)

Reatância Capacitiva: 0,287 pu

Para ilustrar a condição de operação no ponto de equilíbrio p_0 , considere o diagrama fasorial representado na Figura 2.8. O diagrama ilustra uma possível solução para o ponto de operação no sistema, no qual as tensões nas barras estão em fase.

Pelo gráfico representado na Figura 2.8 pode-se deduzir que, para o ponto de equilíbrio p_0 escolhido:

$$i_{q0} = i_{d0} = 0, v_{sq0} = 1, v_{sd0} = 0 \text{ e } \delta_{s0} = 0$$

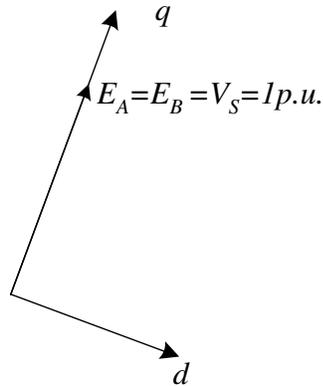


Figura 2.8 – Representação das tensões nos barramentos A e B do sistema na condição de operação no ponto de equilíbrio p_0 desejado (potência nula)

De (2.63) tem-se:

$$\dot{i}_{ad0} = 0$$

De (2.5) tem-se:

$$E_{Aq} = 1 p.u. = L_{ad} i_{ad0} = L_{aq} (\dot{i}_{ad0} + i_{af0}) = L_{aq} i_{af0}$$

$$i_{ad0} = i_{af0} = \frac{1}{L_{ad}}$$

De (2.64) tem-se:

$$i_{aq0} = 0$$

Das equações (2.67) e (2.68) tem-se

$$v_{cq0} = i_{d0} = 0 \text{ e } v_{cd0} = i_{q0} = 0$$

De (2.65) e (2.66) ou a partir do gráfico da Figura 2.8 (b) tem-se:

$$V_{sq} = 1 \text{ e } V_{sd} = 0$$

Finalmente, de (2.69) tem-se:

$$\delta_{g0} = D / K_n$$

Substituindo as coordenadas de p_0 calculadas na equação (2.62):

$$\begin{bmatrix} \Delta \dot{i}_d \\ \Delta \dot{i}_q \\ \Delta \dot{i}_{ad} \\ \Delta \dot{i}_{aq} \\ \Delta \dot{v}_{cd} \\ \Delta \dot{v}_{cq} \\ \Delta \dot{\omega} \\ \Delta \dot{\delta}_g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_{rd}}{\omega_{base}} & 0 & \frac{(L_{rd} + L_{ad})}{\omega_{base}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{L_{rq}}{\omega_{base}} & 0 & \frac{(L_{rq} + L_{aq})}{\omega_{base}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{L_{Série}}{\omega_{base}} & 0 & -\frac{L_{ad}}{\omega_{base}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{L_{Série}}{\omega_{base}} & 0 & -\frac{L_{aq}}{\omega_{base}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\omega_{base}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\omega_{base}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2H & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \quad (2.71)$$

$$\begin{bmatrix} -R_{rd} & 0 & -R_{rd} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_{rq} & 0 & -R_{rq} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -R_T & L_{Série} & 0 & -L_{aq} & -1 & 0 & 0 & 1 \\ -L_{Série} & -R_T & L_{ad} & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 1/C & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -D & K_n \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_{base} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \\ \Delta i_{ad} \\ \Delta i_{aq} \\ \Delta v_{cd} \\ \Delta v_{cq} \\ \Delta \omega \\ \Delta \delta_g \end{bmatrix}$$

Com a ajuda de um software (MATLAB) pode-se substituir os parâmetros e calcular os autovalores da matriz que estão mostrados na Tabela 2.7:

Tabela 2.7 – Autovalores do sistema

Modo	σ	Freq. (Hz)
1	-4,981	94,411
	-4,981	-94,411
2	-3,431	25,573
	-3,431	-25,573
3	1,5030	25,572
	1,5030	-25,572
4	-8,353	

Note que há dois modos de oscilação sintonizados, ou seja, na mesma frequência. Certamente, um deles está relacionado com frequência de ressonância mecânica do eixo, enquanto que outro é correspondente à ressonância do circuito elétrico. Um destes modos possui parte real positiva, sendo portanto instável. O valor encontrado para a parte real do autovalor instável é conhecido como “system decrement factor”. O valor encontrado para este parâmetro é exatamente igual ao obtido em [22] o que valida o equacionamento realizado para sua obtenção.

2.3.5 Simulação no Domínio do Tempo

A simulação no tempo é o método mais indicado para estudo de Amplificação de Torque . O modelo sugerido em [22] considera o modelo completo da máquina, mostrado na Figura 2.3, conectado ao sistema de transmissão da Figura 2.2 e a um eixo modelado com seis massas, conforme a Figura 2.4. O diagrama montado para a simulação no MATLAB\PowerSys está mostrado na Figura 2.9.

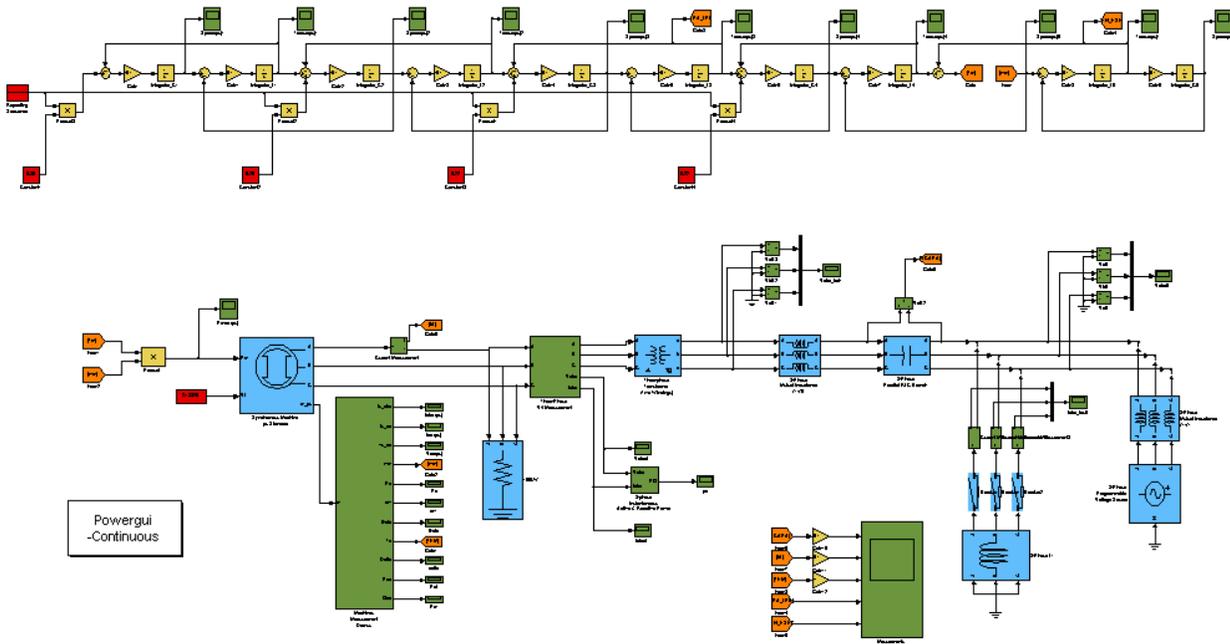


Figura 2.9 – Diagrama de blocos do modelo na simulação do modelo apresentado em [22] no MATLAB \ Power Systems.

As condições em que o teste é realizado seguem os dados mostrados na Tabela 2.8. Inicialmente o sistema está em regime permanente com o gerador operando com fator de potência 0,9 e fornecendo 0,9 pu de potência ativa, conforme descrito na tabela. Um curto-circuito trifásico ocorre no momento em que a tensão na fase “a” é nula e, para cada uma das fases, dura pelo menos 0,075 segundos, conforme indicado na tabela. A partir deste tempo, assim que as correntes de falta se anulam o sistema vai se restabelecendo.

Tabela 2.8 – Dados necessários para realização do teste transitório

Descrição da simulação para estudos de Amplificação de Torque		
Potência de Saída do Gerador:		0,9 pu
Fator de Potência do Gerador:		0,9 pu (atrasado)
Reatância de falta (X_F):		0,04 pu
Localização da Falta:		Barra B (Figura 2.2)
Tipo de falta:		$3\phi + \text{terra}$
Tensão no momento da falta:		$V_a = 0$
Duração da falta	Primeira fase:	$(\Delta t_{falta} = 0,075s)$
	Segunda fase:	$(\Delta t_{falta} > 0,075s) \cup (i_{falta} = 0)$
	Terceira fase:	$(\Delta t_{falta} > 0,075s) \cup (i_{falta} = 0)$
	Reatância Capacitiva (X_C):	0,371 pu*

* Apesar de não ser o mesmo valor considerado nos estudos de auto excitação, utilizaremos este valor de reatância capacitiva por ser o valor sugerido em [22].

A Figura 2.11 mostra as tensões nos barramentos A e B e as correntes de falta. Em $t = 0,1s$, ocorre o curto circuito trifásico na barra B e ocorre um afundamento de tensão no sistema. Na figura também está mostrada a corrente de falta. Note que, mesmo depois que o curto circuito cessa, as tensões nos barramentos não voltam à condição de regime e oscilações são observadas nas tensões. Estas oscilações são de origem mecânica e são provocadas por oscilações da velocidade do eixo da máquina em torno da velocidade síncrona. Isto pode ser explicado observando-se o torque eletromagnético no momento do curto circuito, terceiro gráfico da Figura 2.10. No evento do curto circuito, ocorre uma variação abrupta do torque no eixo que provoca a excitação dos seus modos de oscilação. Como os modos possuem amortecimento baixo, as oscilações mecânicas continuam mesmo depois que o curto circuito cessa. Depois que o curto circuito se extingue, o torque em algumas sessões no eixo atinge valores elevados, bem acima do valor nominal, veja o quarto e o quinto gráfico da figura. O valor do torque máximo atingido depende, além de outros fatores, do tempo de duração e do tipo de curto circuito [22], [23], [25], [24]. Por estes motivos, em geral, o religamento automático após um evento de curto circuito não é indicado. A Figura 2.12 mostra as tensões e correntes nos capacitores utilizados na compensação. Pode-se notar que, após a ocorrência do curto circuito, ocorrem oscilações significativas nos valores de pico destas tensões e correntes nas três fases do sistema. Isto indica que há troca de energia significativa entre o banco de capacitores e o sistema. No último gráfico desta figura, estão mostrados os valores totais instantâneos e médios da potência nos capacitores

das três fases. O valor médio foi calculado com um algoritmo de média móvel com período igual ao período da frequência fundamental da rede. Pelos gráficos, pode-se observar que potência trocada entre os capacitores e a rede tem componentes em vários modos de oscilação, porém, pelo gráfico da potência média, que apresenta uma oscilação predominante em 20Hz indica que existem componentes de tensão e corrente na frequência ressonância do sistema, que é de aproximadamente 40Hz.

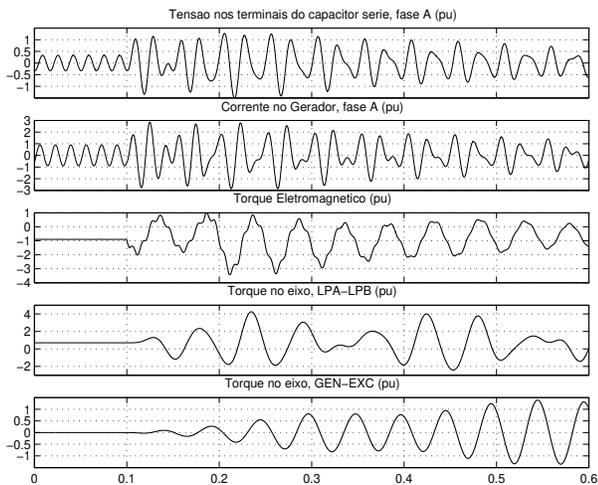


Figura 2.10 – Simulação com compensação com banco de capacitores com reatância de $-0,371pu$.

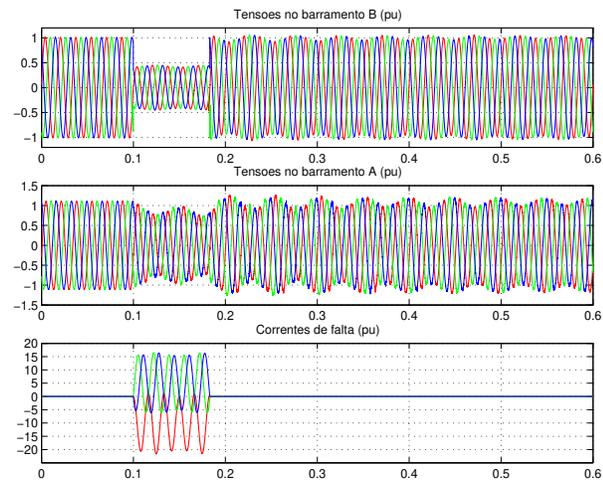


Figura 2.11 – Simulação com compensação com banco de capacitores com reatância de $-0,371pu$.

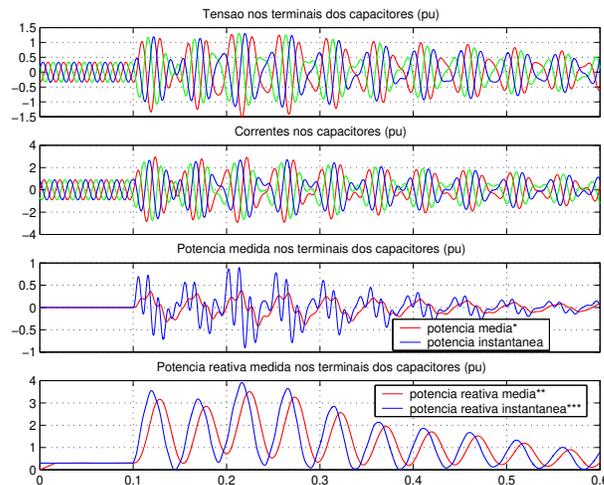


Figura 2.12 – Simulação com compensação com banco de capacitores com reatância de $-0,371pu$. *, ** e ***. Veja comentários a respeito no fim do capítulo.

Na figura 3.13 estão mostrados os resultados de três simulações distintas. Em vermelho, estão duas simulações apresentadas em [22], que se diferem unicamente pelo fato de terem sido obtidas para duas modelagens de rotor diferentes da máquina síncrona. Em preto, está mostrada a

simulação correspondente obtida com o modelo utilizado nesta tese, para a qual foi usado o modelo da máquina síncrona do software *SimPowerSystems* (*Simulink - Matlab*). Conforme pode ser observado, os resultados obtidos são bastante semelhantes à um dos resultados mostrados em [22], o que valida as simulações realizadas.

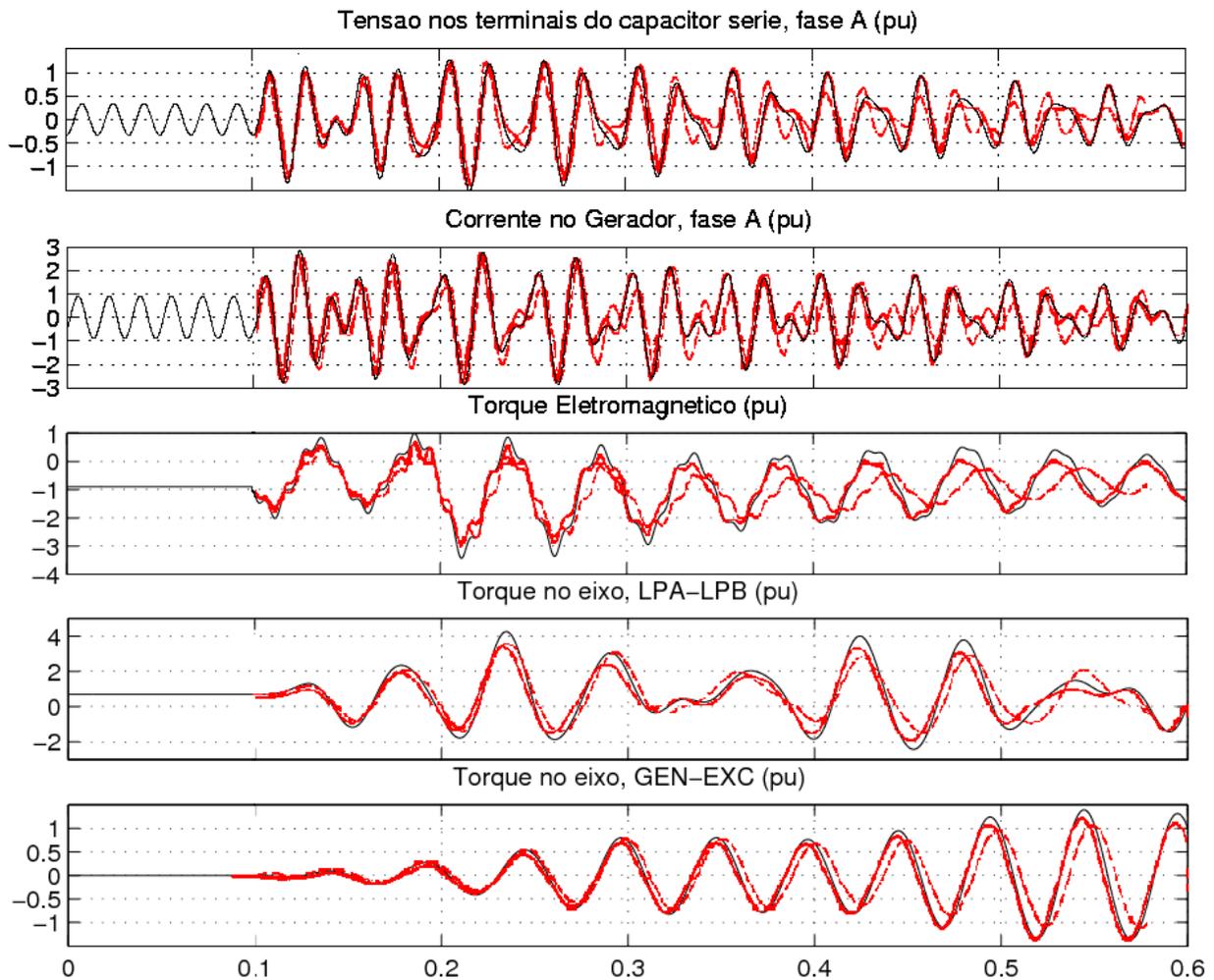


Figura 2.13 – Comparação entre os resultados obtidos nas simulações e o resultado esperado, mostrado em [22].

A Figura 2.17 mostra os mesmo gráficos da Figura 2.10, porém simulados por mais tempo, 5 segundos. Na Figura 2.18 estão mostrados os desvios de velocidade em cada uma dos seis segmentos do eixo, $\Delta\omega_{1-6}$. Pelas figuras, nota-se que as oscilações de torque, velocidade, tensão e corrente são crescentes. Portanto, o sistema é instável.

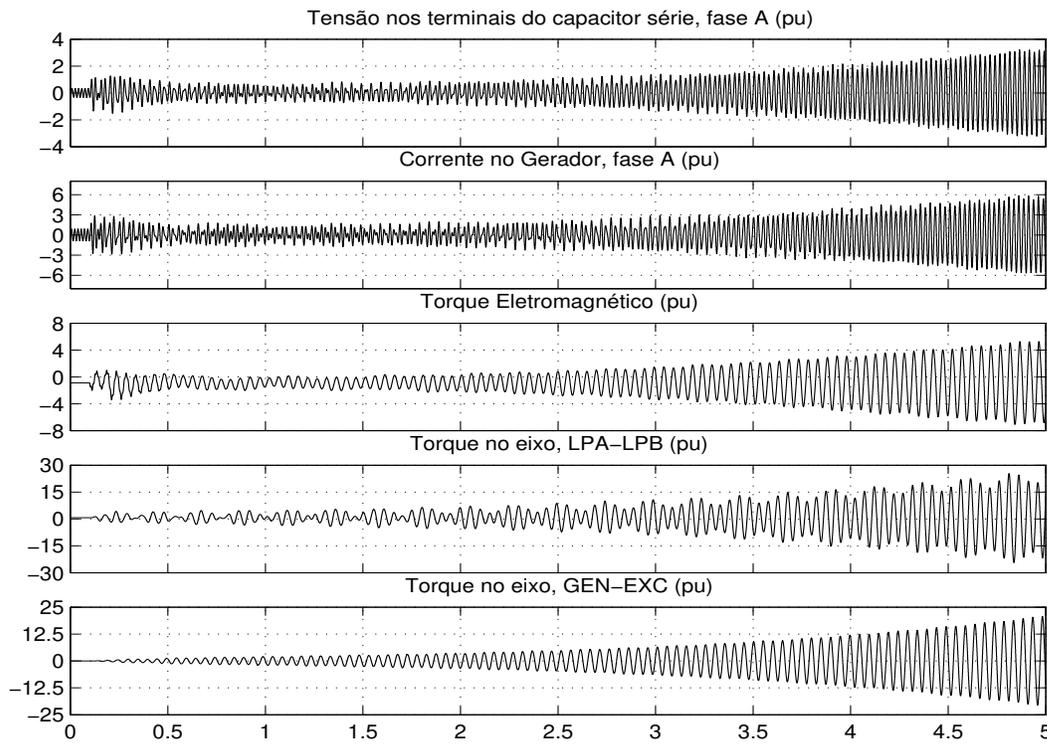


Figura 2.14 – Mesmas variáveis mostradas na Figura 2.10, porém obtidos para um simulação de 5 segundos.

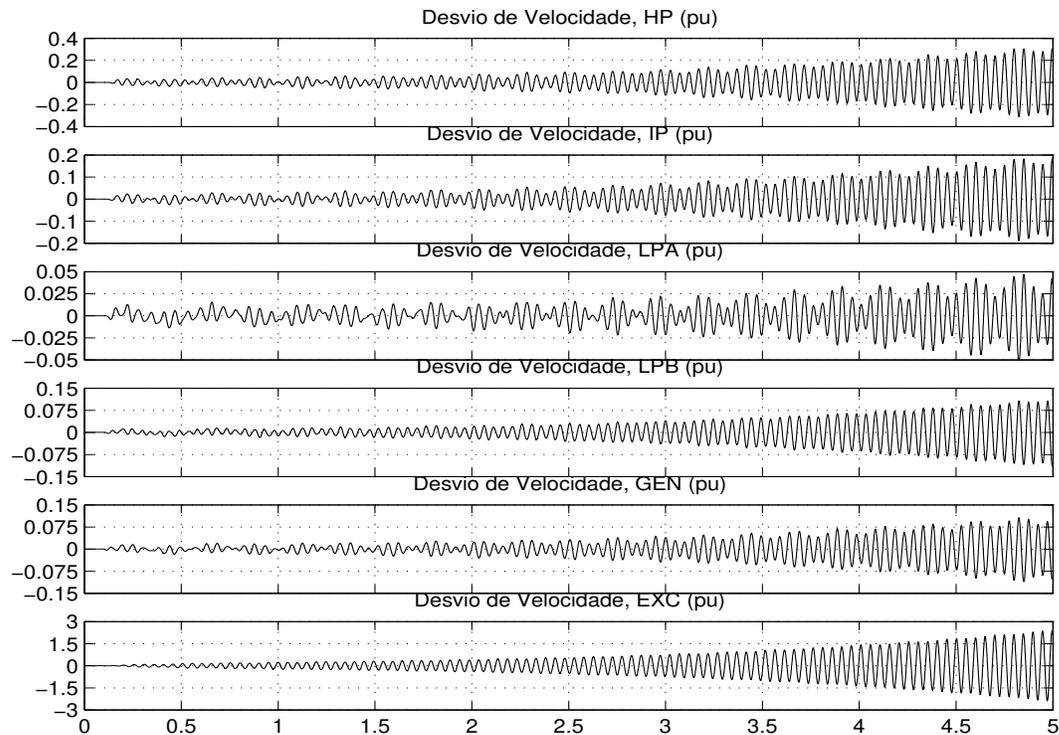


Figura 2.15 – Desvios de velocidade nas diversas seções do eixo.

2.4 INDUTÂNCIA NEGATIVA IDEAL

Para facilitar a comparação entre as técnicas de controle, obteremos primeiramente os autovalores do sistema com indutância negativa ideal. A obtenção da nova matriz de estados para esta situação pode ser feita diretamente a partir da eq. (2.70) e está mostrada na eq. (2.72).

$$\begin{bmatrix} \frac{L_{rd}}{\omega_{base}} & 0 & \frac{(L_{rd} + L_{ad})}{\omega_{base}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{L_{rq}}{\omega_{base}} & 0 & \frac{(L_{rq} + L_{aq})}{\omega_{base}} & 0 & 0 \\ \frac{L_{série} + L_{neg}}{\omega_{base}} & 0 & \frac{-L_{ad}}{\omega_{base}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{L_{série} + L_{neg}}{\omega_{base}} & 0 & \frac{-L_{aq}}{\omega_{base}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2H & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \\ \Delta i_{ad} \\ \Delta i_{aq} \\ \Delta \omega \\ \Delta \delta_g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_{rd} & 0 & -R_{rd} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_{rq} & 0 & -R_{rq} & 0 & 0 \\ -R_T & L_{série} & 0 & -L_{aq} & \left((L_{série} + L_{neg}) i_{q0} - L_{aq} i_{aq0} \right) \cos(\delta_{S0}) & 0 \\ -(L_{série} + L_{neg}) & -R_T & L_{ad} & 0 & -\left((L_{série} + L_{neg}) i_{d0} - L_{ad} i_{ad0} \right) - \text{sen}(\delta_{S0}) & 0 \\ L_{aq} i_{aq0} & -L_{ad} i_{ad0} & -L_{ad} i_{q0} & L_{aq} i_{d0} & -D & K_n \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_{base} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \\ \Delta i_{ad} \\ \Delta i_{aq} \\ \Delta v_{cd} \\ \Delta v_{cq} \\ \Delta \omega \\ \Delta \delta_g \end{bmatrix} \quad (2.72)$$

A partir da equação (2.72) pode-se obter os autovalores do sistema, os quais estão listados na Tabela 2.9.

Ainda não há um consenso entre os pesquisadores a respeito do significado e da validade e da definição do termo “Potência Reativa Instantânea” [28]. Nesta tese, o doutorando optou por utilizá-la em alguns gráficos tão somente como um indicador comparativo entre resultados.

O significado conceitual desta definição não é objeto de estudo deste trabalho. A seguir estão descritas a forma com que os termos indicados em alguns gráficos com *, ** e *** foram calculados.

* A potência média é calculada realizando-se uma média móvel do somatório do produto entre tensão e corrente nas três fases do dispositivo com um período fixo de 1/60 segundos.

$$P(t) = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c$$

** A potência reativa média é calculada realizando-se uma média móvel da Potência Reativa Instantânea *** nos terminais do dispositivo com um período fixo de 1/60 segundos.

*** A potência reativa instantânea é calculada de acordo com Teoria de Potência Instantânea [28] através do produto cruzado entre a tensão e corrente nas três fases do dispositivo.

$$S(t) = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha$$

Tabela 2.9 – Autovalores do sistema

Modo	σ	Freq. (Hz)
1	-2,0520	59,971
	-2,0520	-59,971
2	-0,0049	25,573
	-0,0049	-25,573
3	-1,0210	
4	-1,3268	

Comparando-se os resultados com os mostrados na Tabela 2.7, pode-se notar que a simples inclusão do indutor negativo no lugar das tradicionais capacitâncias pode ser suficiente para estabilizar o sistema. Como o modelo da linha de transmissão considerado é apenas um indutor, a ordem do sistema compensado é menor do que com a compensação com capacitores. Naturalmente, isto não é verdade quando considerarmos o tipo de controlador utilizado para realização da indutância negativa. A ordem do sistema aumentará de acordo com o tipo de controlador utilizado.

As Figura 2.16, Figura 2.17 e Figura 2.18 mostram as simulações obtidas com a substituição dos capacitores por indutância negativa ideal. Comparando-se com a Figura 2.11 com a Figura 2.17, nota-se que houve eliminação das oscilações de tensão e corrente na frequência de ressonância. De forma que a tensão no barramento B é imediatamente restabelecida na sua condição de regime após o término do curto circuito.

Com a eliminação das componentes sub-harmônicas na corrente e na tensão, na frequência $60 - f_n$, as oscilações do toque eletromagnético devidas à ressonância, são minimizadas e há uma considerável redução dos valores máximos de torque experimentados nas seções do eixo, conforme pode ser observado comparando-se a Figura 2.10 com a Figura 2.16.

Pelos resultados mostrados na Figura 2.18 e na Figura 2.12, nota-se que, diferentemente do que ocorria para o caso da compensação com capacitores, para a compensação com indutores negativos, a potência reativa média não apresenta as mesmas oscilações devidas à ressonância. A potência reativa nos indutores negativos, que na condição normal de operação antes do transitório era cerca de 0.3 pu, aumenta consideravelmente durante o transitório de curto-circuito atingindo cerca de pico de 2 pu e cerca de 1,2 pu de média por ciclo. Embora elevados, os valores de pico alcançados durante os transitórios são menores que no caso da compensação com capacitores.

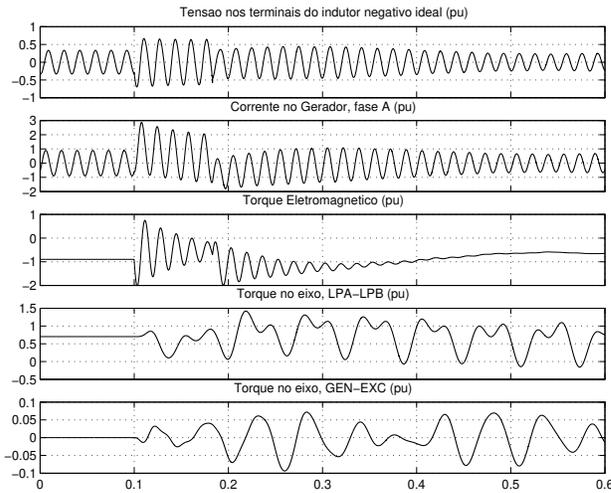


Figura 2.16 – Simulação com compensação com indutores negativos ideais com reatância de -0.371 pu.

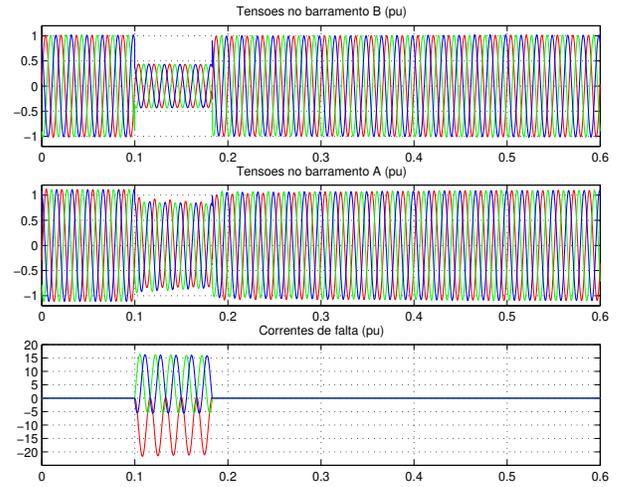


Figura 2.17 – Simulação com compensação com indutores negativos ideais com reatância de -0.371 pu.

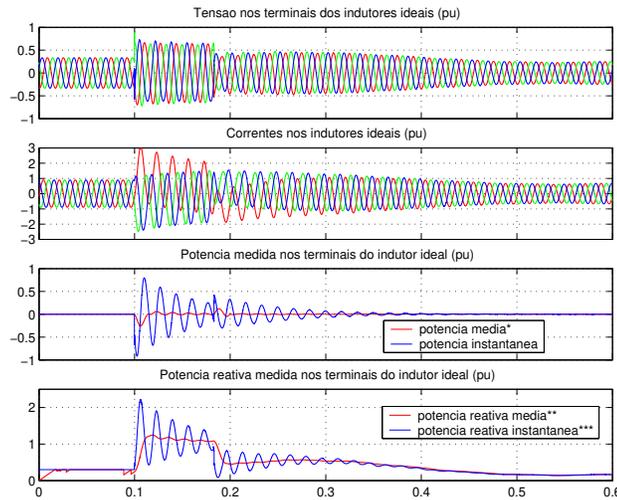


Figura 2.18 – Simulação com compensação com indutores negativos ideais com reatância de -0.371 pu. *, ** e *** veja comentários no final do capítulo.

A Figura 2.19 mostra os mesmo gráficos da Figura 2.16, porém simulados por mais tempo, 5 segundos. Na Figura 2.20 estão mostrados os desvios de velocidade em cada uma dos seis segmentos do eixo, $\Delta\omega_{1-6}$. Pelas figuras, nota-se que, ao contrário do que ocorria no caso da compensação com capacitores (Figura 2.17 Figura 2.18), as oscilações de torque, de velocidade, de tensão e de corrente não são crescentes. As oscilações observadas nos desvios de velocidade e nos torques entre as seções LPA-LPB e GEN-EXC são constantes. Tal situação se justifica pelo fato de que as constantes de amortecimento mecânico foram desconsideradas ($D_m = 0$) e pelo fato de que, não simulação, não foi considerado nenhum dispositivo auxiliar ou de controle para amortecer tais oscilações mecânicas.

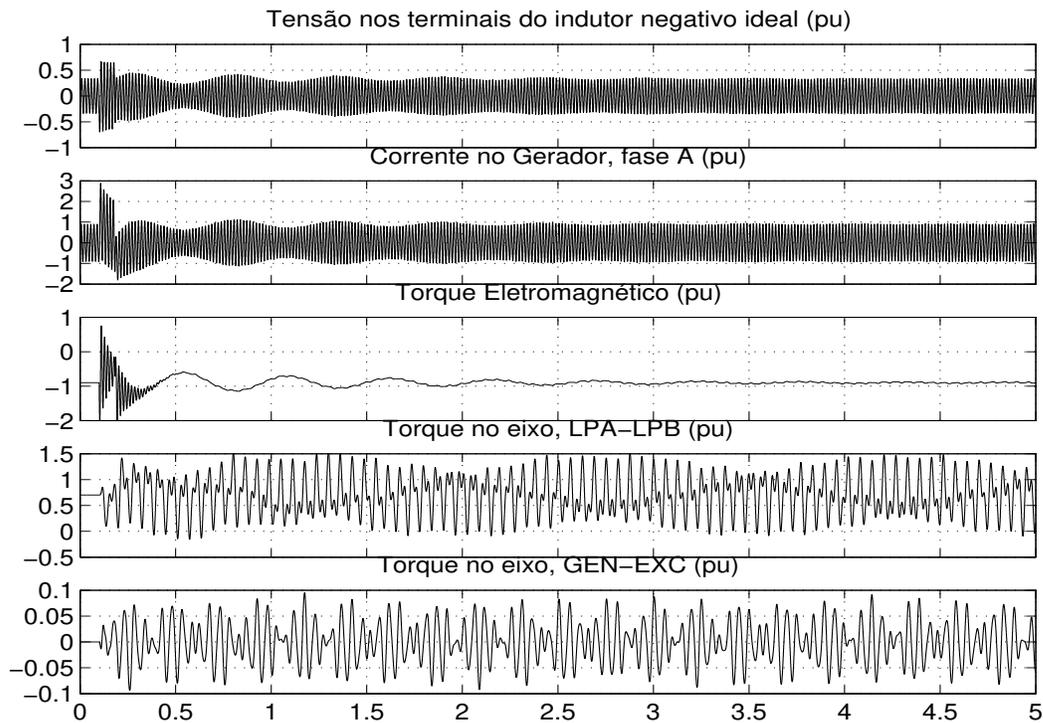


Figura 2.19 – Mesmos gráficos mostrados na Figura 2.16, porém simulados até 5 segundos.

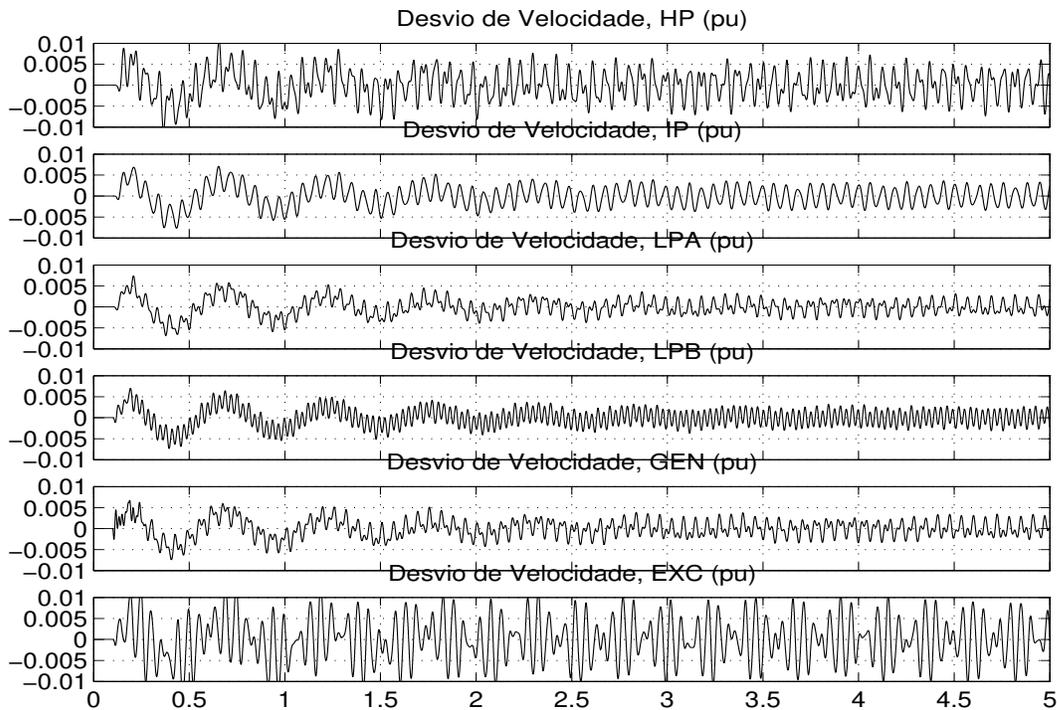


Figura 2.20 – Desvios de velocidade, $\Delta\omega$, nas diversas seções do eixo..

2.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo, foi realizado um estudo de um modelo para simulação da ressonância subsíncrona. Foram obtidos resultados para duas situações distintas: a compensação com banco de capacitores; e a compensação com uma indutância negativa ideal. Estes resultados servirão como referência para comparação com métodos mais factíveis de realização de indutâncias negativas. Conforme discutido no Capítulo 1, devido às limitações do conversor utilizado e da técnica de realização escolhida, indutores negativos ideais não podem ser produzidos. Posteriormente, no Capítulo 6, utilizaremos o modelo descrito aqui, bem como os resultados obtidos, para comparação da compensação série utilizando-se diferentes estratégias. Antes disto, realizaremos um estudo mais aprofundado sobre conversores multiníveis CC/CA, Capítulo 4, e proporemos uma nova técnica de realização de indutâncias negativas, descrita no Capítulo 5.

CAPÍTULO 3

Síntese de Impedâncias com Conversores Estáticos

3.1 O VAPAR

O VAPAR, “Variable Active-Passive Reactance” inicialmente proposto em [1] e desenvolvido em uma série de artigos subsequentes [2] - [13], é um controlador eletrônico capaz de sintetizar bipolos elétricos, sejam eles passivos (indutâncias ou capacitâncias), sejam eles ativos (fontes). A lógica de controle do VAPAR está fundamentada no tipo de bipolo que se deseja sintetizar. Ou seja, no caso de indutâncias, por exemplo, deve-se obter uma corrente nos terminais que seja proporcional à integral da tensão. Da mesma maneira, no caso da síntese de capacitâncias, a tensão de saída é proporcional à integral da corrente. Aos elementos equivalentes sintetizados em seus terminais dá-se o nome de impedância virtual ou impedância não natural.

Na prática, um VAPAR pode ser implementado a partir de um inversor, uma fonte CC e um elemento reativo para filtragem, conforme mostra a Figura 3.1. Quando a fonte no lado CC do inversor é uma fonte de tensão, o elemento reativo no lado CA do inversor deve ser um indutor. Por outro lado, se a fonte no lado CC do inversor é uma fonte de corrente, o elemento reativo no lado CA do inversor deve ser um capacitor. Em ambos os casos, é possível, através de uma lógica de controle adequada, sintetizar impedâncias não naturais, sejam elas ativas ou reativas, positivas

ou negativas. Contudo, o uso da topologia da Figura 3.1 (b) é menos vantajosa, pois, em geral, esta configuração apresenta maiores perdas devido à condução permanente de corrente que deve ocorrer através do inversor.

Em aplicações em que o elemento sintetizado é puramente reativo, não existe a necessidade da conexão de fontes de tensão ou corrente no lado CC do inversor. De fato, as fontes de tensão e correntes dos circuitos da Figura 3.1 (a) e da Figura (b) podem ser substituídas por capacitores e indutores respectivamente. Contudo, como veremos em sessões posteriores, nestes casos é necessário que haja um controle da energia armazenada no elemento reativo usado para substituir a fonte. Ou seja, é necessário que haja controle na tensão do capacitor, ou da corrente no indutor, usado na substituição.

Uma das justificativas possíveis para a utilização do VAPAR é o fato dele tornar possível a obtenção de reatâncias elevadas a partir de elementos reativos menores. Com isto, pode-se obter sistemas mais leves, menores e/ou mais eficientes. Existe também a possibilidade de obter elementos reativos variáveis, o que pode ser vantajoso para aplicações de controle e proteção. Outra justificativa é a substituição de indutores convencionais, cuja energia é armazenada na forma magnética, por um indutor virtual no qual a maior parte da energia é armazenada na forma eletrostática no capacitor do lado CC do inversor.

Quando há uma fonte de tensão no lado CC do inversor, este é capaz de sustentar em seus terminais de saída uma tensão que, quando devidamente filtrada, segue um valor de referência pré-determinado. Assim, o inversor atua como uma fonte de tensão cujo valor é controlado pela referência estabelecida. O indutor ligado em série com esta fonte tem o papel de limitar a propagação das componentes de alta frequência, provocadas pelo chaveamento das chaves semicondutoras do inversor, para o circuito ao qual o VAPAR está conectado. Além disto, em conexões com circuitos que apresentam uma baixa impedância de acoplamento, este indutor atua também como um limitador que impede que a corrente cresça de forma excessivamente rápida. Obviamente, o indutor, por si só, não é capaz de limitar o valor absoluto das correntes que podem ocorrer, por exemplo, por uma componente CC na tensão produzida pelo conversor. Desta forma, dependendo do circuito ao qual o VAPAR está ligado, pode ser necessário garantir, através de um sistema de proteção ou de alguma estratégia de controle, que esta componente CC não seja produzida nos terminais de saída do conversor.

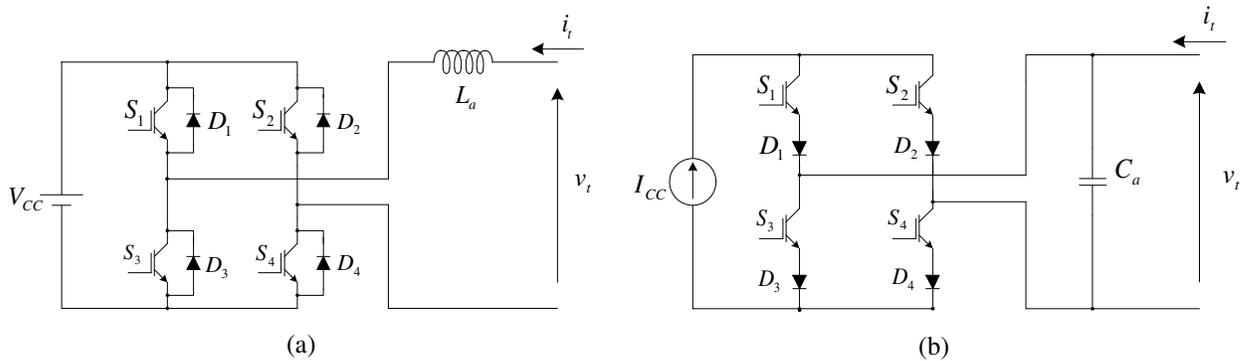


Figura 3.1 - Diagrama esquemático de um VAPAR (a) realizado com conversor do tipo fonte de tensão (b) realizado com conversor do tipo fonte de corrente.

De uma maneira dual, quando se usa uma fonte de corrente no lado CC do inversor, pode-se sintetizar uma corrente que, quando devidamente filtrada, segue um valor de referência pré-determinado. Assim, o inversor atua como uma fonte de corrente cujo valor é controlado pela referência estabelecida. O capacitor ligado em paralelo com esta fonte tem o papel de filtrar as componentes de alta frequência provocadas pelo chaveamento das chaves semicondutoras do conversor. Além disto, em conexões com circuitos que apresentam uma alta impedância de acoplamento, este capacitor atua também como um limitador da variação da tensão de saída do conversor, impedindo que esta cresça de forma excessivamente rápida.

3.2 REALIZAÇÃO DO VAPAR

Originalmente, duas técnicas de controle foram propostas: controle proporcional e controle por histerese. A seguir, apresentaremos ambas as técnicas de controle inicialmente propostas em [1]. Como exemplo, consideraremos o VAPAR conectado a um circuito composto por uma fonte de tensão e uma impedância série, conforme ilustrado na Figura 3.2.

3.2.1 Controle Proporcional com Operação Indutiva

O controle proporcional opera em malha fechada, ou seja, a variável controlada, que pode ser uma tensão ou uma corrente, é medida e comparada com um valor de referência estabelecido, gerando um sinal de erro. O valor de referência é obtido a partir da equação que descreve o comportamento do bipolo que se deseja sintetizar.

A Figura 3.2 mostra o diagrama esquemático de um VAPAR com controle proporcional. No caso da síntese de indutâncias, a variável controlada é a corrente. Assim, a corrente nos

terminais do VAPAR é medida e comparada com seu valor de referência, o qual é estabelecido conforme a seguinte equação:

$$i_t^* = \frac{1}{L_e} \cdot \int v_t \cdot dt \tag{3.1}$$

Na qual:

L_e é o valor da indutância equivalente sintetizada (em H)

e v_t é a tensão nos terminais do VAPAR (em V).

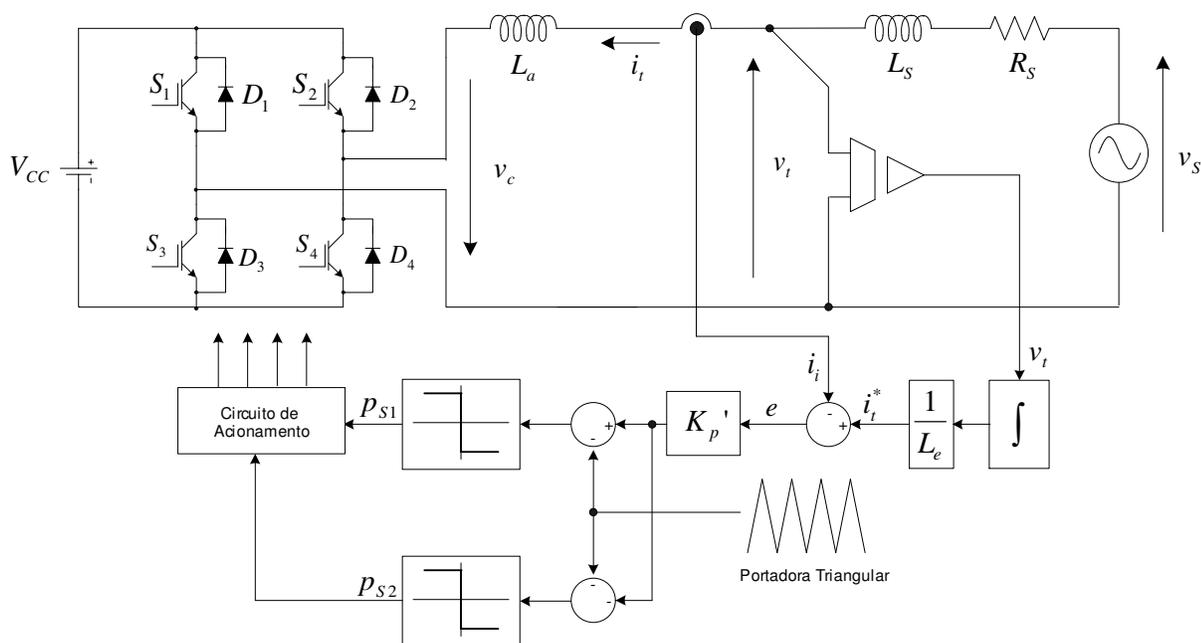


Figura 3.2 - VAPAR em operação indutiva, controle proporcional e inversor operando com três níveis.

Conforme mostrado na figura, este sinal de referência é comparado com a corrente real nos terminais do VAPAR, i_t , gerando um sinal de erro. Os pulsos para as chaves semicondutoras são obtidos diretamente a partir da comparação de um sinal proporcional a este erro com uma portadora triangular. Usando-se a lógica de comparação indicada na figura, o conversor gera uma tensão de 3 níveis na saída do inversor.

A integração da tensão v_t pode não ser uma tarefa simples de ser realizada. O chaveamento do inversor gera uma tensão com componentes de alta frequência e cabe ao filtro, L_a , reduzir a propagação destas componentes para os demais nós do circuito. Contudo, sabe-se que para frequências elevadas, as impedâncias correspondentes às indutâncias L_a e L_s são muito

maiores que a parte correspondente a R_S . Desta forma, para altas frequências, estas indutâncias prevalecem e dividem a tensão produzida pelo inversor. O que nos leva a concluir que a filtragem proporcionada pelo filtro indutivo de 1ª ordem, L_a , é pouco eficiente e que a tensão v_t necessariamente apresenta componentes de alta frequência. Estas componentes serão maiores quanto maior for a relação entre L_S e L_a . Assim, se o valor de L_a for escolhido como sendo muito maior que L_S , a ação da filtragem será boa e não haverá dificuldades para a amostragem do sinal de tensão.

Infelizmente, a indutância de filtro, L_a , não pode ser escolhida para ser arbitrariamente alta. Além de problemas como o maior peso, custo e dificuldade de projeto do indutor, um valor de indutância de filtro muito elevado pode fazer necessário também um aumento da tensão CC do conversor, pois este deve ser capaz de impor uma tensão suficientemente elevada para impor as variações de corrente requeridas pelo controle. Nas aplicações em que a escolha de um valor de L_a grande o suficiente para que haja uma boa ação de filtragem é inviável, deve-se garantir que os sensores de tensão utilizados possuam uma grande largura de banda para que seja possível amostrar adequadamente o sinal. Alternativamente, um filtro passa baixas deve ser incluído na medição da tensão e, neste caso, seus efeitos na dinâmica do controle devem ser levados em conta. Estas dificuldades tornam uma possível implementação totalmente digital difícil de ser realizada, pois pode ser necessário realizar a integração com um período de amostragem muito pequeno ou de forma analógica.

3.2.2 Resposta em Frequência do Controle Proporcional

Sabe-se que o desempenho da estratégia de controle proporcional depende do ganho utilizado. Para sistemas estáveis, quanto maior for o ganho proporcional, menor é o erro entre os sinais de referência e real. A seguir será mostrado um estudo sobre a influência do ganho escolhido no desempenho do sistema. Embora toda a modelagem realizada nesta seção seja feita através de variáveis contínuas, ela pode ser válida para sistemas discretos e chaveados, desde que alguns cuidados referentes à escolha da frequência de chaveamento, da taxa de amostragem e da quantidade de *bits* dos processos de discretização sejam tomados.

Na Figura 3.3 o VAPAR está modelado como uma fonte de tensão ideal em série com o elemento de filtragem, L_a . Esta aproximação é válida, pois as componentes de alta frequência

não devem influenciar o controle. A resistência R_a é a resistência equivalente de perdas no VAPAR devido a perdas no capacitor, perdas de comutação e condução nas chaves e perdas no núcleo e cobre do indutor de filtragem.

O sistema ao qual o VAPAR está acoplado está representado por uma fonte de tensão em série com uma impedância RL . Para sistemas com impedâncias de Thevinin equivalente genérica, ou seja, impedâncias que são funções genéricas da variável de Laplace, s , os resultados obtidos certamente serão diferentes e, portanto, este estudo deve ser realizado separadamente para cada caso.

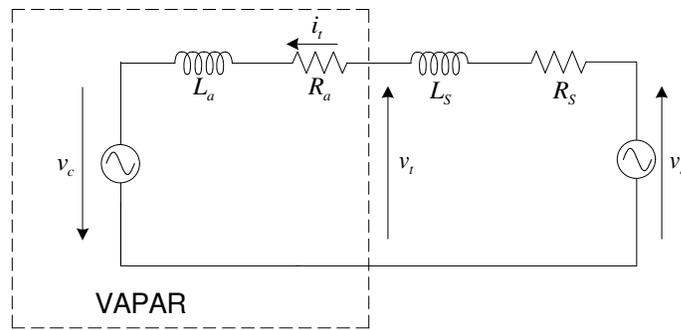


Figura 3.3 – VAPAR conectado em série com circuito.

A partir da Figura 3.2 e Figura 3.3, pode-se obter as seguintes equações:

$$I_t(s) = \frac{V_s(s) + V_c(s)}{[s \cdot (L_a + L_s) + (R_a + R_s)]} \quad (3.2)$$

$$V_c(s) = K_p \cdot E(s) = K_p \cdot (I_{ref}(s) - I_t(s)) \quad (3.3)$$

$$V_t(s) = V_s(s) - (s \cdot L_s + R_s) \cdot I_t(s) \quad (3.4)$$

Nas quais: K_p é o ganho proporcional total, em (V/A), inclui o ganho de tensão do inversor e o ganho do bloco K_p' mostrado na Figura 3.2.

Reescrevendo a equação (3.1) no domínio da frequência temos:

$$I_t^*(s) = \frac{V_t(s)}{sL_e} \quad (3.5)$$

A partir das equações (3.2) - (3.5), obtém-se o diagrama de blocos de controle mostrado na Figura 3.4.

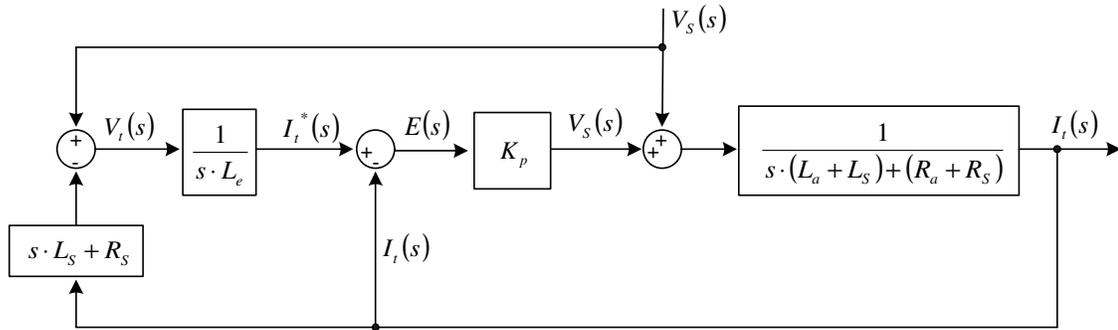


Figura 3.4 - Diagrama de blocos de um VAPAR com controle proporcional e operação indutiva ligado a sistema com impedância RL.

Considerando-se que a entrada $V_s(s)$ seja nula e manipulando-se as equações (3.2) - (3.5) pode-se obter a função de transferência entre $V_t(s)$ e $I_t(s)$, (3.6), que é a função de transferência que representa a impedância equivalente sintetizada pelo VAPAR.

$$\frac{V_t(s)}{I_t(s)} = s \cdot L_e \cdot \frac{s \cdot L_a + R_a + K_p}{s \cdot L_e + K_p} \quad (3.6)$$

Note que, como o objetivo é obter uma indutância equivalente L_e , K_p deve ser suficientemente grande para que a função de transferência se torne aproximadamente igual a:

$$\frac{V_t(s)}{I_t(s)} \cong s \cdot L_e \quad (3.7)$$

Do contrário, escolhendo-se K_p pequeno, a relação entre $V_t(s)$ e $I_t(s)$ não seguirá a relação desejada. Isto significa que, para valores de K_p pequenos, o controle perde a capacidade de reproduzir fielmente o sinal de referência desejado e, como consequência, poderá haver erros significativos de amplitude e fase na impedância sintetizada. Este fato está ilustrado na Figura 3.5. Nesta figura, mostra-se a variação de magnitude e fase da impedância sintetizada, em função da frequência, para três valores distintos de K_p . Na figura, também são mostrados os módulos e as fases correspondentes à indutância de filtragem, L_a , e a indutância de referência desejada, L_e .

Pela figura, nota-se que a escolha de K_p influencia consideravelmente a resposta em frequência do VAPAR. Isto pode ser importante em sistemas com alto conteúdo harmônico ou sistemas sujeitos a transitórios. Pela figura, nota-se que para K_p igual a 50, o VAPAR é capaz de sintetizar uma indutância desde que a referência de tensão V_t não contenha componentes de frequências superiores a 100Hz. Já para K_p igual a 500, o VAPAR consegue operar com sinais de

referência com frequências da ordem de 1kHz. Fora desta faixa de operação, o VAPAR não mais apresenta o comportamento indutivo constante esperado.

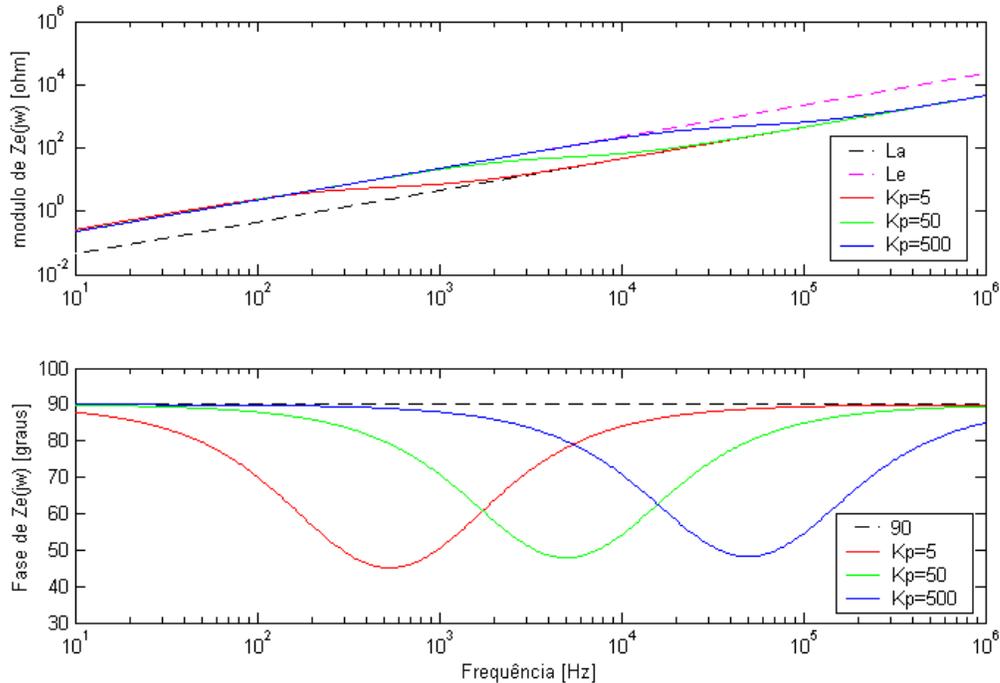


Figura 3.5 – Diagrama de Módulo e Fase da Impedância Sintetizada por um VAPAR realizado com controle proporcional de ganho 5, 50 e 500.

3.2.3 Controle Proporcional com Operação Capacitiva

A Figura 3.6 mostra o diagrama esquemático de um VAPAR com operação capacitiva, realizado a partir de um inversor de tensão. A variável controlada é a tensão nos terminais do VAPAR, v_t , e seu valor de referência é dado por:

$$v_t^* = \frac{1}{C_e} \cdot \int i_t \cdot dt \quad (3.8)$$

Na qual, C_e é a capacitância que se quer sintetizar (em F).

Na operação capacitiva, o sinal integrado é a corrente de saída do VAPAR, enquanto que no caso de operação indutiva integrava-se a tensão.

Reescrevendo a equação (3.8) no domínio da frequência temos:

$$V_t^*(s) = \frac{I_t(s)}{sC_e} \quad (3.9)$$

A medição do sinal de tensão para o controle em malha fechada apresenta as mesmas dificuldades do caso da síntese de tensão, agravado neste caso pela ausência da operação de

integração deste sinal, o que pode significar uma presença muito intensa de componentes de alta frequência.

É importante notar que, tanto no caso de síntese capacitiva, quanto no caso de síntese indutiva, a ação de filtragem da tensão depende do circuito ao qual o VAPAR foi acoplado. Quanto maior for a impedância deste circuito, pior será a filtragem. No caso de um VAPAR acoplado em um circuito aberto, por exemplo, não há filtragem nenhuma e a tensão v_t será a própria tensão dos terminais do inversor. Nestes casos, pode ser necessário realizar uma filtragem do sinal medido pelo sensor de tensão para que as componentes de alta frequência não o funcionamento do conversor.

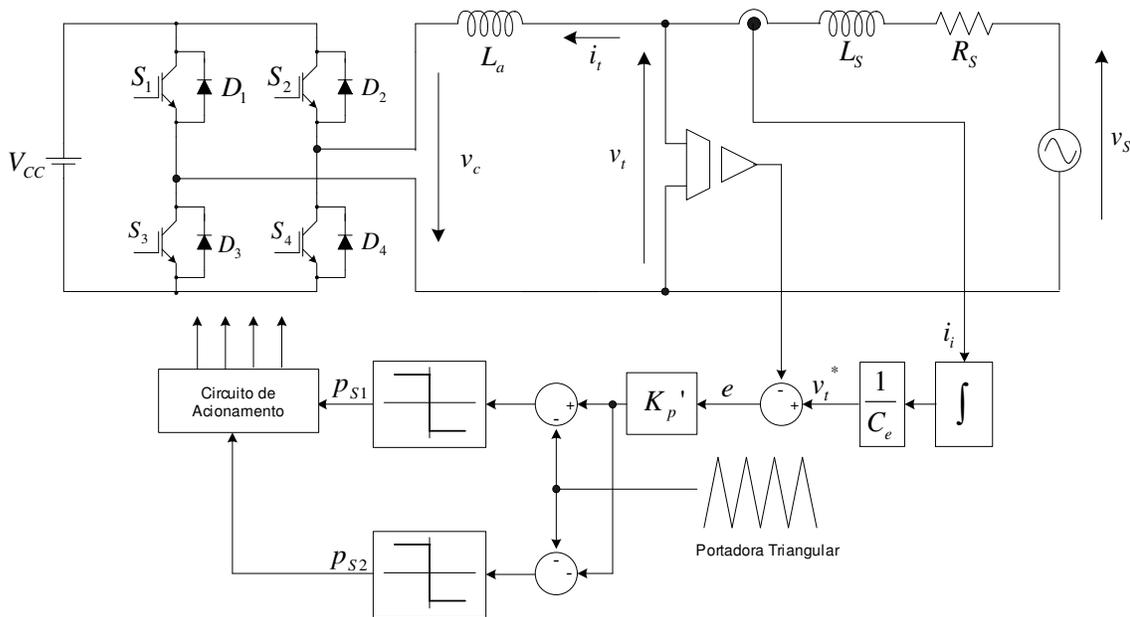


Figura 3.6 - VAPAR em operação capacitiva e controle proporcional e inversor operando com três níveis.

Assim como mostrado na Figura 3.6 , a tensão a ser produzida pelo VAPAR é dada por:

$$V_c(s) = K_p \cdot E(s) = K_p \cdot (V_t^*(s) - V_t(s)) \tag{3.10}$$

Na qual: K_p é o ganho proporcional total, que inclui o ganho de tensão do inversor e o ganho do bloco K_p' mostrado na Figura 3.6.

A partir das equações (3.2), (3.4), (3.9) e (3.10), chega-se ao diagrama de blocos mostrado na Figura 3.7.

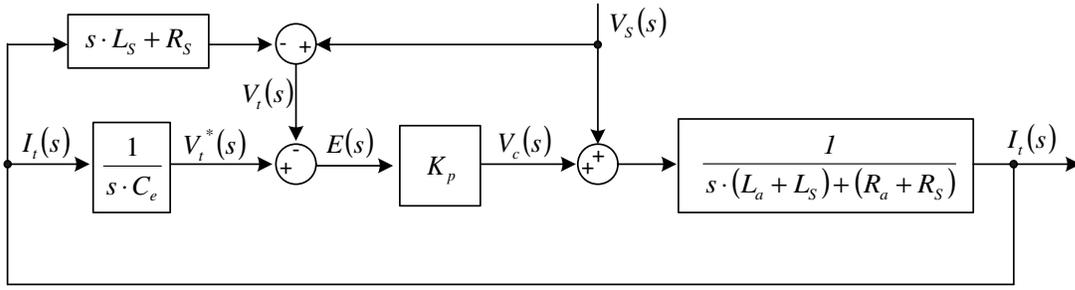


Figura 3.7 - VAPAR em operação capacitiva e controle proporcional e inversor operando com três níveis.

A função de transferência entre $V_t(s)$ e $I_t(s)$ é:

$$\frac{V_t(s)}{I_t(s)} = \frac{1}{s \cdot C_e} \cdot \frac{s^2 \cdot C_e \cdot L_a + s \cdot C_e \cdot R_a + K_p}{1 + K_p} \quad (3.11)$$

Esta função de transferência representa a impedância equivalente sintetizada pelo VAPAR.

Note que, como o objetivo é obter uma capacitância equivalente C_e , K_p deve ser suficientemente grande para que a função de transferência possa ser escrita como:

$$\frac{V_t(s)}{I_t(s)} \cong \frac{1}{s \cdot C_e} \quad (3.12)$$

Os gráficos da magnitude e a fase da impedância em função da frequência estão mostradas na Figura 3.8. Assim como no caso de síntese de indutâncias, nota-se que a faixa de frequências que o VAPAR consegue operar de modo satisfatório é limitada. Sendo que, para valores maiores de K_p , maior é a faixa de frequência em que o VAPAR consegue sintetizar uma capacitância constante.

3.2.4 Controle por Histerese

A Figura 3.9 mostra o diagrama esquemático da realização e uma estratégia de controle por histerese para síntese de indutâncias virtuais. Diferentemente das estratégias apresentadas anteriormente, o controle por histerese atua de modo a fazer com que o “ripple” da variável controlada seja constante. Como explicaremos em momento oportuno, a variável controlada deve apresentar uma dinâmica relativamente lenta e, no caso da síntese de indutâncias, esta variável pode ser a corrente nos terminais do VAPAR.

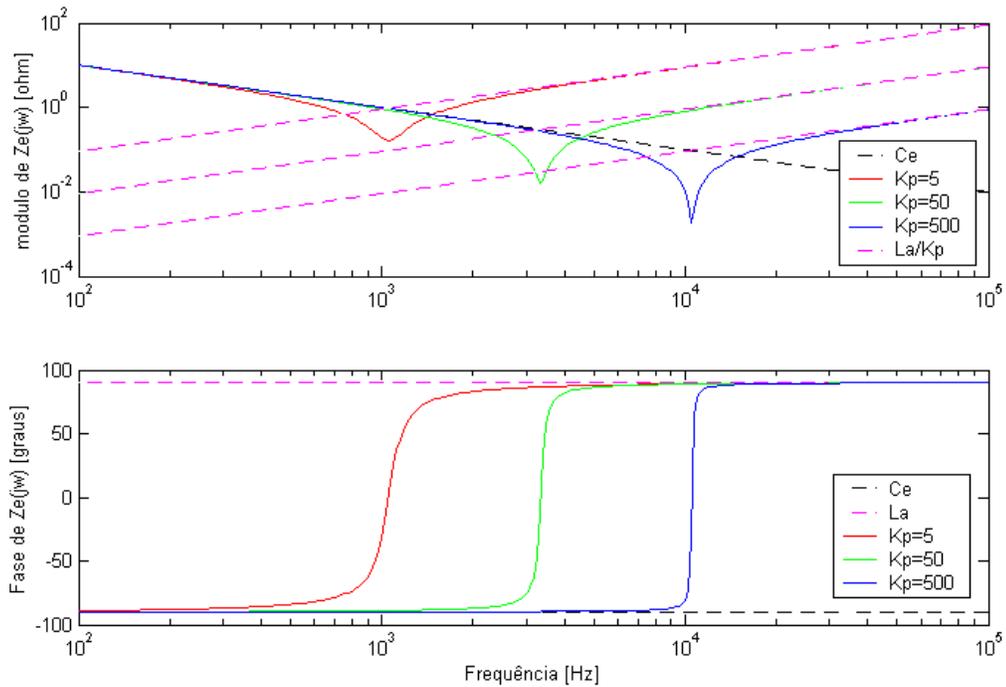


Figura 3.8 - Magnitude de fase da impedância sintetizada pelo VAPAR com operação capacitiva.

Para a realização do controle por histerese não se usa uma portadora triangular, como conseqüência, a frequência de chaveamento do conversor não é fixa. O inversor muda seu estado, de V_{CC} para $-V_{CC}$, ou vice-versa, conforme a necessidade de mudança de derivada da variável de controle. Isto está ilustrado na Figura 3.10.

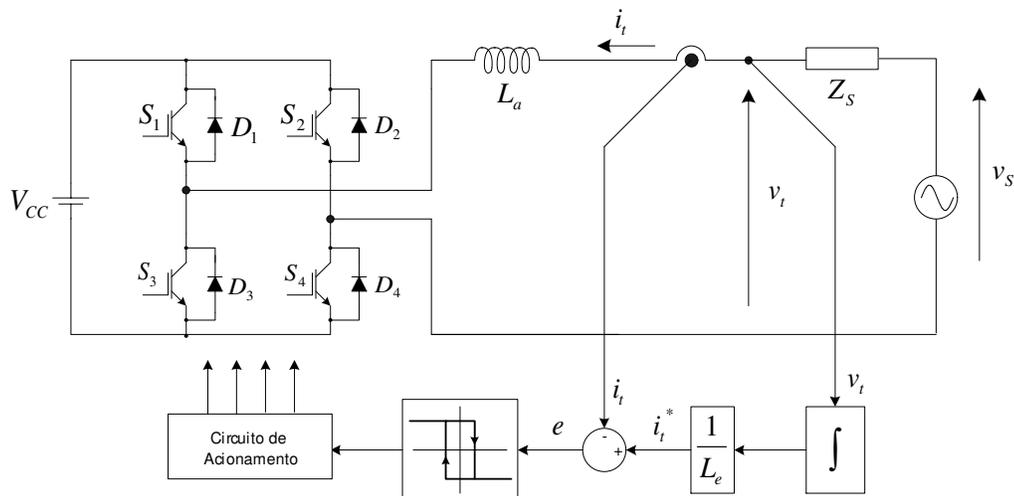


Figura 3.9 – Configuração de um VAPAR com controle de histerese para síntese de indutância

Como se sabe, o objetivo desta estratégia é garantir que erro entre a variável controlada e o seu sinal de referência seja menor que um valor pré-estabelecido. Assim, a corrente nos terminais do VAPAR é medida e comparada com seu valor de referência, obtendo-se assim um

sinal de erro. Sempre que o erro for maior que um certo limite, $\Delta i_{t,max}$, o inversor mudará seu estado fazendo com que a derivada da variável de controle mude. Como resultado, a variável controlada é limitada dentro de uma região, denominada faixa de histerese. Caso a variável a ser controlada não apresente uma dinâmica suficientemente lenta ou caso a largura da banda de histerese seja muito estreita, a frequência com que a tensão do inversor muda de estado pode ser demasiadamente elevada, o que faz a implementação impraticável.

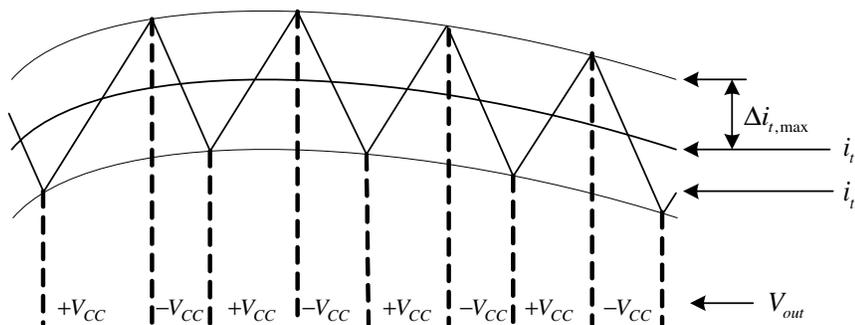


Figura 3.10 – Controle por histerese

Em geral, a obtenção de formas de onda que reproduzem fielmente os sinais de referência depende bastante da frequência de chaveamento utilizada. Quanto maior for a frequência de operação maior será a qualidade do sinal sintetizado. Contudo, um aumento desta frequência requer que os tempos de comutação, ou tempos de permanência nos estados $+V_{CC}$ e $-V_{CC}$, sejam menores, pois aumentar a frequência de chaveamento significa aumentar as perdas de energia nas chaves semicondutoras. Assim, a frequência de trabalho é um importante parâmetro de projeto das chaves e dissipadores.

No controle por histerese, a frequência de chaveamento não é fixa e depende de um conjunto de fatores como, por exemplo, a largura da faixa de histerese e da taxa de variação da variável controlada. Com a largura da banda de histerese constante, a derivada da variável controlada muda de acordo com V_{CC} , v_s e da impedância do circuito. Assim, a frequência de chaveamento muda de acordo estas variáveis.

Uma desvantagem do controle por histerese em sistemas digitais é a necessidade de realizar a amostragem de corrente a uma taxa superior à taxa necessária para implementação de técnicas de controle linear. Para técnicas lineares de controle, é necessário saber o valor médio do sinal ao longo de um ciclo de chaveamento. Através de uma amostragem sincronizada, é possível obter esta informação com apenas uma amostragem por ciclo de chaveamento. Para o controle

por histerese isto não é possível, pois é necessário medir a amplitude do “ripple” do sinal de referência. Ou seja, é necessário realizar a amostragem várias vezes durante um ciclo de chaveamento. A Figura 3.11 mostra um resultado de simulação de um VAPAR com controle por histerese operando com uma frequência de amostragem de 100kHz. Note que, em alguns pontos, a corrente controlada, i_r , sai da envoltória definida pelo controle de histerese. Em geral, quanto menor for a frequência de amostragem, mais elevados podem ser os desvios da trajetória definida pelo controle.

Além disto, para esta estratégia de controle por histerese, o instante em que a amostragem é feita, independe do chaveamento. Em aplicações de potência elevada isto pode ser um problema, pois no instante em que ocorre o chaveamento, são produzidas perturbações eletromagnéticas que podem prejudicar a correta amostragem do sinal.

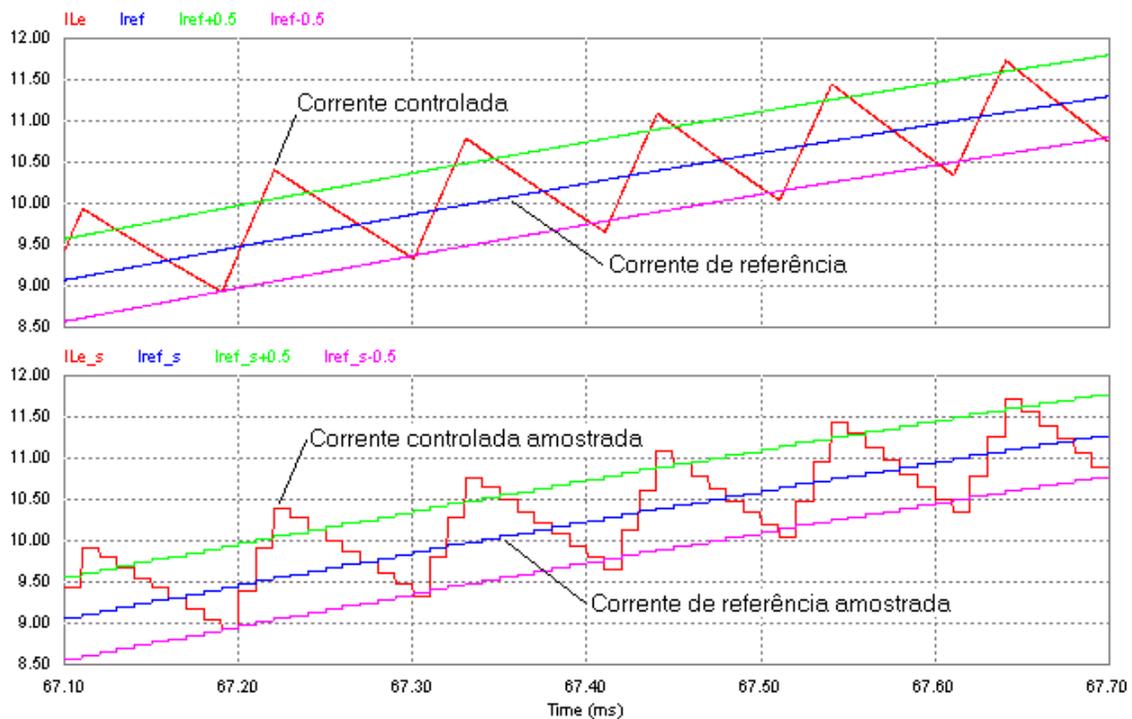


Figura 3.11 - Formas de onda obtidas através de simulação para o controle por histerese.

Apesar da amostragem ter que ser elevada, o controle de histerese é reconhecido por sua robustez e, em geral, seu desempenho é superior a técnicas de controle linear, principalmente durante transitórios. No momento em que ocorre mudança brusca do sinal de referência, por exemplo, o controle atua imediatamente fazendo com que a tensão de saída do inversor

permaneça constante e igual a seu nível máximo ou mínimo até que a referência desejada seja atingida. Desta forma, a referência desejada é atingida no menor tempo possível.

3.2.5 Energia Armazenada

Como o comportamento do dispositivo VAPAR é regido pelas mesmas equações dos elementos reativos por ele sintetizados, existe também uma variação de energia armazenada que está associada à variação de corrente, no caso da síntese de indutâncias, ou da variação de tensão, no caso da síntese de capacitâncias [2]. De modo que, o VAPAR deve ser capaz de armazenar tanta energia quanto a reatância virtual por ele sintetizada. Portanto, para o caso da síntese de indutâncias, a seguinte equação deve ser válida:

$$E_{L_e}(t) = \frac{I}{2} \cdot L_e \cdot i_r(t)^2 \quad (3.13)$$

Na prática, esta energia é armazenada nos elementos reativos do VAPAR, L_a e C , assim, a seguinte equação deve ser satisfeita.

$$\frac{I}{2} \cdot L_e \cdot i_r(t)^2 = \frac{I}{2} \cdot C \cdot (V_c(t)^2 - V_{c0}^2) + \frac{I}{2} \cdot L_a \cdot i_r(t)^2 \quad (3.14)$$

Na qual:

V_{c0} é a tensão inicial no capacitor (em V)

e V_c é a tensão atual no capacitor (em V).

Isolando-se a tensão do capacitor temos:

$$V_c(t) = \sqrt{\frac{(L_e - L_a)}{C} \cdot i_r(t)^2 + V_{c0}^2} \quad (3.15)$$

A partir desta equação pode-se determinar a flutuação de tensão necessária na capacitância do barramento CC para variações na corrente terminal da indutância sintetizada. Supondo que o VAPAR esteja conectado a um circuito com uma fonte senoidal, conforme mostrado na Figura 3.3, a flutuação da tensão no lado CC terá frequência igual a duas vezes a frequência da fonte, uma vez que a potência instantânea calculada no lado CC é aproximadamente igual à potência instantânea no lado CA, a qual é dada pelo produto de duas senoides na frequência fundamental.

No caso de dispositivos VAPAR ligados a um sistema senoidal trifásico equilibrado, sem distorção harmônica, com barramento CC comum para as três fases, em regime permanente, a energia total armazenada no VAPAR é constante, pois não há flutuação no valor da potência instantânea. Nestes sistemas, a energia total armazenada pelas indutâncias sintetizadas é:

$$E_{L_e, total} = \frac{3}{4} \cdot L_e \cdot I_{pico}^2 \quad (3.16)$$

Na qual:

I_{pico} é o valor de pico da corrente de fase.

Considerando operação com indutâncias trifásicas sintetizadas constantes, a variação da energia armazenada nestas indutâncias ocorre apenas quando acontece um transitório em que há variação da corrente nas três fases.

Assim como no caso monofásico, a energia armazenada VAPAR é armazenada nas indutâncias de filtragem, e na capacitância do barramento CC. Desta forma, a seguinte equação deve ser satisfeita:

$$\frac{3}{4} \cdot L_e \cdot I_{pico}^2 = \frac{3}{4} \cdot C \cdot (V_C - V_{C0})^2 + \frac{3}{4} \cdot L_a \cdot I_{pico}^2 \quad (3.17)$$

Da qual podemos obter:

$$V_C = \sqrt{\frac{(L_e - L_a)}{C} \cdot I_{pico}^2 + V_{C0}^2} \quad (3.18)$$

Ou seja, ao contrário do que acontece no caso monofásico, em regime permanente não há flutuação de tensão no laço CC.

No caso monofásico, a flutuação de tensão no barramento CC implica em algumas consequências inconvenientes, como o aumento de perdas, maior degradação do material dielétrico e variação da frequência de chaveamento no caso do controle por histerese. Assim, sob estes aspectos, o uso de um VAPAR trifásico com barramento CC comum para as três fases é vantajoso em relação ao uso de três circuitos monofásicos. Além disto, o tamanho total do banco de capacitores necessário para o sistema trifásico com barramento comum para as três fases deve ser menor que o necessário um sistema trifásico equivalente com três VAPARs monofásicos de mesma corrente nominal e mesma indutância [11].

3.2.6 Compensação de Perdas

No caso da síntese de elementos puramente reativos, não é necessário que haja uma fonte CC conectada ao inversor. No caso da síntese de indutâncias, por exemplo, desde que alguns cuidados sejam tomados, a fonte CC pode ser substituída por um capacitor carregado, C . Uma alternativa para possibilitar esta substituição está apresentada em [3].

A substituição da fonte CC por capacitâncias requer que haja alguma forma de controle da tensão sobre o capacitor. Idealmente, o uso de um VAPAR sintetizando um elemento puramente reativo não absorve energia do sistema ao qual o VAPAR foi conectado. Com um controle baseado neste comportamento ideal, as perdas no indutor, nas chaves e no próprio capacitor fariam com que a energia do barramento CC fosse gradativamente consumida até que não mais fosse possível continuar a operação do VAPAR. Assim, é necessário que o dispositivo absorva a energia do sistema ao qual foi conectado a fim de que estas perdas sejam compensadas.

Uma maneira de se fazer isto é sintetizar um elemento que não seja puramente reativo, mas que apresente uma pequena parte ativa necessária à compensação das perdas, conforme mostrado na Figura 3.12 (b).

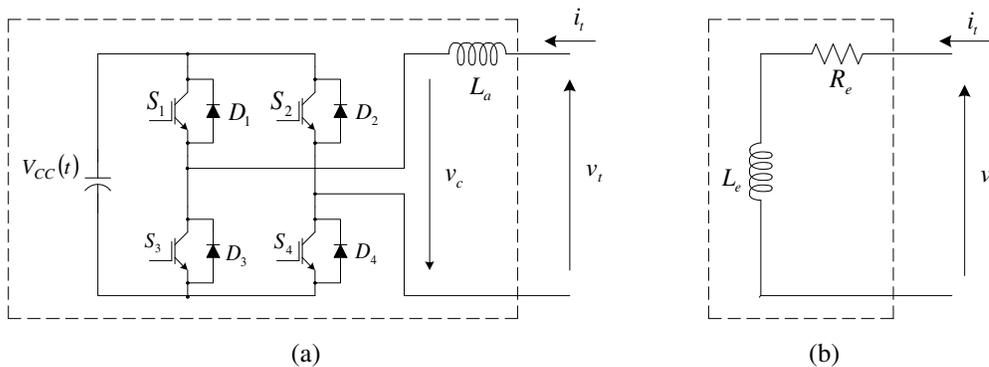


Figura 3.12 – (a) VAPAR com capacitor no barramento DC, (b) Circuito equivalente considerando perdas.

Segundo o circuito equivalente proposto, a corrente de referência do VAPAR deve satisfazer à seguinte equação:

$$L_e \cdot \frac{di_t^*}{dt} + R_e \cdot i_t^* = v_t \quad (3.19)$$

Na qual, R_e é a resistência equivalente sintetizada pelo dispositivo (em Ω).

Sabe-se que o valor desta resistência depende de alguns fatores como a frequência de chaveamento e a tensão no barramento CC. Por este motivo, em geral, seu valor não pode ser um

parâmetro fixo do controle e deve, todavia, ser estimado de acordo com alguma estratégia de controle. Ocorre que, caso o valor desta resistência seja menor que o valor necessário, a tensão no barramento CC tende a diminuir, já que as perdas não estão sendo compensadas totalmente. Neste caso, a tensão do barramento CC pode diminuir excessivamente tornando a operação do VAPAR impossível de ser realizada. Por outro lado, uma sobre compensação da resistência faz com que a tensão no barramento CC tenda a crescer, forçando um aumento significativo das perdas nas chaves devido ao aumento da tensão e, no caso do controle por histerese, devido ao aumento da frequência de chaveamento também. Em casos extremos, este processo pode levar à destruição dos componentes semicondutores. Desta maneira, o emprego deste tipo de estratégia de compensação de perdas requer que também seja feito um controle da tensão CC para corrigir o valor da resistência de perdas.

A estratégia apresentada em [3] o valor da resistência de compensação equivalente, R_e , é obtido da comparação da tensão no capacitor do barramento CC com um valor de referência V_C^* conforme a seguinte equação.

$$R_e = K_c \cdot (V_C^* - V_C) \quad (3.20)$$

Na qual:

K_c é o ganho proporcional da malha de controle da tensão CC (em Ω/V).

O controle da tensão no capacitor não pode atrapalhar a comportamento esperado do VAPAR. Como descrito na seção anterior, necessariamente existe uma ondulação na tensão do capacitor que é função da energia armazenada pelo elemento sintetizado. Portanto, o controle da tensão do capacitor não deve evitar que esta oscilação ocorra de forma que apenas as variações no valor médio da tensão CC sejam corrigidas. Em [2] é sugerido que a tensão inicial do capacitor, V_{C0} , seja grande o suficiente de forma que as variações de tensão, que podem ser estimadas pela equação, (3.18) sejam pequenas o suficiente para evitar oscilações consideráveis no valor de R_e . Em [3] sugere-se escolher um valor de capacitância alto o suficiente para evitar as oscilações.

A Figura 3.13 mostra o diagrama esquemático de um VAPAR com compensação de perdas operando com controle por histerese. O limitador da malha de controle de tensão tem a

função de evitar que R_e assuma valores demasiadamente altos durante transitórios que provoquem variações elevadas de tensão no barramento CC.

3.2.7 Síntese de Indutância Negativa

A possibilidade de realização de indutâncias negativas foi mencionada em [3], no entanto, análises mais detalhadas desta realização só foram feitas em [4]. Nesta seção são apresentados alguns comentários a respeito deste tópico.

Em regime permanente senoidal, o comportamento de uma indutância negativa é similar ao de uma capacitância. Isto é, supondo que seja aplicada em seus terminais uma tensão senoidal, haverá o surgimento de uma corrente com fase adiantada em relação a esta tensão. Apesar desta aparente igualdade, a diferença entre uma indutância negativa e uma capacitância fica evidente quando são comparados os diagramas de módulo e fase destes bipolos. No caso da capacitância, o módulo de sua impedância diminui com o aumento da frequência, enquanto que no caso da indutância negativa, o módulo da impedância cresce com o aumento da frequência. Ou seja, enquanto o capacitor é um “curto circuito” para frequências elevadas e “circuito aberto” para baixas frequências a indutância negativa tem o comportamento oposto. Esta diferença de comportamento faz com que, nos transitórios, os comportamentos destes bipolos sejam bastante diferentes.

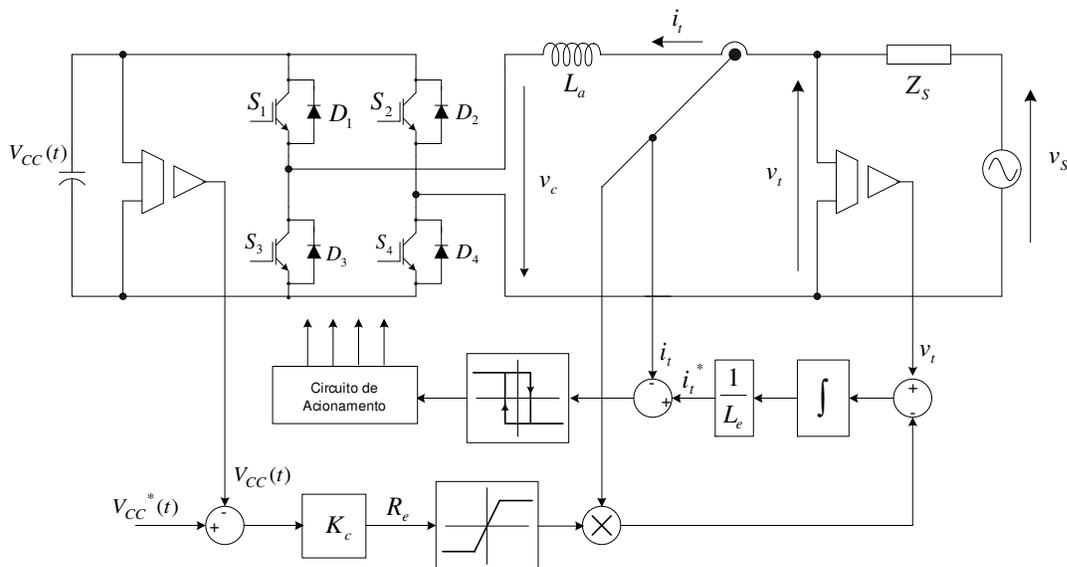


Figura 3.13 – Controle por histerese com capacitor substituindo a fonte no lado CC do inversor.

A Figura 3.14 ilustra a característica em frequências destes bipolos. Nesta figura estão mostradas a impedância de um circuito RL, com indutância negativa, e a impedância de um circuito RC. Note que, existe uma frequência para a qual, a impedância dos dois circuitos é a mesma, no entanto, para qualquer outra frequência diferente desta, as impedâncias se diferem.

Um outro aspecto importante que deve ser considerado é a estabilidade do circuito quando se insere uma indutância negativa. No caso do circuito *RL*, a resposta ao degrau de tensão é dado por:

$$i_t = \frac{V}{R} \cdot \left(1 - e^{-\frac{R}{L}t} \right) \tag{3.21}$$

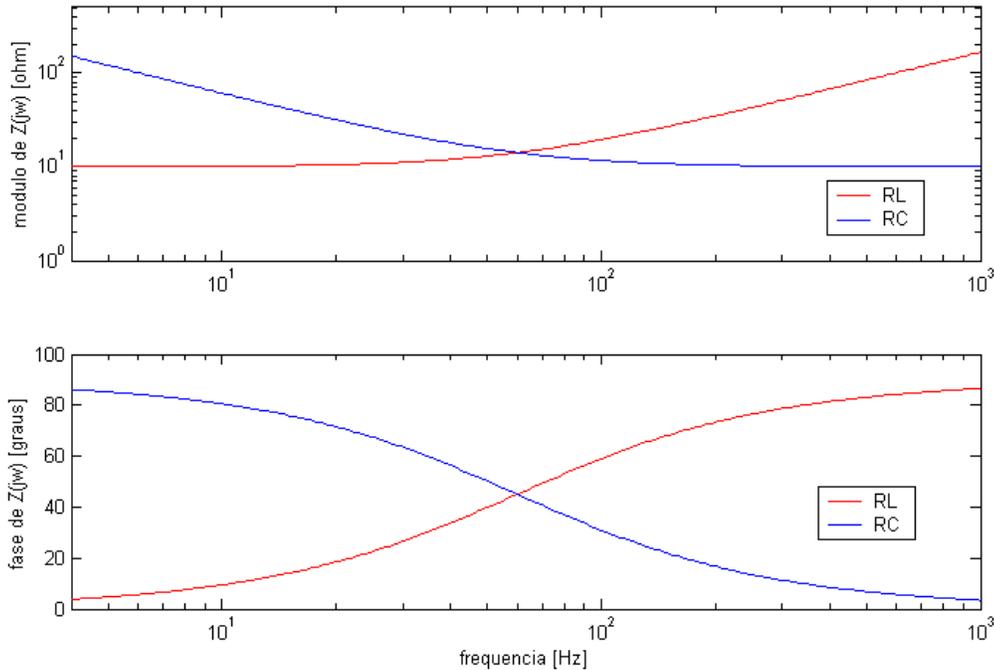


Figura 3.14 – Resposta em frequência de um circuito RL (com indutância negativa) e um circuito RC.

Pela equação percebe-se que, se o valor de *L* é negativo, o sinal do expoente do termo exponencial é positivo, ou seja, para um degrau de tensão a corrente cresce indefinidamente. Este sistema possui um pólo no semiplano direito e, conseqüentemente, é instável.

De fato, um circuito *RL* série só é estável se os sinais de *R* e *L* forem iguais, ambos positivos ou ambos negativos. Devido a isto, uma indutância negativa em série com um circuito *RL* não pode ser usada para compensar totalmente a indutância série.

Este tipo de comportamento instável pode ocorrer sempre que um elemento não natural, resistência, capacitância ou indutância negativa, for inserido a um circuito. Quando um circuito é formado exclusivamente por elementos naturais e fontes não controladas, obtém-se sempre um sistema estável. Isto é, os pólos do sistema sempre estão no lado esquerdo do plano complexo. No entanto, quando algum elemento não-natural ou uma fonte controlada é inserido no sistema, a estabilidade não é garantida.

A equação (3.21) foi obtida para o caso de uma indutância negativa em série com uma resistência. Para outras topologias de circuitos que contenham elementos não naturais, a estabilidade deve ser estudada em cada caso. De fato, o uso de impedâncias não-naturais não significa que o desempenho do sistema sempre será pior que os de sistemas com elementos naturais. Em alguns casos, circuitos formados exclusivamente com elementos naturais apresentam um comportamento ressonante e o seu desempenho pode ser inaceitável para algumas aplicações. Quando se faz compensação de reativos através de bancos de capacitores, por exemplo, deve-se ter cuidado para que a frequência de ressonância introduzida não coincida com um múltiplo da fundamental ou com a frequência de chaveamento de outros dispositivos eletrônicos próximos ao ponto de acoplamento do banco de capacitores. No entanto, é difícil garantir que mudanças futuras na rede elétrica não alterem a frequência de ressonância com o banco de capacitores comprometendo, desta forma, sua integridade. Nestes casos, pode ser que um desempenho melhor seja obtido com o uso de um elemento não natural. No entanto deve-se realizar um estudo sobre a estabilidade com a inclusão do elemento. Em [19] foi estudado a estabilidade de vários circuitos contendo impedâncias não naturais.

3.2.8 Realização de Indutância Negativa com Controle por Histerese

Quando se deseja sintetizar uma indutância negativa usando uma estratégia de controle por histerese, é preciso estudar as derivadas do sinal controlado e de referência a fim de garantir que o controle sempre atuará no sentido de diminuir o erro. Para que seja possível fazer esta análise de forma simples, pode-se considerar o circuito simplificado da Figura 3.15. Para a obtenção deste circuito equivalente, considera-se que as quedas de tensão nas resistências R_S e R_a sejam baixas e que a tensão V_S seja nula. Nos casos em que a V_S não pode ser considerada nula, a análise pode ser feita de maneira similar à apresentada em [4].

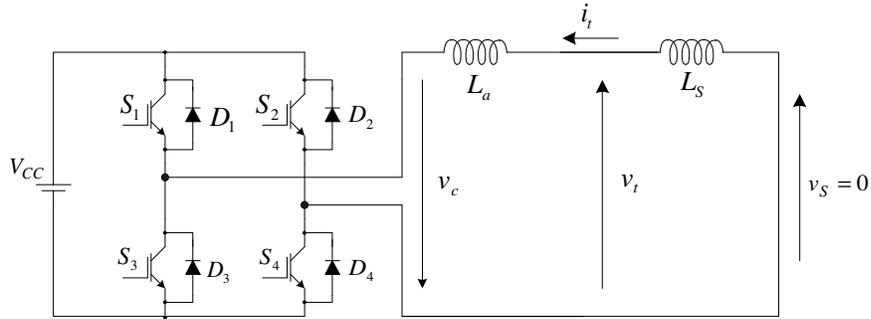


Figura 3.15 – Circuito simplificado para determinação do sinal da derivada da corrente para síntese de indutância negativa.

Considerando-se também que a frequência de chaveamento é suficientemente alta para que a tensão v_c possa ser considerada aproximadamente constante em um ciclo de chaveamento, temos:

$$\frac{d}{dt} i_t = \frac{v_c}{L_a + L_s} \quad (3.22)$$

Além disto, pelo circuito simplificado temos:

$$v_t = -\frac{L_s}{L_a + L_s} v_c \quad (3.23)$$

A partir das equações (3.1), (3.22) e (3.23) pode-se concluir que:

$$\frac{d}{dt} i_t^* = -\frac{L_s}{L_e} \frac{v_c}{L_a + L_s} = -\frac{L_s}{L_e} \cdot \frac{d}{dt} i_t \quad (3.24)$$

Nota-se que quando L_e é positivo, os sinais de di_t^*/dt e di_t/dt são diferentes. Contudo, quando L_e é negativo, os sinais de di_t^*/dt e di_t/dt são iguais. Além disto, já que L_e deve ser menor que L_s , $|di_t^*/dt|$ é maior que $|di_t/dt|$. Ou seja, quando L_e é positivo, a polaridade da tensão aplicada pelo inversor diminui o erro, ao passo que se L_e for negativo, isto não ocorre. Desta forma, para que seja possível implementar uma indutância negativa usando-se uma estratégia de controle por histerese é necessário inverter os sinais de i_t e i_t^* no somador onde se calcula o erro na Figura 3.9.

3.2.9 VAPAR com Filtro de Saída

Para que seja possível a conexão de um dispositivo chaveado com o sistema de potência, é necessário que o conteúdo harmônico do sinal produzido seja reduzido. Nas configurações de

VAPAR apresentadas até aqui, a filtragem depende da relação entre a indutância de saída do VAPAR, L_a , e a indutância equivalente do sistema, L_s . Para que se obtenha uma boa filtragem deve-se garantir que $L_a \gg L_s$. No entanto, em um sistema real, L_s pode assumir valores elevados e pode não ser viável obter a indutância L_a necessária.

Nestes casos, o uso de filtros de ordem mais elevada na saída é mais indicado. A Figura 3.16 mostra um VAPAR com filtro de terceira ordem na saída [5].

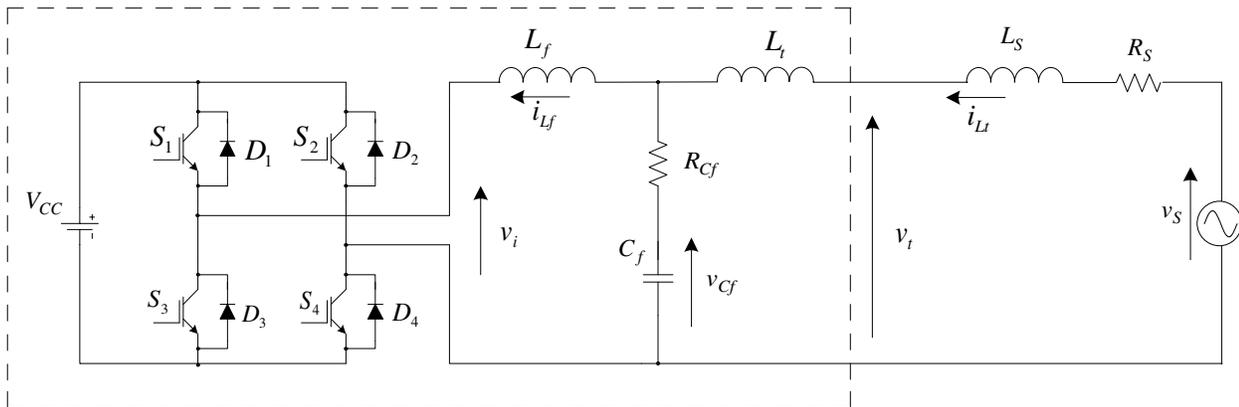


Figura 3.16 – VAPAR com filtro de saída de terceira ordem.

Com o uso de filtros de ordem mais elevada é possível obter uma filtragem mais efetiva com componentes reativos de menor valor. Por outro lado, seu projeto é mais complexo. A presença de mais elementos armazenadores de energia faz com que o risco de ocorrer ressonâncias seja maior. Por este motivo, deve-se tomar cuidado com a escolha dos valores de capacitância e indutância empregados a fim de que a ressonância determinada por estes valores não seja uma frequência que possa ser excitada pela ação do controle ou pelo chaveamento inversor.

Para altas frequências, o filtro de saída não pode ter uma impedância baixa, pois isto faria com que as componentes de alta frequência das correntes nas chaves fossem elevadas. Para evitar que estas componentes fluam para o circuito ao qual o VAPAR foi ligado, a impedância correspondente à capacitância C_f deve ser baixa, enquanto que as impedâncias correspondentes a L_t e L_f devem ser altas. Assim, para a frequência de chaveamento do inversor, f_{sw} , devemos assegurar que $Z_{C_f}(f_{sw}) \ll Z_{L_f}(f_{sw})$ e que $Z_{C_f}(f_{sw}) \ll Z_{L_t}(f_{sw})$.

Por outro lado, para frequências baixas, a impedância vista pela saída do inversor deveria ser a própria impedância do sistema ao qual o VAPAR foi conectado. Ou seja, idealmente, para a faixa de frequências que se deseja atuar, as impedâncias correspondentes às indutâncias L_f e L_t devem ser baixas, enquanto que a impedância do capacitor deve ser elevada. Deste modo, sendo f_{con} a largura de banda do sinal de controle e f_{ch} a frequência de chaveamento, devemos assegurar que $Z_{Cf}(f_{con}) \gg Z_{Lf}(f_{con})$ e que $Z_{Cf}(f_{ch}) \ll Z_{Lt}(f_{ch})$.

Além da escolha adequada dos valores dos componentes utilizados no filtro, deve-se ainda considerar o efeito do filtro na malha de controle. O uso de um número maior de elementos armazenadores de energia faz com que a ordem do sistema aumente e isto pode influenciar consideravelmente a dinâmica das variáveis controladas.

A fim de se evitar ressonâncias de tensão e corrente, em [5] foi proposto um método de controle usando realimentação das variáveis de estados através dos ganhos k_{iLf} , k_{iLt} e k_{vCf} . A Figura 3.17 mostra o diagrama esquemático do controle proposto.

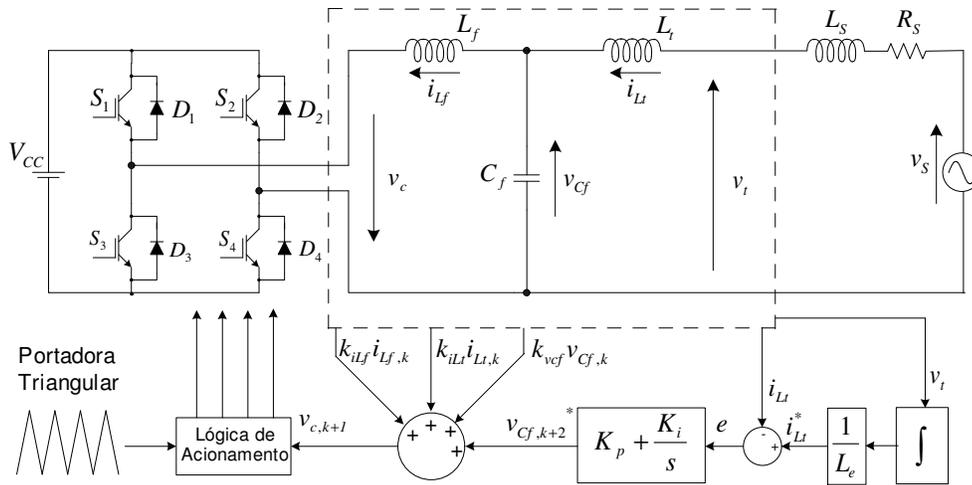


Figura 3.17 - VAPAR com filtro de saída e realimentação das variáveis de estado.

A partir da figura, é possível deduzir que a impedância de saída pode ser expressa da seguinte forma:

$$Z_t(s) = \frac{V_t(s)}{I_t(s)} = s \cdot L_e \frac{(s - z_1) \cdot (s - z_2) \cdot (s - z_3) \cdot (s - z_4)}{(s - p_1) \cdot (s - p_2) \cdot (s - p_3) \cdot (s - p_4)} = s \cdot L_e \cdot z_r(s) \quad (3.25)$$

Segundo o autor, é necessário estabilizar os pólos e os zeros desta função de transferência para garantir a estabilidade de tensão e corrente. Ou seja, é necessário fazer com que a parte real

dos pólos e zeros da função de transferência seja negativa. O seguinte procedimento foi proposto para obtenção dos ganhos do controle:

- 1 - Escolher K_p, K_i, K_{iL_f} e $K_{v_{Cf}}$ para que os pólos sejam alocados nas posições desejadas;
2. - Escolher K_{iL_t} para estabilizar os zeros.

Outro procedimento para a realização de um VAPAR com filtro de saída foi realizado em [7], no qual o autor propõe o uso do controle do tipo *deadbeat*, conforme ilustrado na Figura 3.18. Como procedimento de projeto, considera-se o modelo simplificado do VAPAR, com filtro de primeira ordem. Ou seja, assume-se que o controle *deadbeat* seja capaz que fazer com que a tensão no capacitor, v_{Cf} , seja controlada de forma que o conjunto formado pelo inversor, pela indutância L_f e pela capacitância C_f se comporte como uma fonte de tensão controlada livre de componentes de alta frequência. Desta forma, a realização do VAPAR é feita de maneira análoga à realizada para o filtro de primeira ordem, descrita na Seção 3.2.2.

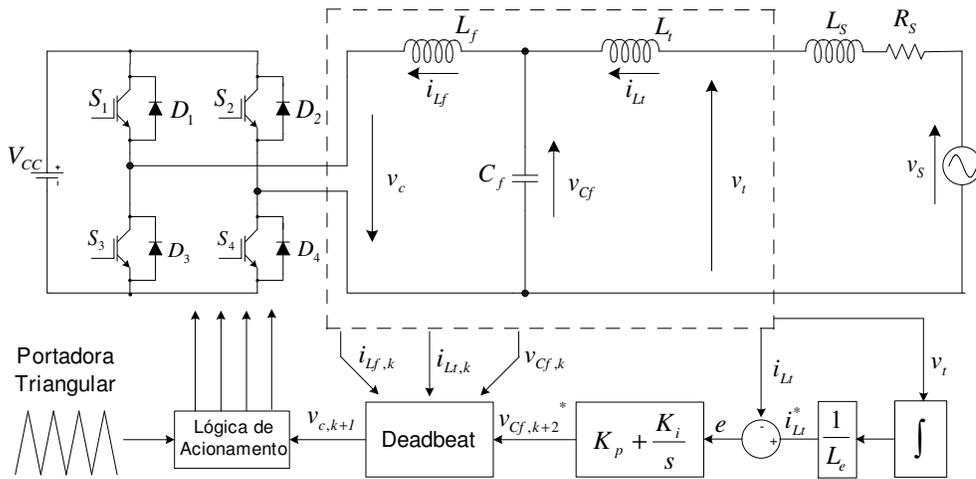


Figura 3.18 - VAPAR com filtro de saída e controle *deadbeat*.

É importante salientar que os estudo de estabilidade são referentes à lei de controle adotada para a síntese da indutância negativa desejada. Para o acoplamento do VAPAR em um determinado sistema, deve-se ainda realizar estudos de estabilidade do conjunto. Por exemplo, como discutido anteriormente, no caso do acoplamento com sistema indutivo, a indutância sintetizada deve ser menor que a indutância do sistema, $-L_e < L_s$.

Outros fatores que devem ser considerados são os elementos parasitas ou não-linearidades que não foram considerados no modelo, e que podem desestabilizar o sistema. No caso do

VAPAR operando com filtro de saída, por exemplo, os resultados mostrados em [10] e [13], mostram que pequenas capacitâncias parasitas entre os terminais de saída do VAPAR podem comprometer sua estabilidade.

3.3 O BVI

Alternativamente ao VAPAR, foi proposta uma outra estratégia para a síntese de impedâncias não-naturais, denominada de *Impedância Variável Bootstrap* (BVI – Bootstrap Variable Impedance), [14]-[18], a qual tem a vantagem de ser estável operando-se sem que seja necessário a definição de um controlador.

O princípio de funcionamento é análogo a um procedimento utilizado em circuitos eletrônicos, que é conhecido como *bootstrapping*. Conceitualmente, consiste em reproduzir em um dos lados de uma impedância padrão, da qual se quer alterar o valor, uma tensão proporcional à que há na outra extremidade, com isso, muda-se o valor que esta impedância padrão representa para o circuito no qual está conectada, conforme mostra a Figura 3.19 (a). À indutância negativa que pode ser conseguida a partir deste princípio os autores dão o nome de “redutância”.

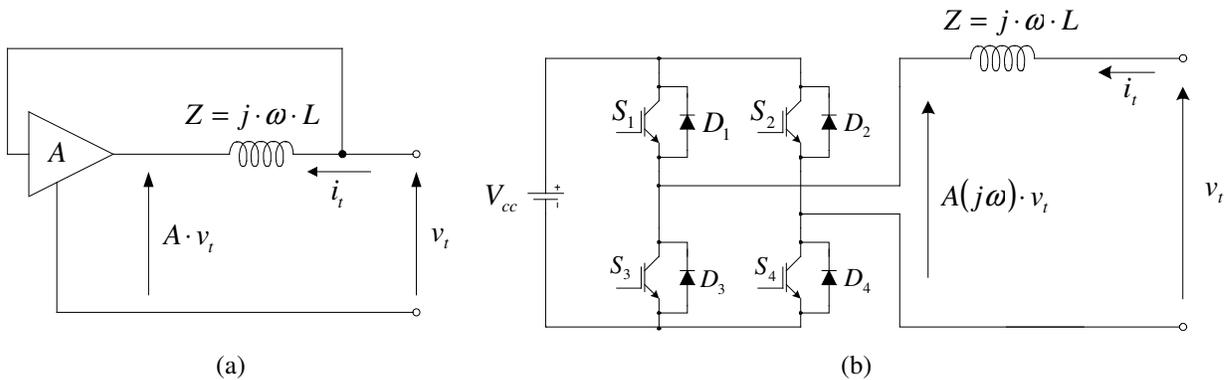


Figura 3.19 – Bootstrap Variable Inductance – BVI.

Utilizando-se como padrão uma impedância $Z(j\omega)$, o valor da impedância sintetizada é:

$$Z_e(j\omega) = \frac{V_t(j\omega)}{I_t(j\omega)} = \frac{Z(j\omega)}{1 - A(j\omega)} \quad (3.26)$$

A Figura 3.20 mostra a relação entre a impedância sintetizada e a impedância padrão. Para ganhos até a unidade, a impedância padrão é multiplicada por um ganho positivo. Para ganhos maiores que 1 o BVI passa a emular uma impedância negativa, já que o denominador da equação (3.26) passa a ser negativo. Observe que se o elemento amplificador apresentar ganho

real unitário não haverá corrente nos terminais do dispositivo, o que implica que o BVI emula uma impedância infinita. Existe portanto uma descontinuidade no valor da indutância sintetizada quando o ganho, A , é unitário. A descontinuidade no valor da indutância não necessariamente é um problema. Na verdade, esta característica pode ser desejável em algumas situações, pois a mudança brusca do valor na indutância entre um valor positivo alto para um valor negativo alto resulta em uma mudança suave da corrente, o que pode ser uma característica desejável em aplicações em que o dispositivo é conectado em paralelo com a rede. Por outro lado, não é possível produzir um valor de indutância nula com o BVI, o que pode ser uma característica indesejada em aplicações série [19].

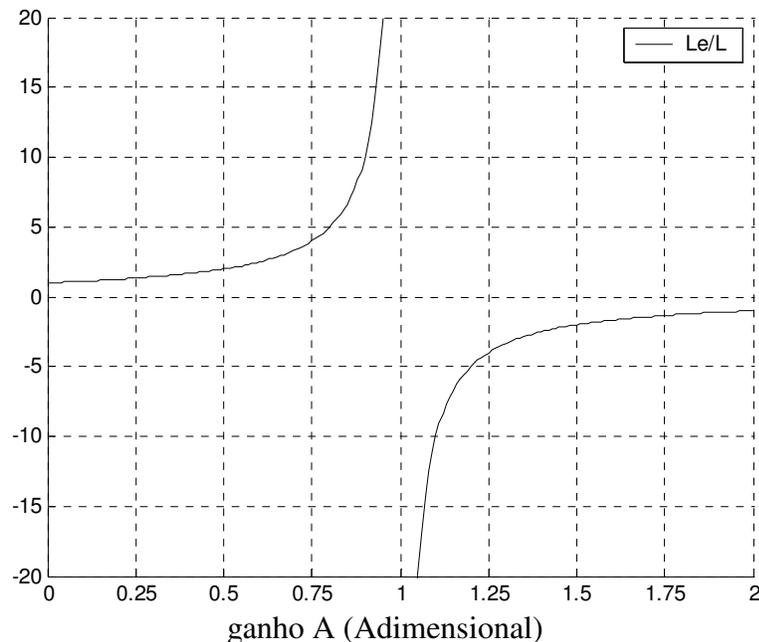


Figura 3.20 – Relação entre a Indutância equivalente sintetizada pelo BVI e a indutância padrão em função do ganho A .

O valor do ganho, A , pode ser um número real ou imaginário. Usando-se um ganho real, o BVI é capaz de reproduzir apenas a impedância utilizada como modelo, conferindo-lhe valores ajustáveis positivos ou negativos. Neste caso, para que o dispositivo passe a operar como uma capacitância, ou caso se queira alterar apenas o valor da resistência da impedância sintetizada, deve-se mudar a impedância padrão.

Se o ganho escolhido for um número complexo, é possível emular elementos de natureza diferente da impedância padrão. Por exemplo, é possível emular comportamento resistivo usando um indutor como impedância padrão. Uma aplicação que requer o uso de ganhos complexos é o

controle da potência ativa no BVI. Caso a impedância padrão seja um indutor, o qual certamente possui resistências parasitas associadas às perdas, a escolha de um ganho real maior que 1, faria com que a impedância sintetizada tivesse uma parte resistiva negativa indesejada. Conforme mencionado em [14], poder-se-ia utilizar um número complexo como ganho para que a parte negativa indesejável fosse cancelada.

Em [14] e [15], os autores sugeriram uma implementação monofásica na qual a tensão do barramento CC era obtida através de um retificador dobrador de tensão, conforme mostrado na Figura 3.21. No entanto, nada impede que se implemente uma estratégia de controle da tensão do barramento CC através da compensação de perdas similar à realizada para o VAPAR.

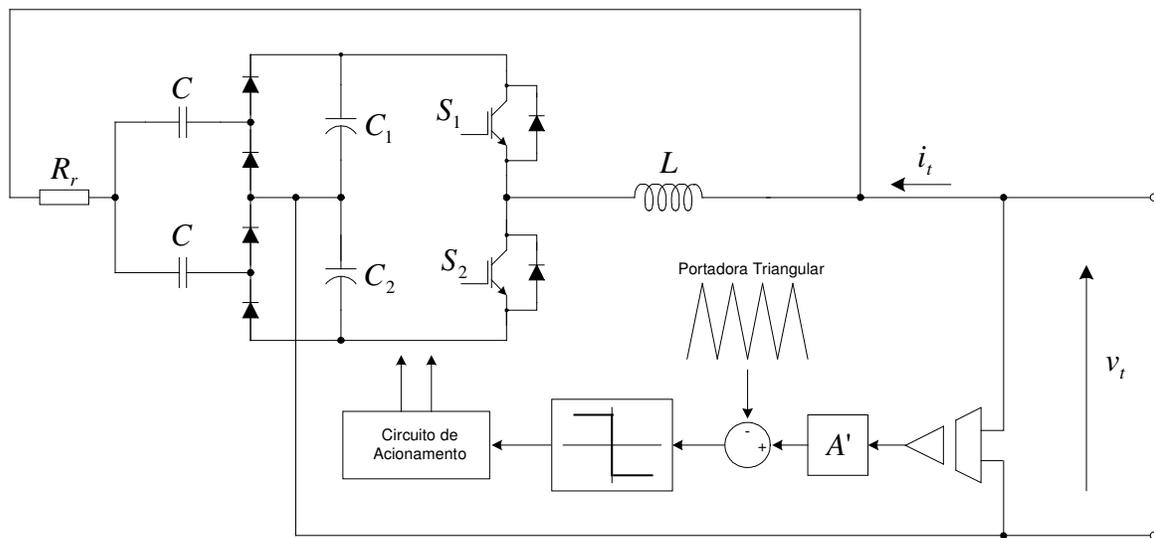


Figura 3.21 – Diagrama esquemático de um BVI com retificador dobrador de tensão

Ao contrário do VAPAR, para o BVI não é necessário medir o valor da corrente nos terminais do dispositivo e o único sinal medido é a tensão nestes terminais. Naquele caso, a tensão era usada para calcular uma corrente de referência a qual era comparada com a corrente real nos terminais do dispositivo. No caso do BVI, esta tensão é usada diretamente para determinação da tensão que o inversor deve aplicar, o que, teoricamente, faz desta topologia mais simples de ser implementada, pois não é necessário ajustar nenhum controlador. Em compensação, perde-se em precisão do valor da indutância virtual sintetizada, já que este depende do valor exato da indutância padrão e do ganho.

Na prática, para aplicações de potência, o amplificador é implementado por meio de um inversor PWM. Por operar sem necessidade de realimentações e apenas sintetizando tensões,

pode fazer uso imediato de inversores tipo fonte de tensão, conforme mostrado na Figura 3.19 (b). Contudo, em implementações práticas, os circuitos propostos não são tecnicamente viáveis em algumas aplicações. O problema é similar ao discutido para o VAPAR com filtro de primeira ordem. Nos casos em que a impedância no ponto de acoplamento for indutiva, por exemplo, uma boa filtragem da tensão só pode ser possível se a indutância de filtragem for muito elevada. Do contrário, haverá componentes de alta frequência significativos na tensão v_t . No caso do VAPAR, tais componentes não representavam um risco para a estratégia de controle, pois o controle era baseado na corrente realimentada. Naquele caso, o problema resumia-se apenas ao conteúdo harmônico da tensão de saída que certamente não atenderia normas de interferência eletromagnética. No entanto, no caso do BVI, os componentes de alta frequência interferirão também na determinação dos sinais de comando das chaves e, conseqüentemente, comprometerão a estratégia de controle proposta. Em [15] e [17] os autores reconhecem a necessidade do uso de filtros de saída para redução das componentes resultantes do chaveamento do conversor, porém não mencionam as mudanças necessárias para manter a estratégia de controle estável. Infelizmente, em nenhuma das publicações há resultados experimentais ou simulações que considerem o chaveamento, obtidos com fontes não-ideais de tensão conectadas aos terminais do BVI.

3.4 O SDR

A estratégia SDR, Síntese Direta de Reatâncias, apresentada e discutida em [19] - [21], está baseada na solução direta da equação do elemento a ser sintetizado. No caso do uso de um inversor do tipo fonte de tensão para realização de uma indutância negativa, a tensão desejada nos terminais do SDR é dada pela equação (3.27). As equações (3.1), que é referente a realização do VAPAR, e (3.27) definem essencialmente a mesma relação entre a tensão e corrente nos terminais do indutor virtual, i_t e v_t . Contudo, a escolha de uma delas definirá estratégias de controle diferentes. Geralmente, a operação de derivação é evitada por amplificar o ruído de alta frequência. Apesar disto, o uso da equação (3.27) pode ser vantajoso em aplicações em série, porque torna possível estabelecer uma estratégia de controle mais simples. Assim como no caso do VAPAR, tanto inversores de tensão quanto inversores de corrente podem ser utilizados. Conforme proposto originalmente, a operação de derivação é realizada de forma direta, sem o uso de filtros para limitar ganho em altas frequências. No caso de um sistema

digital, a derivação é realizada através da medição da variação de corrente por período de amostragem.

$$v_t^* = L_e \frac{di_t}{dt} \tag{3.27}$$

A Figura 3.22 mostra o diagrama esquemático de um dispositivo SDR utilizado para síntese de indutância negativa implementado com uso de um inversor de tensão. A variação da indutância pode ser feita simplesmente alterando o ganho K' . Alterando-se este valor, consegue-se fazer com que o valor da indutância sintetizada seja alterado proporcionalmente, podendo inclusive assumir valores negativos.

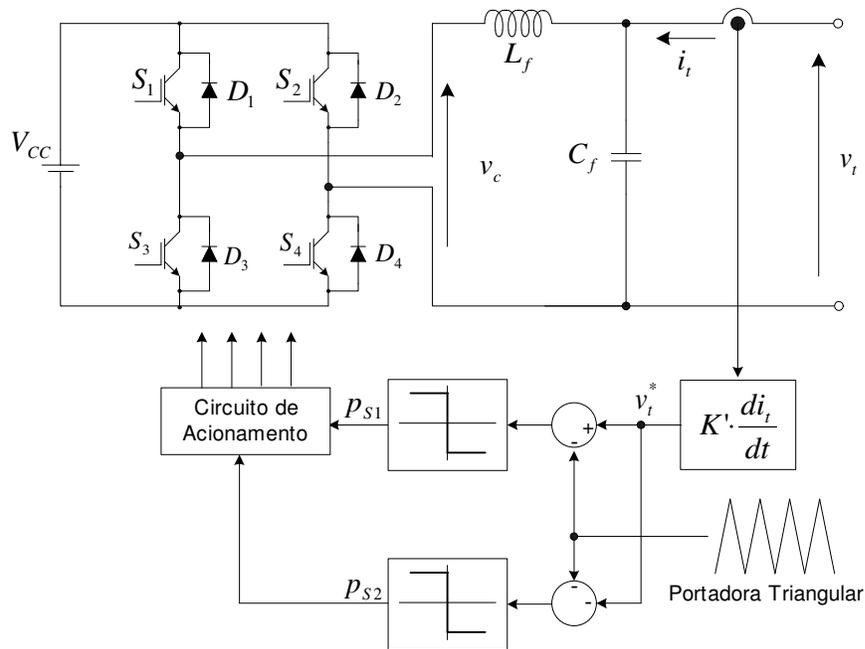


Figura 3.22 – Conversor SDR para síntese de indutância negativa

Note que, diferentemente do VAPAR, não há realimentação da corrente. Naquele caso, calculava-se uma corrente de referência a partir da tensão e esta era comparada com a corrente nos terminais do dispositivo. Aqui, o sinal de corrente é medido e, a partir dele, determina-se diretamente a tensão a ser gerada pelo inversor, sem a necessidade do uso de um controlador. Em relação ao BVI, o SDR tem a vantagem de tornar possível sintetizar qualquer valor de reatância em torno do zero, seja positivo ou negativo. Para aplicações de compensação série isto é uma vantagem, pois pode-se aumentar ou diminuir a reatância série total de forma contínua mesmo que seja necessário sintetizar uma reatância nula durante esta transição.

No entanto, para aplicações em derivação, o BVI é mais indicado, pois, apesar da descontinuidade do valor da indutância quando o ganho está em torno de 1, a variação de corrente se dá de maneira contínua. Desta maneira, com o BVI controla-se continuamente a corrente e não a reatância.

Este raciocínio se inverte se controlarmos o inverso dos ganhos. Ou seja, o BVI passa a apresentar uma variação contínua de indutância, enquanto que o SDR passa a apresentar uma variação contínua de corrente.

No caso ilustrado na Figura 3.22, síntese de indutâncias com inversor de tensão, a estratégia SDR possui a desvantagem em relação ao VAPAR e ao BVI de ser necessário realizar uma operação de derivação da corrente para que se obtenha o sinal modulante, v_t^* . Por este motivo, a maneira com que é feita a aquisição do sinal de corrente nos terminais do SDR é essencial para o sucesso da implementação. No caso de uma implementação digital, deve-se usar preferencialmente estratégias de modulação com portadoras simétricas e a aquisição da corrente deve ser feita exatamente no começo ou no meio do período de chaveamento. Além disso, é necessário que os sensores e o circuito de tratamento do sinal apresentem uma alta relação sinal/ruído, já que o ruído medido no sinal de corrente será amplificado pela operação de derivação.

Caso fosse utilizado um inversor do tipo fonte de corrente, esta desvantagem não ocorreria, pois realizaríamos a operação de integração da tensão ao invés da derivação da corrente e esta operação naturalmente atenua as componentes indesejáveis de alta frequência. O mesmo ocorre no caso da síntese de capacitâncias usando uma fonte de tensão, em que é necessário realizar integração da corrente nos terminais do dispositivo. Apesar das dificuldades que as componentes de alta frequências produzem devido à operação de derivação, é possível obter resultados experimentais, em [19] os autores utilizam um filtro de quinta ordem para reduzir as componentes de alta frequência do conversor, conforme ilustrado na Figura 3.23.

Outro fator de risco para a realização do SDR são as ressonâncias do filtro de saída. Durante os transitórios, as ressonâncias são excitadas e podem ocorrer oscilações de corrente nas frequências de ressonância. As oscilações de corrente podem possuir derivadas de alto valor que, ao serem usadas para obter as tensões de referência do inversor, podem desestabilizar o sistema. No circuito mostrado na Figura 3.23 as ressonâncias do filtro são evitadas com o uso de filtros

amortecidos com uma resistência, R . Infelizmente, em aplicações de potência elevadas, em geral esta não é uma opção conveniente, pois as perdas na resistência de amortecimento do filtro comprometem o rendimento do sistema.

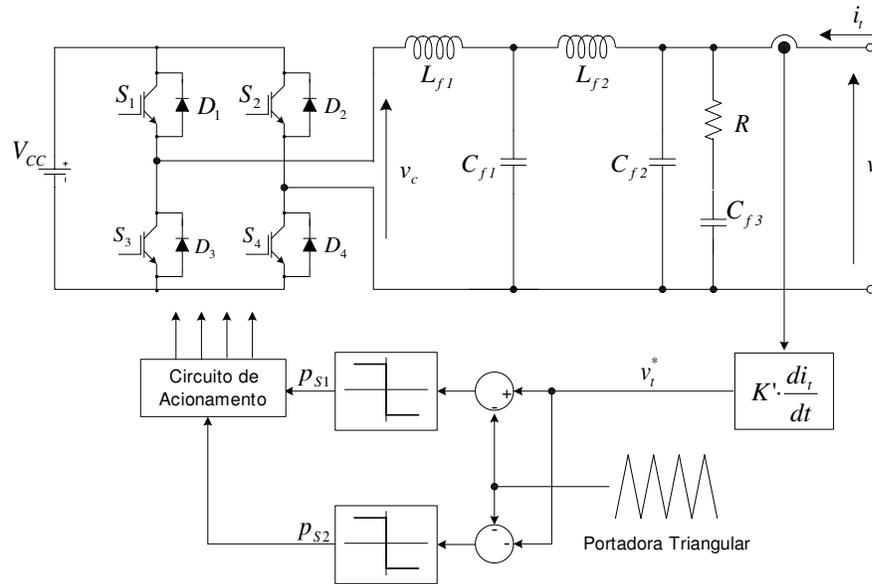


Figura 3.23 – Conversor SDR para síntese de indutância negativa

Para as estratégias apresentadas anteriormente, VAPAR ou BVI, a queda de tensão no filtro de saída era compensada de forma indireta. No caso do VAPAR isto era conseguido com a medição da tensão nos terminais do dispositivo que inclui a queda de tensão do filtro. No caso do BVI, a queda de tensão no filtro, na própria impedância padrão, era usada para determinar a tensão aplicada pelo inversor. Assim, esta queda de tensão não influí no valor da impedância gerada.

No caso do SDR, como a queda de tensão no filtro não é levada em conta no controle, para que indutância sintetizada tenha o valor desejado, esta queda de tensão deve necessariamente ser pequena. Assim, este filtro deve apresentar uma baixa impedância nas frequências em que se deseja atuar. Caso contrário, a indutância sintetizada não terá o valor requerido e poderá apresentar variações de amplitude e/ou fase. Isto pode não ser um problema, pois para aplicações em que o valor da indutância a ser sintetizada é determinado por uma malha de controle, a variação da impedância sintetizada devido à queda de tensão no filtro é compensada pela ação do controle.

Assim como para outros conversores, o barramento CC do SDR também contém uma fonte ou apenas um capacitor. Neste último caso esta tensão deve ser controlada para que haja compensação das perdas no inversor e filtro. Assim como ocorre para o VAPAR e de maneira análoga à apresentada na Seção (3.2.5), para o SDR o tamanho do capacitor, a variação máxima de tensão no mesmo e a corrente máxima nos terminais de saída terão influência sobre o valor máximo e mínimo possíveis da indutância sintetizada.

CAPÍTULO 4

Inversores Multiníveis

4.1 INTRODUÇÃO

A capacidade de conversão de potência de um conversor CC/CA está relacionada com a capacidade de bloqueio de tensão e de condução de corrente das chaves utilizadas. Grandes níveis de potência são alcançados quando se utilizam associações em série ou paralelo das chaves. No caso da associação em série, é necessário assegurar que a distribuição de tensão seja equalizada entre as chaves. No caso da associação em paralelo, é necessário que se garanta equalização da corrente. Ambas as tarefas não são simples de serem realizadas e, em geral, envolvem soluções como divisores resistivos e associação de componentes magnéticos.

Para níveis de tensão muito elevados, encontrados por exemplo em sistemas de transmissão ou sub-transmissão, pode ser necessário o uso de um transformador para adequação do nível de tensão requerido. Além disto, em tais sistemas, um dos fatores mais críticos de projeto é a eficiência energética. Em geral, quanto maior é a frequência de chaveamento utilizada nos inversores maior é a perda de energia nas chaves e, conseqüentemente, menor é o rendimento. Por este motivo, preferencialmente adota-se o uso de inversores que operem com baixa frequência de chaveamento. No entanto, reduzir a frequência de chaveamento significa aumentar o conteúdo harmônico em frequências mais baixas e, conseqüentemente, diminuir a qualidade do sinal gerado.

Uma alternativa para os problemas de nível de tensão e potência é o uso de inversores multiníveis. O uso de tais inversores possibilita que níveis maiores de tensão na saída do conversor sejam obtidos e, em alguns casos, não se faz necessário o uso de um transformador para adequação do nível de tensão. O número de chaves controladas é maior e a capacidade de conversão de potência também o é. Mais do que isto, é possível obter sinais de boa qualidade operando-se com baixas frequências de comutação, o que elimina a necessidade de acoplamento através de transformadores com vários *taps* no primário e diminui os requisitos necessários para filtragem, diminuindo custos e melhorando o rendimento do sistema.

Estes fatores fazem com que estas topologias de inversores sejam mais viáveis para aplicações que envolvem potência elevada. A seguir será apresentado um resumo de algumas das principais topologias de inversores multinível bem como algumas técnicas de modulação.

4.2 PRINCIPAIS TOPOLOGIAS

Conceitualmente, inversores multiníveis podem ser pensados como por um conjunto de fontes de tensão em série e de chaves semicondutoras que, quando comutadas, permitem que os terminais de saída sejam conectados em pontos diferentes destas fontes de tensão. Os diagramas lógicos de inversores multiníveis estão mostrados a seguir.

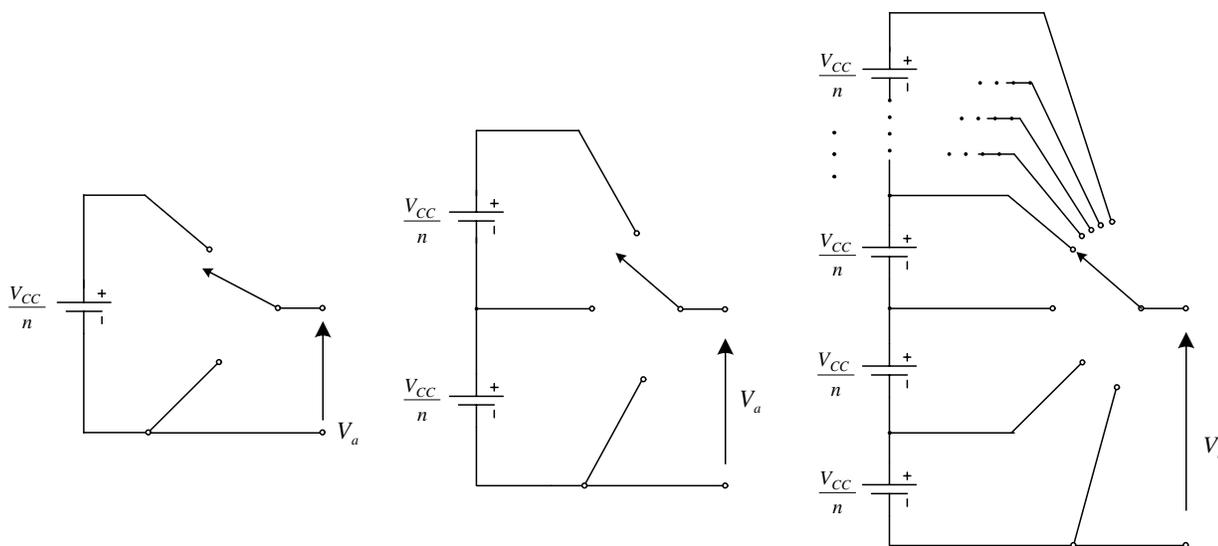


Figura 4.1 - Diagrama esquemático de uma fase de um inversor de 2 níveis, de 3 níveis e de n níveis, respectivamente.

Para algumas topologias, a comutação das chaves semicondutoras pode inverter a conexão das fontes de tensão, o que pode aumentar o número de níveis de tensão da saída. Em

outras topologias, utiliza-se de fontes de tensão de valores diferentes para que seja possível obter mais níveis, [32] e [34]. Assim, a quantidade de níveis de tensão mostrados na figura não é necessariamente o número real de fontes de tensão disponíveis.

A comutação destas chaves de múltiplas posições é feita de acordo com uma lógica que deve determinar a ponto correto que o terminal de saída deve ser ligado. Desconsiderando as não idealidades das chaves, a tensão de saída depende exclusivamente das fontes de tensão CC empregadas e das posições das chaves. Portanto, existe um número limitado de níveis de tensão possíveis para o sinal gerado na saída do inversor. Caso seja necessário sintetizar níveis de tensão diferentes destes, técnicas de modulação em alta frequência, como as técnicas de modulação por largura de pulsos, devem ser empregadas e filtros na saída podem ser necessários. Contudo, à medida que se aumenta o número de níveis, diminui-se bastante a dificuldade de se obter sinais de tensão com baixo conteúdo harmônico, uma vez que a amplitude das componentes indesejáveis é reduzida. Isto minimiza as exigências de filtragem necessárias.

Na prática, as chaves de múltiplas posições mostradas nas figuras são implementadas a partir de um conjunto de chaves semicondutoras convencionais (IGBT - *Insulated Gate Bipolar Transistor*, MCT - *MOS Controlled Thyristor*, IGCT - *Integrated Gate Controlled Thyristor*, etc.). Estas chaves apresentam um comportamento real diferente das chaves ideais, o que pode produzir efeitos indesejados nas estratégias de controle.

4.2.1 Inversor de Três Níveis com Neutro Grampeado

O diagrama esquemático de um inversor de três níveis com neutro grampeado, está mostrado na Figura 4.2 (a). O lado CC deste inversor é composto por duas fontes de tensão iguais conectadas em série. A saída do inversor, ponto a, pode ser conectada a qualquer dos terminais das fontes conforme as possíveis combinações de acionamento das chaves mostradas na Tabela 4.1. Por convenção, os estados das chaves estão associados a números, 0 e 1, sendo que: 1 significa chave acionada; 0 significa chave desligada. Conforme indicado na tabela, cada combinação de acionamento possível resulta em uma tensão diferente no terminal de saída que, por conveniência, será associada a um estado correspondente, 0, 1 ou 2.

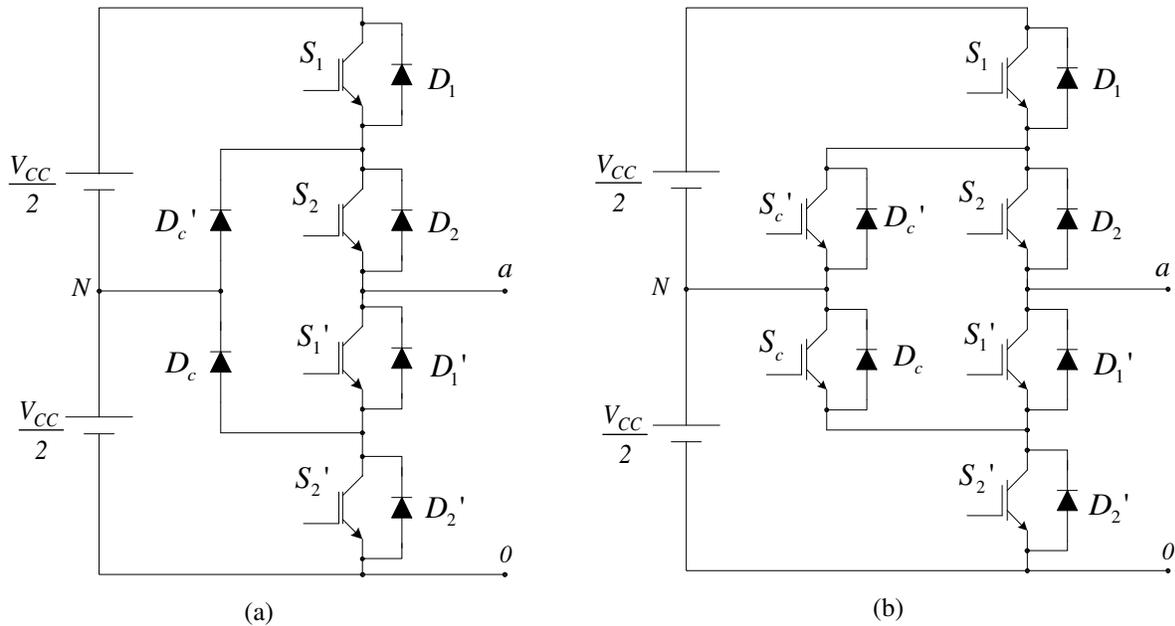


Figura 4.2 - (a) Inversor de 3 níveis com neutro grampeado convencional, **(b)** Inversor de 3 níveis com neutro grampeado e chaves auxiliares.

Tabela 4.1 - Combinações possíveis dos estados das chaves

Estado da Saída	Estados das Chaves				Tensão de Saída	
	S_1	S_2	S_1'	S_2'	V_{a0}	V_{aN}
0	0	0	1	1	0	$-V_{CC}/2$
1	0	1	1	0	$V_{CC}/2$	0
2	1	1	0	0	V_{CC}	$V_{CC}/2$

Os diodos $D_{c'}$ e D_c limitam as tensões nas chaves S_1 e S_2' respectivamente, pois quando estas tensões tendem a aumentar, estes diodos entram em condução e limitam o valor de tensão ao valor da tensão nas fontes CC. Contudo, é importante salientar que a presença destes diodos não impede que as tensões nas chaves S_1' e S_2 cresçam. De fato, caso haja indutâncias parasitas na ligação com o neutro, a tensão nestas chaves pode exceder a tensão das fontes, $V_{CC}/2$ [40].

Uma solução para este problema é adicionar duas novas chaves auxiliares em antiparalelo com os diodos $D_{c'}$ e D_c conforme mostrado na Figura 4.2 (b). A chave $S_{c'}$ deve ser acionada apenas quando ambas as chaves S_1' e S_2' estiverem ligadas enquanto que a chave S_c deve ser acionada quando ambas as chaves S_1 e S_2 estiverem ligadas. Isto evita que as tensões nas chaves S_1 e S_2' cresçam e atinjam níveis superiores aos valores das tensões de cada uma das fontes CC.

A Figura 4.3 mostra um inversor trifásico de três níveis alimentando uma carga indutiva em Y sem conexão de neutro. As formas de onda obtidas através de simulação com o uso deste inversor estão mostradas na Figura 4.4. A tensão total no barramento CC é de 200V e os pulsos nas chaves foram determinados para eliminar a 5ª harmônica. Note que a tensão de fase, v_{aN} , possui 3 níveis, no entanto a tensão de linha, v_{ab} , possui 5 e a tensão na carga, v_a , 7 níveis. Em geral, um inversor de n níveis produzirá uma tensão de fase de até n níveis, uma tensão de linha, v_{ab} , de até $(2n - 1)$, e para cargas em Y, o número de níveis da tensão de carga é ainda maior. Através desta conexão, elimina-se todas as componentes harmônicas múltiplas de 3 da tensão em cada uma das fases da carga.

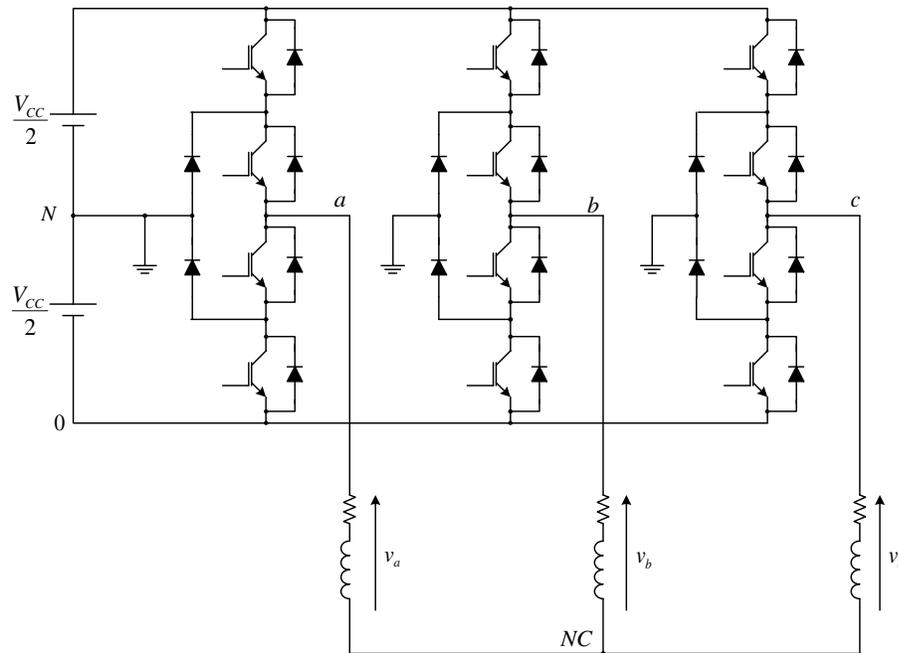


Figura 4.3 – Inversor trifásico de 3 níveis com neutro grampeado.

Ao contrário do que ocorre em inversores convencionais, para inversores multiníveis a variação da tensão da fase ocorre não de uma só vez, mas em degraus. Ou seja, cada comutação realizada faz com que haja uma variação de $V_{CC}/(n-1)$ na tensão de fase na saída e não de V_{CC} . Deste modo, se considerarmos que os tempos de transição são determinados pelas chaves, ocorre uma redução na taxa de variação de tensão, dv/dt . Conseqüentemente, há diminuição do nível de interferência eletromagnética produzida.

Uma desvantagem do inversor de neutro grampeado é que o tempo de condução das chaves semicondutoras não é o mesmo. Pela Tabela 4.1, nota-se que as chaves mais internas, S_2

e S_1' , são acionadas em dois dos três estados possíveis, enquanto que as chaves externas são acionadas apenas em um. Assim, um inversor com chaves internas e externas iguais opera, necessariamente, com chaves externas sobredimensionadas.

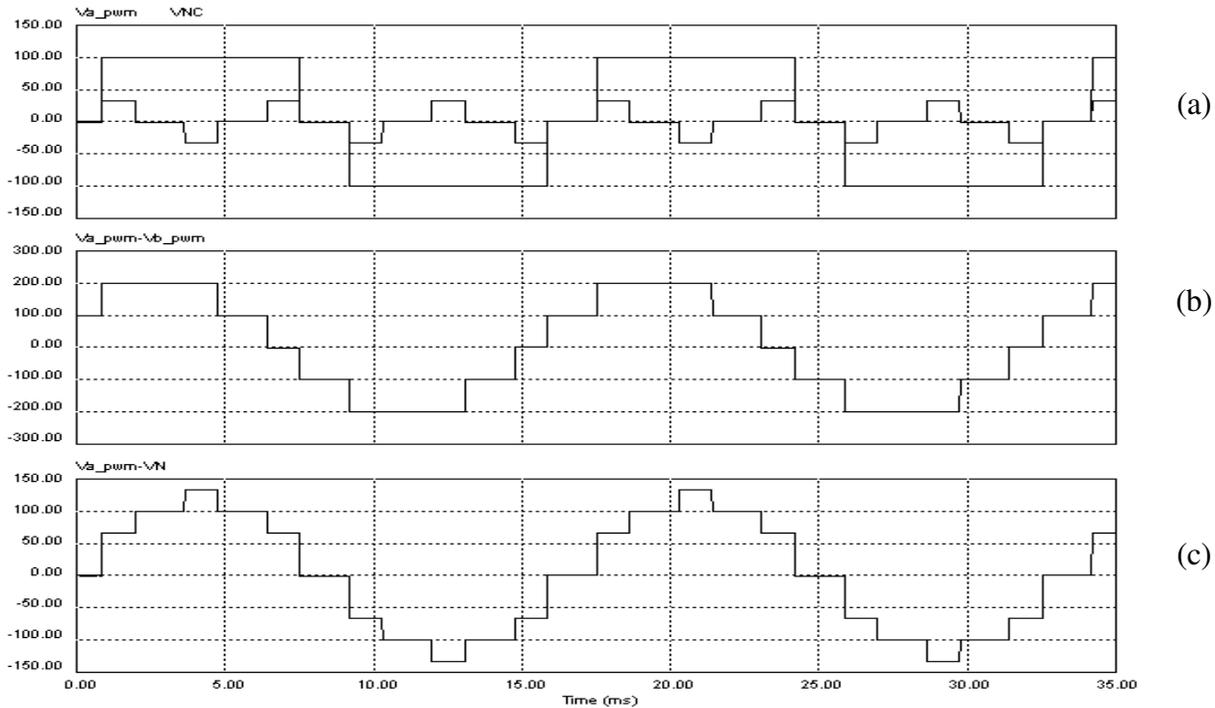


Figura 4.4 – Formas de onda da tensão da (a) Tensão v_{aN} e tensão v_{NNC} (b) tensão v_{ab} (c) tensão v_a

Uma outra desvantagem deste inversor é aumento da quantidade do número de diodos de grampeamento necessários quando se aumenta o número de níveis. A Figura 4.5 mostra um inversor trifásico de 5 níveis com diodos de grampeamento. Note que, neste caso o total de diodos usados para grampeamento é 36. De fato, caso os diodos usados para grampeamento tenham a mesma capacidade de bloqueio de tensão reversa máxima dos diodos em antiparalelo com as chaves de potência, o número de diodos requerido é dado de acordo com a seguinte equação [41]:

$$N^{\circ}_{diodos} = (n - 1) \cdot (n - 2) \cdot 3 \quad (4.1)$$

Na qual n é o número de níveis do conversor.

Este aumento quadrático no número de diodos, faz com que a construção desta topologia de inversores se torne inviável quando muitos níveis são necessários. Na prática, o número de níveis é limitado em 7 a 9 níveis [41].

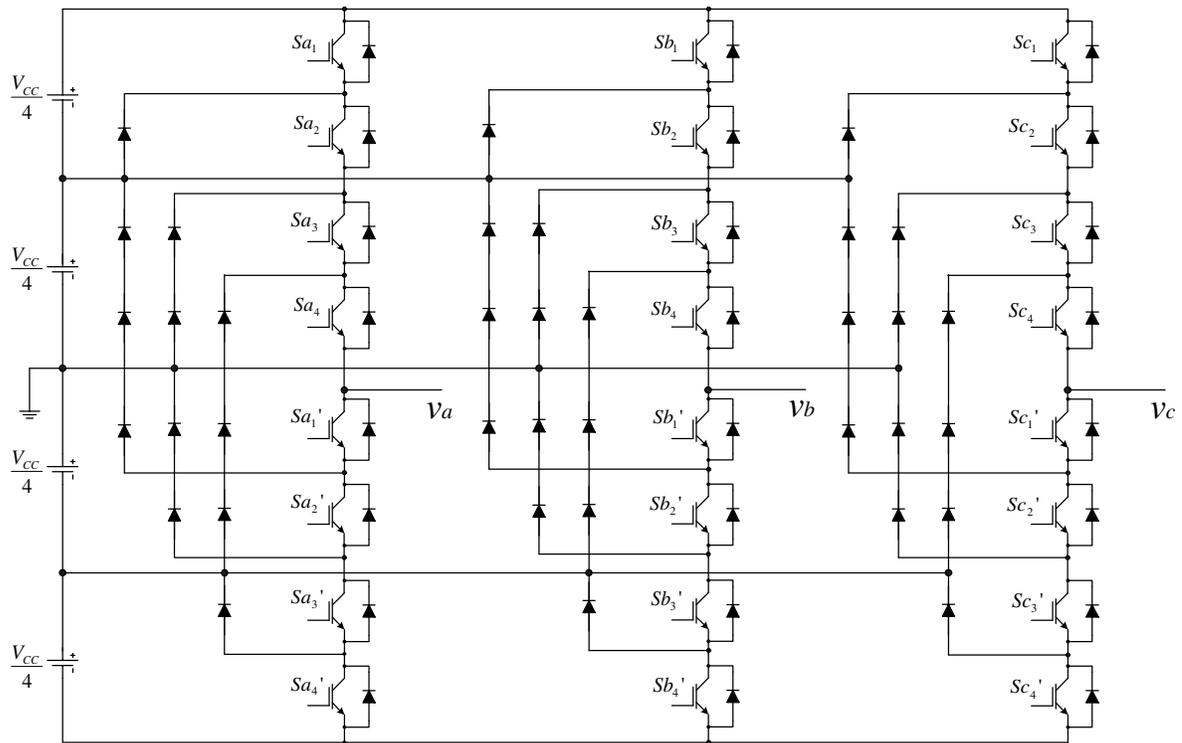


Figura 4.5 - Inversor de 5 níveis com diodos de grampeamento

4.2.2 Inversor Multinível com Capacitores Flutuantes

A Figura 4.6 mostra um inversor de 3 níveis com capacitor flutuante. Note que, comparando com a topologia de neutro grampeado, as posições das chaves S_1' e S_2' estão trocadas. Isto acontece pelo fato de que as combinações possíveis para os estados das chaves não são as mesmas daquele caso. Naquele caso, as chaves mais internas podiam ser acionadas ao mesmo tempo. Neste caso, se as chaves internas fossem acionadas ao mesmo tempo ocorreria um curto-circuito nos terminais do capacitor C. A tensão neste capacitor deve ser controlada para que seja a mesma de cada uma das fontes externas. As possíveis combinações de acionamento das chaves estão mostradas na Tabela 4.2.

Cada combinação acionamento resulta em uma tensão diferente no terminal de saída que, por conveniência, será associada a um estado correspondente, 0, 1 ou 2. Estes estados são análogos aos mostrados na Tabela 4.1, ou seja, produzem as mesmas tensões nas saídas.

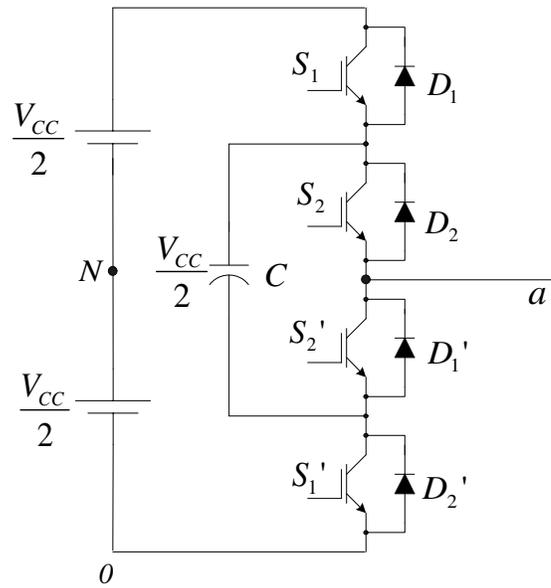


Figura 4.6 - Diagrama por fase de um Inversor de 3 níveis com capacitor flutuante.

Outra diferença na lógica de chaveamento destes conversores é que o estado 1 pode ser obtido por duas combinações diferentes de estados das chaves. Existe, portanto, uma redundância para geração deste estado, que deve ser usada para controlar a tensão no capacitor flutuante, C . Independentemente do sentido de corrente no terminal de saída, pode-se escolher uma destas combinações para carregar ou descarregar o capacitor flutuante conforme a necessidade.

Tabela 4.2 - Combinações possíveis dos estados das chaves

Estado da Saída	Estados das Chaves				Tensão de Saída	
	S_1	S_2	S_1'	S_2'	V_{a0}	V_{aN}
0	0	0	1	1	0	$-V_{CC}/2$
1	0	1	1	0	$V_{CC}/2$	0
1	1	0	0	1	$V_{CC}/2$	0
2	1	1	0	0	V_{CC}	$V_{CC}/2$

A Figura 4.7 mostra um inversor trifásico de 5 níveis com capacitores flutuantes. A medida que o número de níveis aumenta, o número de combinações redundantes para geração de um determinado estado aumenta bastante. De fato, o número de estados é sempre igual ao número de níveis do inversor, porém o número de combinações dos estados das chaves para este inversor é $(n - 1)^2$. Por este motivo, o controle da tensão nos capacitores flutuantes é uma tarefa difícil de ser realizada. Em [47] foi proposto um método para o controle de tensão dos

capacitores flutuantes para um inversor de 5 níveis. Este método pode ser estendido para inversores de com um número maior de níveis.

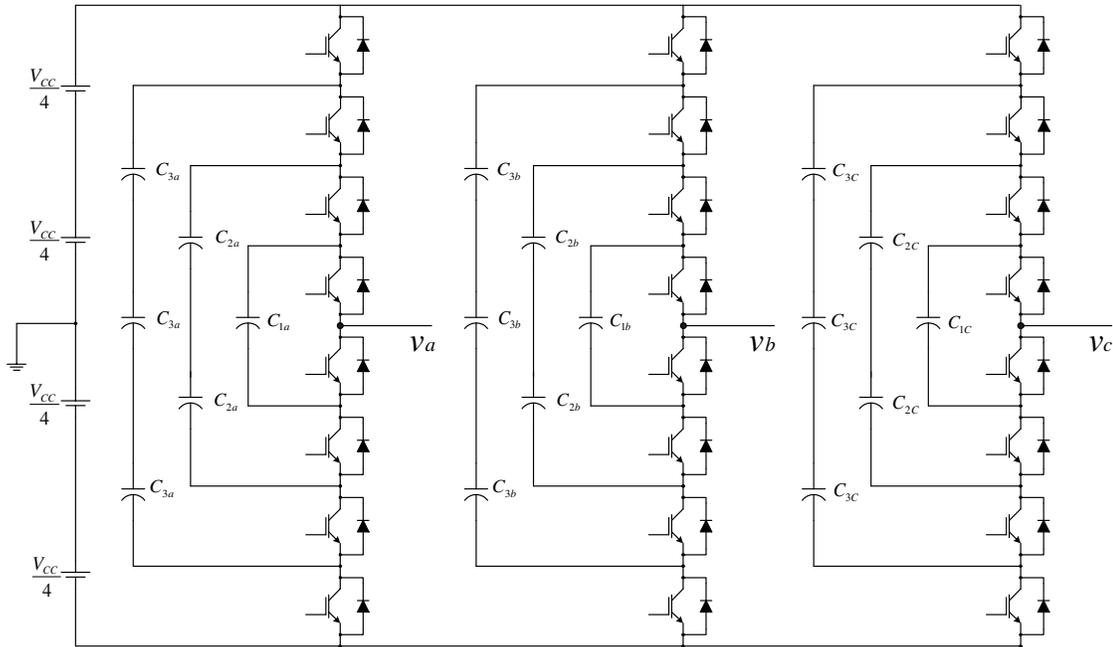


Figura 4.7 - Inversor de 5 níveis com capacitores flutuantes.

4.2.3 Inversor Multinível Composto por Células Monofásicas em Cascata Simétrico

A Figura 4.8 mostra o diagrama esquemático de um conversor multinível com células em cascata simétrico trifásico de 5 níveis. Como mostrado na figura, cada fase de um inversor tipo cascata é composta de vários módulos monofásicos iguais, com barramentos CC de mesma tensão, ligados em série.

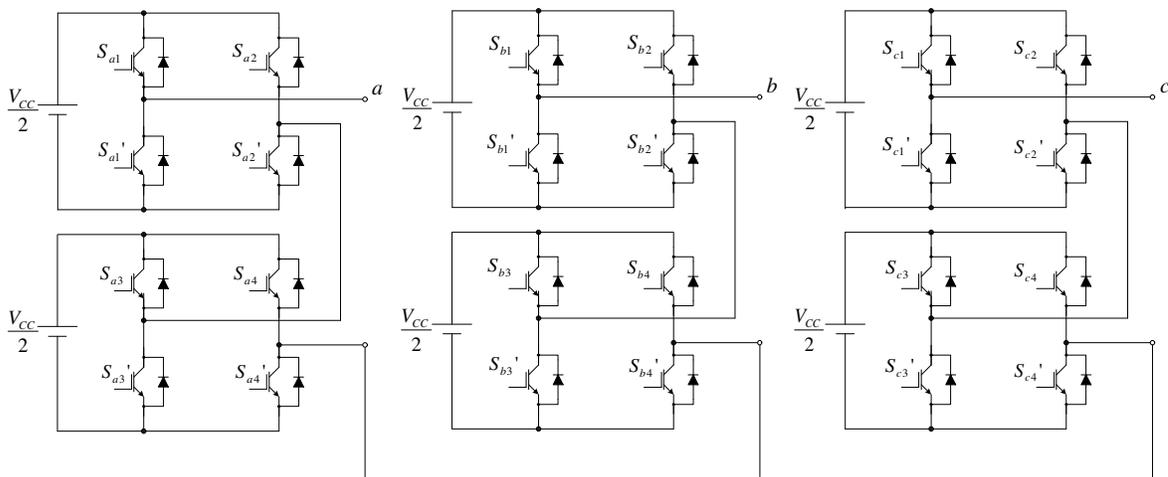


Figura 4.8 - Inversor de 5 níveis em cascata.

Assim como o inversor de capacitores flutuantes, este inversor apresenta redundância para a geração de estados. Como mostrado na Tabela 4.3, para cada célula, também existem duas possibilidades para a geração do estado 1. Naquele caso, esta redundância devia ser usada para o equilíbrio da tensão nos capacitores flutuantes. Neste caso, com uma estratégia de modulação adequada, esta redundância pode ser usada para equilibrar as correntes nas chaves e, para algumas aplicações, as tensões nos capacitores de cada uma das células monofásicas.

Com o aumento do número de células conectadas em série ocorre um aumento do número de estados redundantes. Para se produzir uma tensão de fase nula a partir de um conversor com duas células por fase, por exemplo, existem diferentes combinações de tensões possíveis a saber: ambas positivas; uma produzindo $+V_{CC}/2$ e outra produzindo $-V_{CC}/2$ e vice-versa. À medida que o número de células aumenta, a quantidade de combinações aumenta exponencialmente.

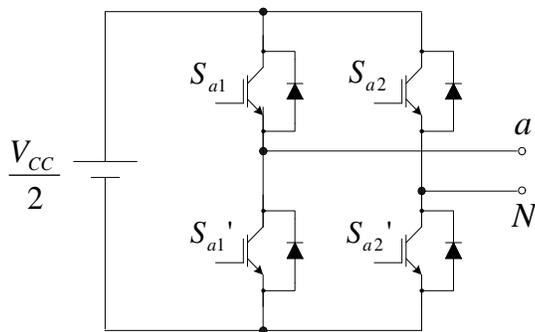


Figura 4.9 – Célula de três níveis.

Tabela 4.3 - Combinações possíveis dos estados das chaves

Estado da saída	Estado das chaves				Tensão de Saída
	S_1	S_2	S_1'	S_2'	V_{aN}
0	0	1	1	0	$-V_{CC}/2$
1	1	1	0	0	0
1	0	0	1	1	0
2	1	0	0	1	$V_{CC}/2$

O Conversor Multinível em Cascata é o que apresenta o menor número de componentes para a obtenção da mesma quantidade de níveis. Para os conversores anteriores, à medida que se aumentava o número de níveis, a quantidade de componentes auxiliares, diodos ou capacitores, aumentava bastante. Isto não acontece com o inversor multinível em cascata, pois este não necessita de componentes auxiliares. Além disto, com uma estratégia de controle adequada, o valor médio da corrente e a frequência de chaveamento de todas as chaves do inversor é o mesmo e, como consequência, o dimensionamento de todas as chaves também o é. Este fato e a estrutura modular deste inversor diminui os custos e facilita a manutenção. Em contrapartida, este inversor apresenta a desvantagem de requerer fontes CC isoladas em cada uma das células. Ou seja, não há um barramento CC único por fase e nem mesmo um comum nas três fases. Portanto, em aplicações em que o inversor fornece potência ativa, deve-se dispor de várias fontes CC isoladas.

Em aplicações em que o inversor não fornece potência ativa, esta desvantagem pode ser amenizada se as fontes CC forem substituídas por capacitores. Para isto, é necessário que a tensão em cada capacitor seja controlada individualmente. Algumas destas estratégias de controle para inversores em cascata, que usam fontes CC de mesmo valor, foram propostas em [45] e [46]. Mesmo assim, já que não há troca de energia entre fases do inversor, o banco total de capacitores deve ser maior para evitar flutuações consideráveis de tensão provocadas pelas variações da potência instantânea.

Nas aplicações de compensação em série de linhas de transmissão não é necessário que o inversor produza tensões com amplitudes tão elevadas quanto as tensões de linha do sistema. Se um inversor trifásico é usado, existe a necessidade de um transformador para acoplamento com a rede e, mesmo que a tensão compensada seja baixa para cada uma das fases, as bobinas do transformador devem ter a capacidade de isolamento da tensão de linha. Isto certamente aumentará os custos de uma possível implementação. Por isto, mesmo que seja necessário o uso de um banco de capacitores maior, pode ser vantajoso implementar compensações de linha individuais por fase com o uso de módulos monofásicos, sem que seja necessário o uso de transformadores com grande capacidade de isolamento de tensão para acoplamento com a rede. Portanto, o fato de não ser possível fazer com que as células de fase diferentes compartilhem o mesmo barramento CC não necessariamente é uma desvantagem para aplicações série.

4.2.4 Inversor Multinível de Células em Cascata Assimétrico

Quando fontes CC de valores diferentes são usadas, Conversores Multiníveis em Cascata Assimétrico - CMCA, pode-se obter uma maior quantidade de níveis da tensão de saída. Conseqüentemente, formas de onda com menor THD (*Total Harmonic Distortion*) podem ser geradas. Este aspecto é de particular interesse, pois minimiza a necessidade de filtros de saída, melhorando a eficiência e resposta dinâmica do sistema.

Para esta topologia, além das vantagens de não ser necessário usar componentes auxiliares, com uma estratégia de modulação adequada, que será apresentada na Seção 0, pode-se modular as células de maior tensão, possivelmente implementadas com IGCTs, em frequências baixas. Isto faz com que o rendimento que pode ser obtido com esta topologia seja maior que o que pode ser obtido com outras topologias. Esta é uma característica fundamental em aplicações

de potência elevada. Por isto, este será o conversor utilizado para obtenção de resultados experimentais.

Talvez, as principais desvantagens desta topologia em relação à topologia simétrica são a perda de modularidade, que encarece sua manutenção, e o fato de que grande parte da potência, ou tensão, tende a ser concentrada em um número menor de módulos, o que nem sempre é desejável.

O diagrama esquemático de um inversor formado por células em cascata assimétrico está mostrado na Figura 4.10. As fontes CC que alimentam cada uma das células são isoladas entre si. A relação entre as tensões nos barramentos CC das células inversoras pode ser escolhida conforme as exigências da aplicação, número de níveis da tensão de saída, máxima tensão de bloqueio das chaves semicondutoras etc.

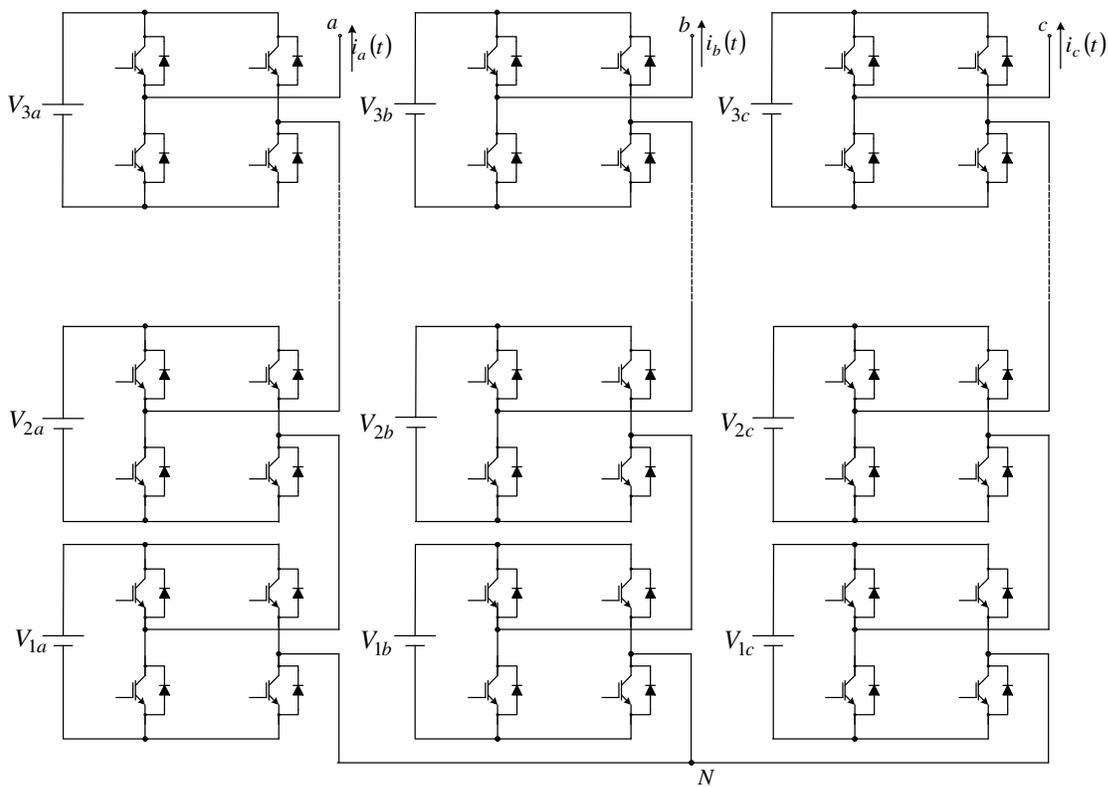


Figura 4.10 - Inversor Composto por Células Monofásicas em Cascata.

Caso a tensão no barramento CC do módulo de menor tensão, V_1 , seja igual a V_{CC} e se a tensão nos demais módulos, forem múltiplos inteiros desta tensão, mV_{CC} , em geral, o número de níveis produzido pelo conversor assimétrico em cascata pode ser calculado por:

$$n = 1 + 2 \cdot \sum_{k=1}^{k=m} V_m / V_{CC} \quad (4.2)$$

Na qual, m é o número de módulos conectados em cascata por fase.

Uma das alternativas para a escolha do valor das fontes de tensão de cada célula é usar a relação 3:1. A esta configuração dá-se o nome de Conversor Assimétrico em Cascata Ternário e a relação entre as fontes de tensão CC é

$$V_k = 3^{(k-1)} \cdot V_1 \quad (4.3)$$

ou

$$(V_1, V_2, V_3) = (V_{CC}, 3 \cdot V_{CC}, 9 \cdot V_{CC}) \quad (4.4)$$

Neste caso, cada combinação dos estados das células produz um nível de tensão diferente na saída. Se três células são usadas em série, por exemplo, pode-se gerar 27 combinações diferentes de estados das células, 3^m , cada uma resultando em uma tensão diferente de saída. Como consequência, este caso é o que resulta uma tensão de saída com o maior número de níveis possível.

Infelizmente, a escolha da relação ternária nem sempre é possível ou conveniente por várias limitações de ordem prática [48] e, como consequência, outras relações de tensão entre as células diferentes da ternária são comumente utilizadas, [29], [30] e [49].

Conforme justificaremos na Seção 0, a configuração ternária não é indicada para a realização da modulação PWM. Neste caso, uma alternativa mais viável para a escolha do valor das fontes de tensão de cada célula é usar a relação 2:1. A esta configuração dá-se o nome de Conversor Assimétrico em Cascata Binário, e a relação entre as fontes de tensão CC é

$$V_k = 2^{(k-1)} \cdot V_1 \quad (4.5)$$

ou

$$(V_1, V_2, V_3) = (V_{CC}, 2 \cdot V_{CC}, 4 \cdot V_{CC}) \quad (4.6)$$

Neste caso, algumas combinações de estados das células resultam na mesma tensão de saída. De modo que o número de níveis do sinal de saída, 15, é menor que o número de combinações de estados das chaves, 3^m .

Quando se deseja usar uma estratégia de modulação PWM, a relação entre as tensões CC nas células mais indicada para se obter o maior número de níveis é

$$V_k = 2 \cdot \sum_{k=1}^{k=m-1} V_k \quad (4.7)$$

ou

$$(V_1, V_2, V_3) = (V_{CC}, 2 \cdot V_{CC}, 6 \cdot V_{CC}) \quad (4.8)$$

Quando as tensões entre as células seguem esta proporção, o número máximo de níveis usando a modulação PWM (*Pulse Width Modulation*) para o CMCA com três células em cascata passa a ser 19.

4.3 ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO

As estratégias de modulação de inversores multiníveis podem ser divididas de acordo com a frequência de comutação das chaves, conforme ilustrado no diagrama da Figura 4.11 [43]. Com o uso de estratégias de modulação com comutação na frequência da rede, cada chave é comutada poucas vezes por ciclo da rede, e consegue-se formas de onda do tipo escada, como mostradas na Figura 4.4.

A baixa frequência de comutação faz com que o rendimento do inversor seja elevado. Contudo, o tempo de resposta é alto e, por isto, são mais indicados em aplicações em que se deseja gerar uma forma de onda de tensão constante. Aplicações como filtros ativos e síntese de impedâncias requerem que o inversor seja capaz de seguir sinais de referência mais rápidos e, por isto, estudaremos somente as estratégias de controle com chaveamento em alta frequência. A seguir apresentaremos uma breve discussão das estratégias de controle em alta frequência, SVM - “Space Vector Modulation” e SPWM - “Sinusoidal Pulse Width Modulation”.

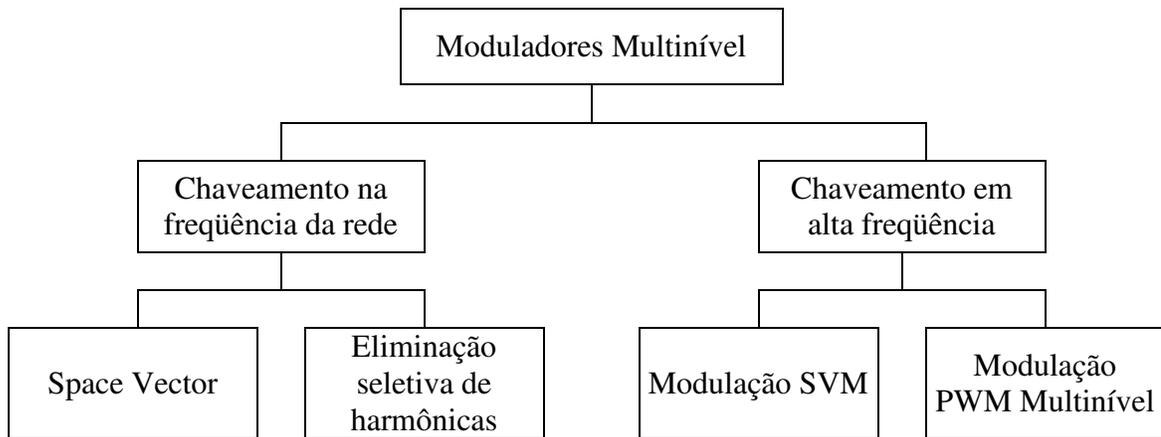


Figura 4.11 – Classificação dos métodos de modulação para inversores multinível.

4.3.1 Modulação por Vetores Espaciais - SVM

No caso de inversores trifásicos de 3 níveis, cada fase do inversor pode ser controlada a partir da mesma lógica mostrada nas Tabelas 4.1, 4.2 ou 4.3, de acordo com a tecnologia de conversor multinível escolhida. Cada fase pode assumir qualquer um dos três estados mostrados e o número de combinações de estados nas três fases é 27. Cada uma destas combinações pode ser representada por um vetor, cujas coordenadas estão indicadas na Tabela 4.4.

Tabela 4.4 – Combinações de chaveamento nas três fases de um inversor de 3 níveis

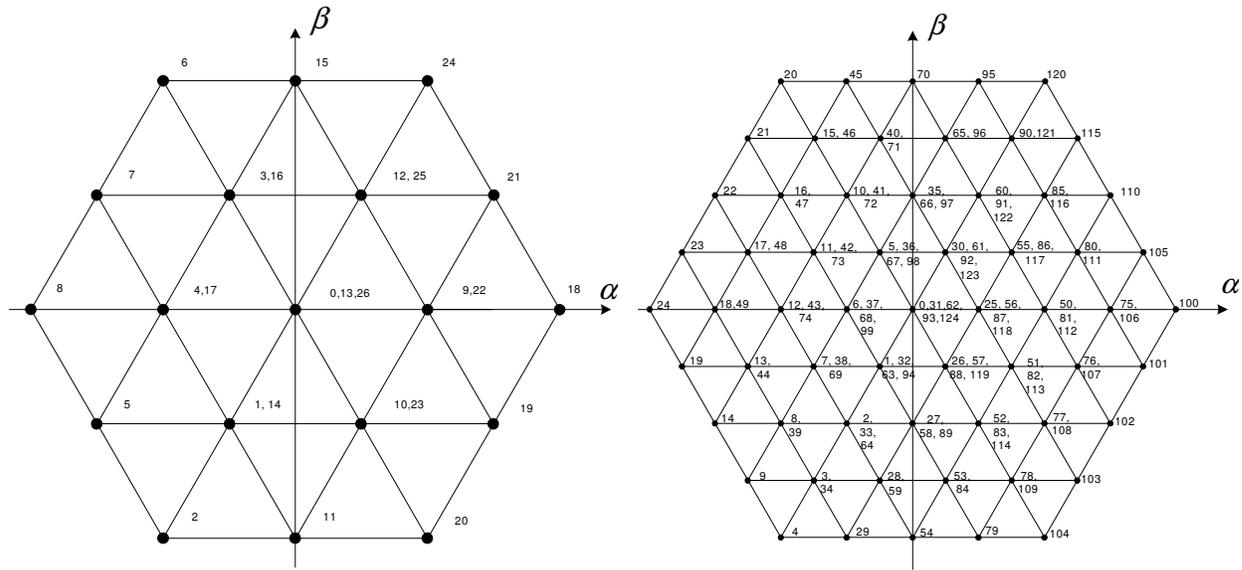
Vetor	Estado da Fase			Tensões nas fases			Tensões Transformadas	
	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	V_{a0}	V_{b0}	V_{c0}	V_{α}	V_{β}
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	0	0	1	0	0	$V_{CC}/2$	$-1/2 \cdot V_{CC}/2$	$-\sqrt{3}/2 \cdot V_{CC}/2$
V_2	0	0	2	0	0	V_{CC}	$-V_{CC}/2$	$-\sqrt{3} \cdot V_{CC}/2$
V_3	0	1	0	0	$V_{CC}/2$	0	$-1/2 \cdot V_{CC}/2$	$\sqrt{3}/2 \cdot V_{CC}/2$
V_4	0	1	1	0	$V_{CC}/2$	$V_{CC}/2$	$-V_{CC}/2$	0
V_5	0	1	2	0	$V_{CC}/2$	V_{CC}	$-3/2 \cdot V_{CC}/2$	$-\sqrt{3}/2 \cdot V_{CC}/2$
V_6	0	2	0	0	V_{CC}	0	$-V_{CC}/2$	$\sqrt{3} \cdot V_{CC}/2$

Continua na próxima página...

V_7	0	2	1	0	V_{CC}	$V_{CC}/2$	$-3/2 \cdot V_{CC}/2$	$\sqrt{3}/2 \cdot V_{CC}/2$
V_8	0	2	2	0	V_{CC}	V_{CC}	$-V_{CC}$	0
V_9	1	0	0	$V_{CC}/2$	0	0	$V_{CC}/2$	0
V_{10}	1	0	1	$V_{CC}/2$	0	$V_{CC}/2$	$1/2 \cdot V_{CC}/2$	$-\sqrt{3}/2 \cdot V_{CC}/2$
V_{11}	1	0	2	$V_{CC}/2$	0	V_{CC}	0	$-\sqrt{3} \cdot V_{CC}/2$
V_{12}	1	1	0	$V_{CC}/2$	$V_{CC}/2$	0	$1/2 \cdot V_{CC}/2$	$\sqrt{3}/2 \cdot V_{CC}/2$
V_{13}	1	1	1	$V_{CC}/2$	$V_{CC}/2$	$V_{CC}/2$	0	0
V_{14}	1	1	2	$V_{CC}/2$	$V_{CC}/2$	V_{CC}	$-1/2 \cdot V_{CC}/2$	$-\sqrt{3}/2 \cdot V_{CC}/2$
V_{15}	1	2	0	$V_{CC}/2$	V_{CC}	0	0	$\sqrt{3} \cdot V_{CC}/2$
V_{16}	1	2	1	$V_{CC}/2$	V_{CC}	$V_{CC}/2$	$-1/2 \cdot V_{CC}/2$	$\sqrt{3}/2 \cdot V_{CC}/2$
V_{17}	1	2	2	$V_{CC}/2$	V_{CC}	V_{CC}	$-V_{CC}/2$	0
V_{18}	2	0	0	V_{CC}	0	0	V_{CC}	0
V_{19}	2	0	1	V_{CC}	0	$V_{CC}/2$	$3/2 \cdot V_{CC}/2$	$-\sqrt{3}/2 \cdot V_{CC}/2$
V_{20}	2	0	2	V_{CC}	0	V_{CC}	$V_{CC}/2$	$-\sqrt{3} \cdot V_{CC}/2$
V_{21}	2	1	0	V_{CC}	$V_{CC}/2$	0	$3/2 \cdot V_{CC}/2$	$\sqrt{3}/2 \cdot V_{CC}/2$
V_{22}	2	1	1	V_{CC}	$V_{CC}/2$	$V_{CC}/2$	$V_{CC}/2$	0
V_{23}	2	1	2	V_{CC}	$V_{CC}/2$	V_{CC}	$1/2 \cdot V_{CC}/2$	$-\sqrt{3}/2 \cdot V_{CC}/2$
V_{24}	2	2	0	V_{CC}	V_{CC}	0	$V_{CC}/2$	$\sqrt{3} \cdot V_{CC}/2$
V_{25}	2	2	1	V_{CC}	V_{CC}	$V_{CC}/2$	$1/2 \cdot V_{CC}/2$	$\sqrt{3}/2 \cdot V_{CC}/2$
V_{26}	2	2	2	V_{CC}	V_{CC}	V_{CC}	0	0

Pode-se calcular as projeções no plano α, β de cada uma das 27 combinações possíveis mostradas na tabela. A partir destas projeções, obtém-se o diagrama do inversor de três níveis, mostrado na Figura 4.12 (a). Adotando-se um procedimento similar, pode-se obter este diagrama

para inversores com maior numero de níveis. A Figura 4.12 (b) mostra o diagrama para um inversor de 5 níveis. Como ilustrado nas figuras, o diagrama de vetores espaciais pode ser dividido em pequenos triângulos, setores, sendo que o número total de setores é $6 \cdot (n - 1)^2$.



(a) (b)
Figura 4.12 – Diagrama Space-Vector para inversores de (a) 3 níveis e (b) 5 níveis.

Para que seja possível determinar quais vetores serão usados, o sinal de tensão que se deseja gerar também deve estar representado no plano α, β conforme mostrado na Figura 4.13.

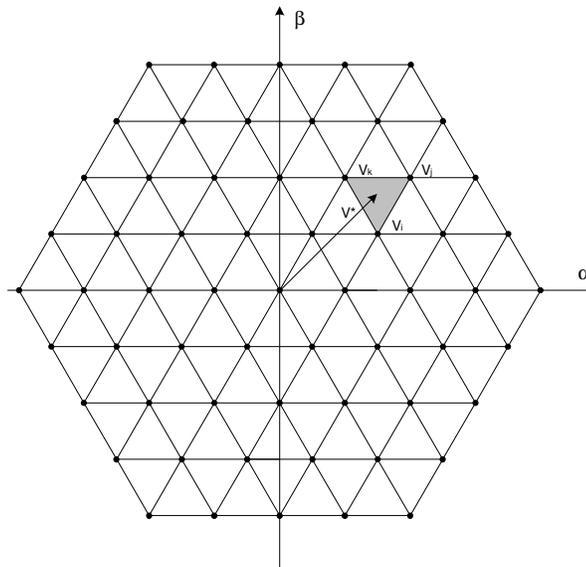


Figura 4.13 – Space vector 5 níveis e vetor de tensão representado no plano d, q .

A partir da projeção da tensão de referência, V^* , no plano $\alpha\beta$ determina-se os três pontos mais próximos no diagrama de vetores espaciais, V_j , V_i e V_k . A técnica de modulação por vetores espaciais consiste em sintetizar o vetor de referência, V^* , a partir de uma combinação destes vetores.

Para uma dada frequência de chaveamento, determina-se o período de chaveamento correspondente, T . Este período deve ser dividido entre os três vetores de tal forma que:

$$t_i + t_j + t_k = T \quad (4.9)$$

$$t_i \cdot V_{i,\alpha} + t_j \cdot V_{j,\alpha} + t_k \cdot V_{k,\alpha} = T \cdot V^*_\alpha \quad (4.10)$$

$$t_i \cdot V_{i,\beta} + t_j \cdot V_{j,\beta} + t_k \cdot V_{k,\beta} = T \cdot V^*_\beta \quad (4.11)$$

Cuja solução é:

$$\begin{bmatrix} t_i \\ t_j \\ t_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I & I & I \\ V_{i,\alpha} & V_{j,\alpha} & V_{k,\alpha} \\ V_{i,\beta} & V_{j,\beta} & V_{k,\beta} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} T \\ T \cdot V^*_\alpha \\ T \cdot V^*_\beta \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

É importante lembrar que a equação (4.12) muda de acordo com o setor em que se encontra o vetor de referência, V^* , uma vez que esta matriz depende dos pontos V_j , V_i e V_k .

Pela Figura 4.12 podemos notar que alguns vetores possuem componentes no plano α,β equivalentes. Por exemplo, no caso do inversor de três níveis, os vetores 9 e 22 possuem as mesmas componentes α,β e, por isto, são representadas pelo mesmo ponto no plano. De fato, desde que todos os capacitores do barramento CC estejam com a mesma tensão, a diferença entre estes vetores é a componente comum gerada nas três fases, ou componente de seqüência 0. Em sistemas sem conexão de neutro, esta componente não existe na carga e estes vetores produzem efeito equivalente na carga.

Já para o banco de capacitores no lado CC do inversor, o efeito dos vetores equivalentes não é o mesmo. Apesar das componentes α e β na carga serem as mesmas, os vetores equivalentes ligam cada uma das três fases em pontos diferentes do banco de capacitores. Por este motivo, a escolha do vetor afeta o estado de carga dos capacitores. Assim, em sistemas em que não há uma fonte CC conectada, esta redundância de vetores também deve ser usada para a regulação das tensões CC nos conversores. Note que esta redundância é diferente da apontada quando se estudava as células monofásicas de três níveis. Aquela redundância é referente às

combinações dos estados das chaves para gerar uma determinada tensão de fase. Aqui a redundância é referente às combinações dos estados necessários para, a partir de uma topologia de inversor multinível trifásico qualquer, produzir uma dada tensão no plano α, β .

Apesar de ser uma técnica essencialmente digital, que facilita a implementação em microcontroladores (μC) ou Processadores Digitais de Sinais (DSP), a técnica é difícil de ser aplicada quando o número de níveis do conversor é muito elevado. Considerando-se um conversor de 19 níveis, por exemplo, o número de setores seria 1944 e a quantidade de vetores seria 6859.

4.3.2 Modulação por Largura de Pulso Senoidal - SPWM

As técnicas de modulação senoidal para inversores multiníveis também são baseadas na modulação com portadora triangular. No entanto, para inversores multiníveis, existem várias alternativas diferentes para implementação da modulação por largura de pulsos. Nesta seção, serão descritos apenas dois exemplos: PD (*Phase Disposition*) e PS (*Phase Shift*) outras variações como a POD (*Phase Opposition Disposition*), APOD (*Alternated Phase Opposition Disposition*) e H (*Hybrid*) podem ser encontradas em [38] e [39].

4.3.2.1 SPWM – PD - Phase Disposition

Como exemplo, nesta seção descreveremos a estratégia de geração de pulsos usando a técnica de modulação senoidal para inversores multiníveis com diodos de grameamento de cinco níveis da Figura 4.5. A técnica mostrada consiste em comparar um sinal de referência de cada fase com diversos sinais triangulares, conforme ilustrado na Figura 4.14. O nome “*Phase Disposition*” está relacionado com a maneira que as ondas triangulares são dispostas. As estratégias POD e APOD são similares, porém as portadoras triangulares estão dispostas de maneira diferente [38]. O número de portadoras triangulares deve ser igual a $(n - 1)$. A partir das comparações, os pulsos para as chaves são gerados. A triangular superior determina os pulsos para a chave superior do inversor, S_1 , e de sua correspondente na parte inferior, S_1' . A triangular inferior determina os pulsos para a chave mais interna da parte superior, S_{n-1} , e de sua correspondente na parte inferior, S_{n-1}' .

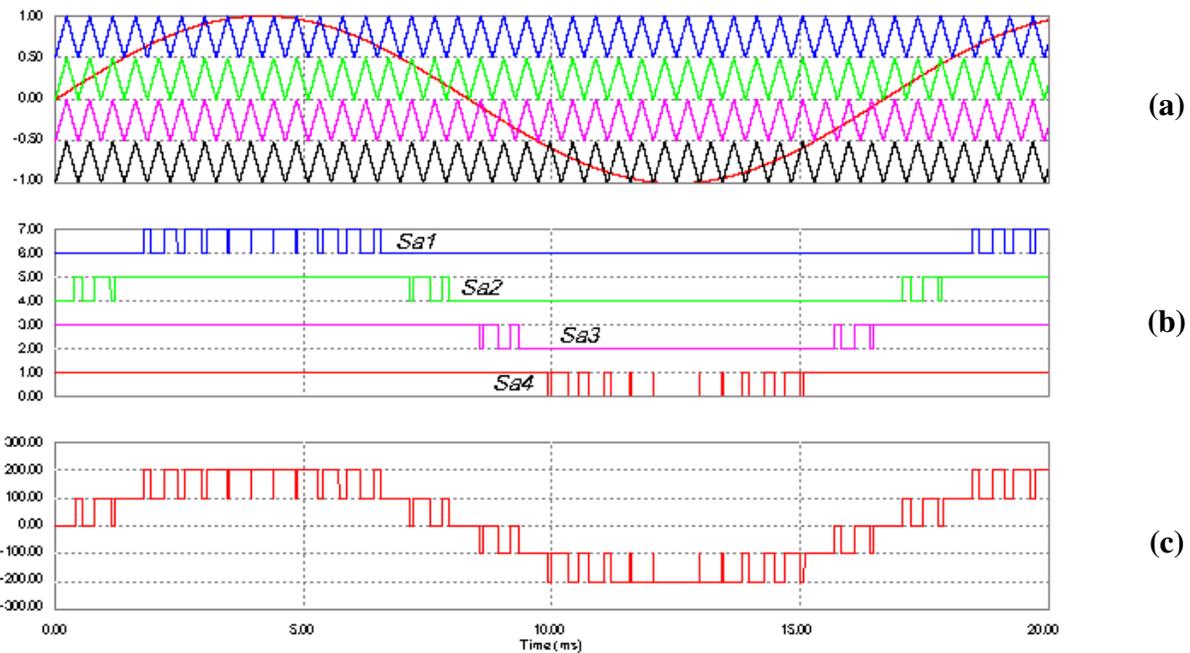


Figura 4.14 – (a) Estratégia de modulação senoidal para inversores com neutro grampeado (b) Formas de onda dos pulsos para as chaves (c) tensão de fase obtida com estratégia de modulação senoidal.

A simulação mostrada na figura foi obtida com portadoras triangulares de 2160Hz. O índice de modulação era unitário, ou seja, a amplitude da senoide é igual à soma das amplitudes das portadoras. Para algumas aplicações, é possível adicionar aos sinais de referência por fase um sinal comum, de forma a tornar possível sintetizar tensões maiores.

Pela Figura 4.14 (b) pode-se verificar uma grande diferença entre os tempos de condução das chaves internas e externas. O sinal da parte superior é o sinal de acionamento para a chave superior do inversor, chave S_{a1} da Figura 4.5, enquanto que o sinal da parte inferior é o correspondente à chave S_{a4} .

A Figura 4.15 mostra uma simulação, na qual foi feita uma inserção de um sinal de 1020Hz no sinal modulante. Pelos resultados obtidos pode-se verificar a capacidade deste inversor de sintetizar sinais em mais de uma frequência, e não apenas uma única componente espectral. Com isto, tais topologias podem ser aplicadas também em filtros ativos e na síntese de impedâncias.

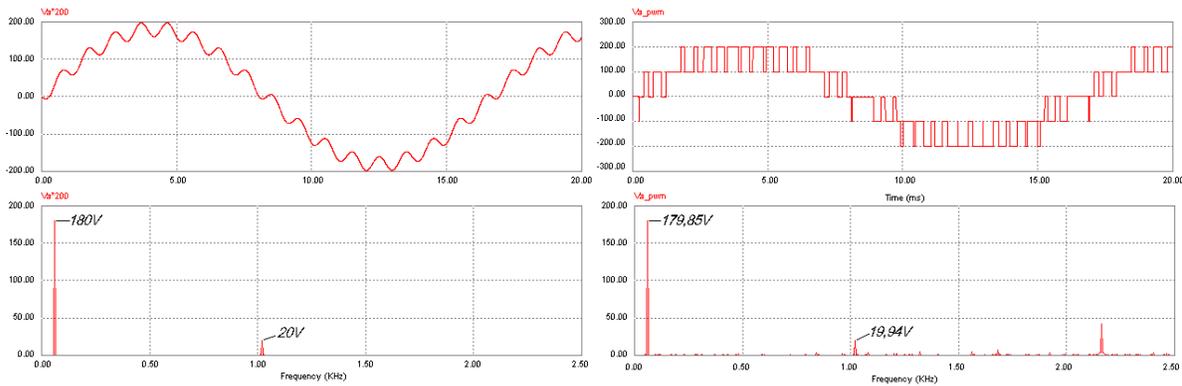


Figura 4.15 – Modulação de um sinal com 17ª harmônica (a) Sinal de referência (b) Sinal modulado.

4.3.2.2 SPWM – PS - Phase Shifted

Estratégias de modulação senoidal para inversor em cascata e para inversores com capacitores flutuantes nem sempre são tão diretas como a estratégia mostrada anteriormente, pois, por possuírem uma redundância maior, é necessário um algoritmo adicional que determina uma combinação para produzir um determinado nível. Como mencionado nas seções anteriores, esta redundância pode ser usada com diferentes finalidades como controle ou equalização de tensão nos capacitores [41], [42] e [46]. Devido à particularidade deste assunto, estes algoritmos não serão tratados nesta tese.

Uma técnica simples, que dispensa o uso de tais algoritmos e que produz excelentes resultados, especialmente para conversores compostos por células em cascata, é a que usa portadoras triangulares deslocadas (*Phase Shifted*) para cada um dos módulos monofásicos em cascata. O resultado de simulação mostrado na Figura 4.16 ilustra esta estratégia de modulação [43].

A estratégia consiste em comparar um sinal de referência e seu oposto, sinais senoidais da Figura 4.16 (a), com portadoras triangulares defasadas. O número de portadoras triangulares deve ser igual a:

$$N^o_{portadoras} = \frac{(n-1)}{2} \tag{4.13}$$

E o deslocamento entre elas para que se obtenha o menor conteúdo harmônico da tensão de saída deve ser:

$$t_{delay} = \frac{T}{(n-1)} \tag{4.14}$$

Como o inversor usado é de 5 níveis, na simulação usou-se 2 portadoras com um deslocamento de ¼ do período de comutação.

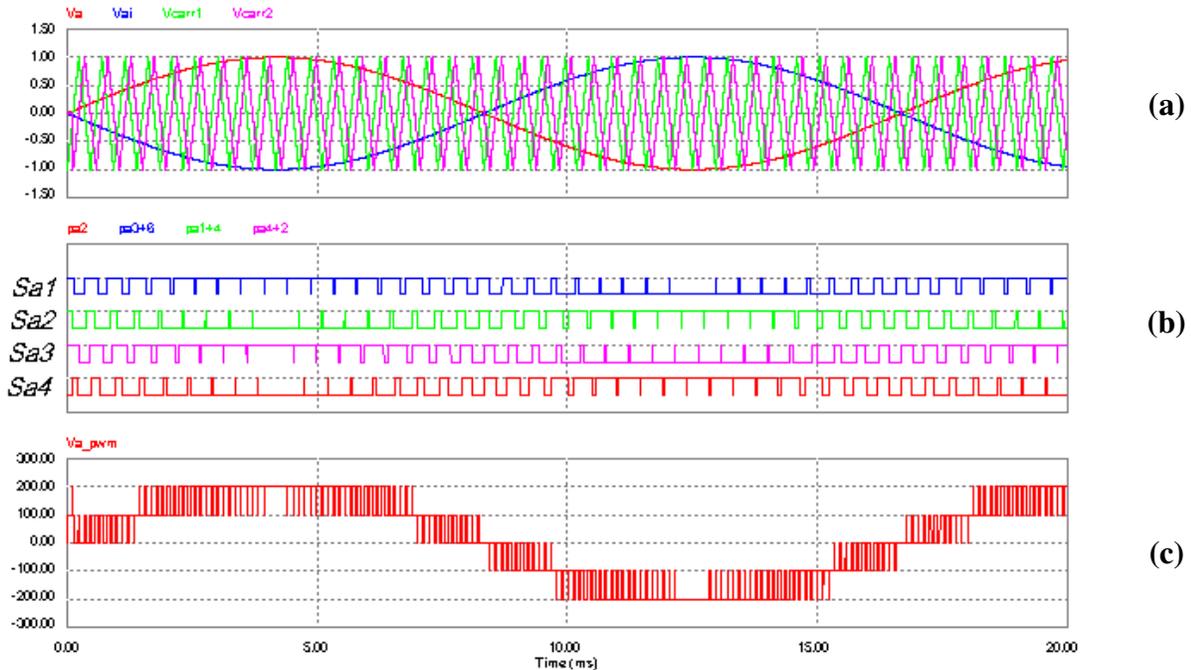


Figura 4.16 – Formas de onda da modulação senoidal para inversores em cascata. (a) Sinais de referência de uma das fases e portadoras triangulares deslocadas (b) Pulsos para as chaves S_{a1} , S_{a2} , S_{a3} e S_{a4} . (c) Tensão de fase gerada.

Nesta simulação, a frequência de comutação foi a mesma usada para o inversor com diodos de grampeamento. Porém, como pode ser visto comparando os sinais de tensão gerados, Figura 4.14 (c) e Figura 4.16 (c), este inversor conseguiu produzir sinais cujo conteúdo harmônico referente ao chaveamento está em uma frequência 4 vezes mais alta. Para que se obtenha um espectro semelhante com um inversor com diodos de grampeamento, a frequência de chaveamento deveria ser 8640Hz. Ou seja, para o inversor em cascata com duas células monofásicas por fase ocorre um aumento de 4 vezes na frequência de comutação aparente vista pela carga.

Para inversores em cascata com um número maior de células, o ganho de qualidade no sinal de saída é ainda maior. Em geral, sinais de saída similares aos obtidos com um inversor diodos de grampeamento podem ser conseguidos com um inversor com células em cascata utilizando-se uma frequência de comutação igual a 2 vezes o número de células em cascata por fase menor.

Se a mesma frequência de comutação for usada para ambos conversores, consegue-se sintetizar sinais de frequências mais elevadas usando-se o inversor com células em cascata. A Figura 4.17 mostra o resultado de simulação obtido com um inversor com células em cascata usando sinal de referência senoidal com 35ª harmônica, 2100Hz. A frequência da portadora usada foi 2160Hz.

Pela comparação dos resultados mostrados na Figura 4.15 e na Figura 4.17, nota-se que a filtragem do sinal gerado pelo inversor em cascata é mais fácil, já que as componentes espectrais geradas pelo chaveamento estão em frequências mais elevadas.

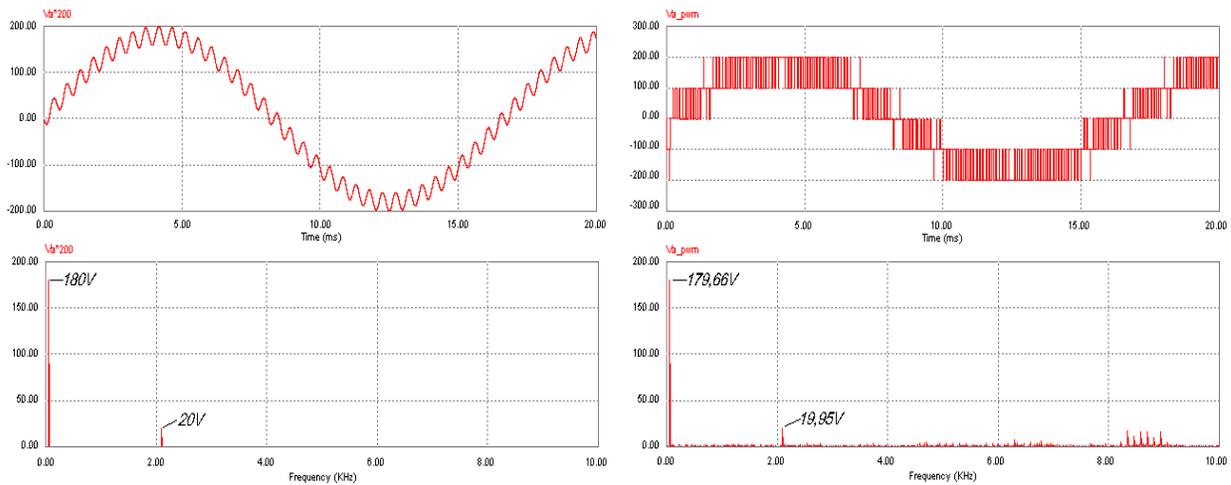


Figura 4.17 – Modulação de um sinal com 35ª harmônica (a) Sinal de referência (b) Sinal modulado.

4.4 ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO PARA CONVERSOR MULTINÍVEL EM CASCATA ASSIMÉTRICO (CMCA)

4.4.1 Com Modulação PWM

O diagrama de blocos da estratégia de modulação PWM normalmente utilizada para inversores assimétricos, inicialmente proposta em [29] e [30], está ilustrada na Figura 4.18 [49]. Sua representação gráfica para um conversor assimétrico de três células com tensões que seguem a relação (4.7) está mostrada na Figura 4.19. Pelo método, os estados dos inversores são determinados por sucessivas comparações entre um sinal, dependente da tensão de referência, com valores preestabelecidos, σ_n , dados por:

$$\sigma_n = \sum_1^n V_n \tag{4.15}$$

A primeira comparação, que se dá entre a tensão de referência, v^* , e um nível de comparação igual à σ_2 , determina a tensão que deve ser gerada pela célula de maior tensão, v_3 . O mesmo é feito para a obtenção do sinal gerado para os outros estágios, células de menor tensão, salvo que, agora, a referência é obtida pela diferença entre a tensão gerada e a referência do estágio anterior, conforme ilustrado na Figura 4.19. Como resultado desta estratégia de modulação, a forma de onda da saída do conversor se torna uma onda PWM com vários níveis, conforme ilustrado na parte inferior da figura.

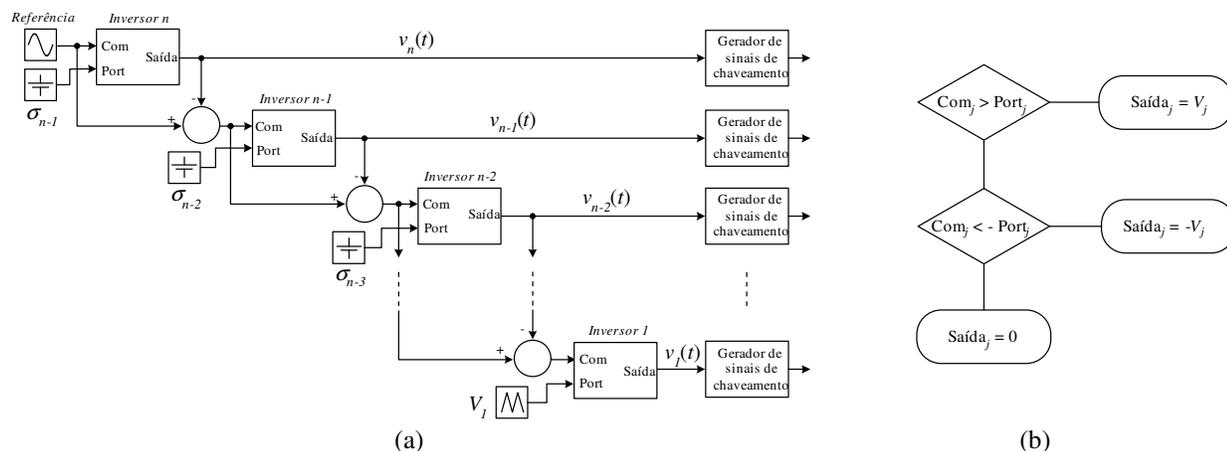


Figura 4.18 – Uma estratégia de Modulação para Inversores em Cascata Assimétricos.

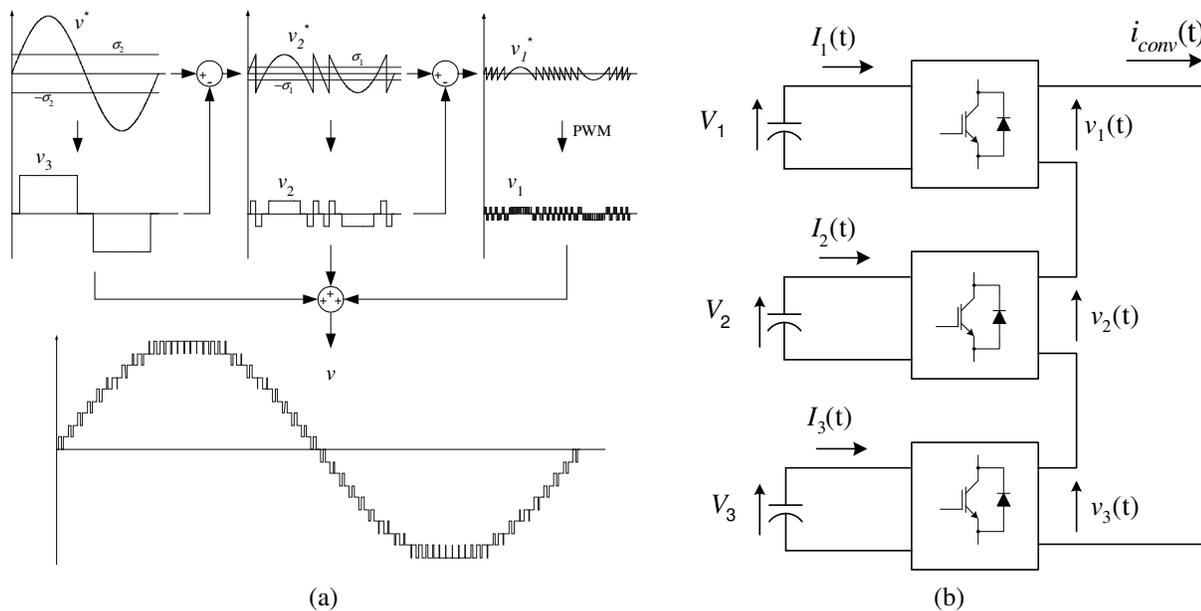


Figura 4.19 – (a) Representação Gráfica da Modulação PWM para o CMCA (b) Diagrama esquemático simplificado do CMCA..

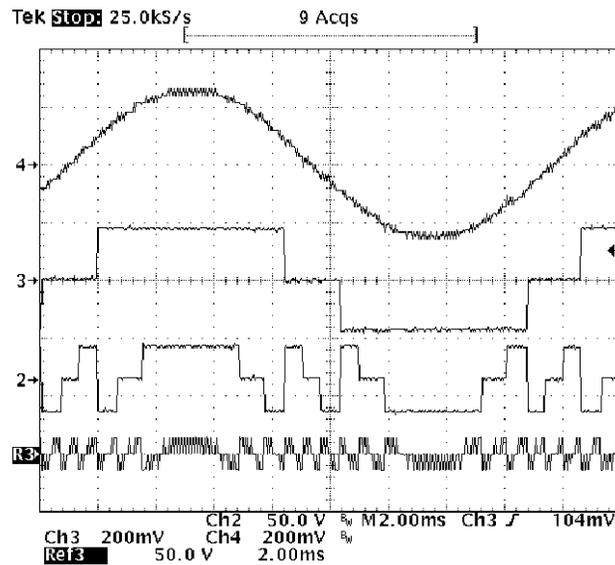


Figura 4.20 –Resultado experimental para um inversor com 3 células em cascata, 19 níveis, $(V_1, 2V_1, 6V_1)$, com modulação PWM na célula de menor tensão. **Ch3** -Tensão de saída do inversor (50V/div), **Ch4** - Tensão de saída da ponte inversora de maior tensão (50V/div), **Ch1** - Tensão de saída da ponte de média tensão (50V/div), **R3** - Tensão de saída da ponte de menor tensão (50V/div).

A modulação PWM para CMCA pode ser aplicada para outras combinações de tensões como a Binária, eq. (4.5), utilizada em [29] e [30]. No entanto, a relação (4.7) é a que produz o máximo número de níveis na saída. Para o caso de inversores assimétricos com fontes de tensão dadas pela equação (4.3), CMCA ternário, o uso direto desta estratégia resulta em um sinal de saída que não apresenta chaveamento entre alguns níveis [31]. Conseqüentemente ocorre um aumento indesejado do conteúdo harmônico em baixas frequências do sinal produzido pelo CMCA ternário [48].

Teoricamente, é possível estabelecer uma lógica que não utiliza o método de comparações proposto em [29] e [30] que realize modulação PWM para o CMCA ternário sem que haja aumento das componentes de baixa frequência. Para isto, seria necessário que o conversor produza em seus terminais de saída dois níveis de tensão, que devem ser o mais próximos possíveis de uma dada referência, por frações de tempo de um período de chaveamento de forma que o valor médio da tensão aplicada, neste período de chaveamento, seja igual à referência requerida. No entanto, esta opção não seria recomendada, pois seria necessário que as chaves das células de maior tensão fossem chaveadas em alta frequência durante alguns intervalos ao longo do período da rede, conforme ilustrado na Figura 4.21.

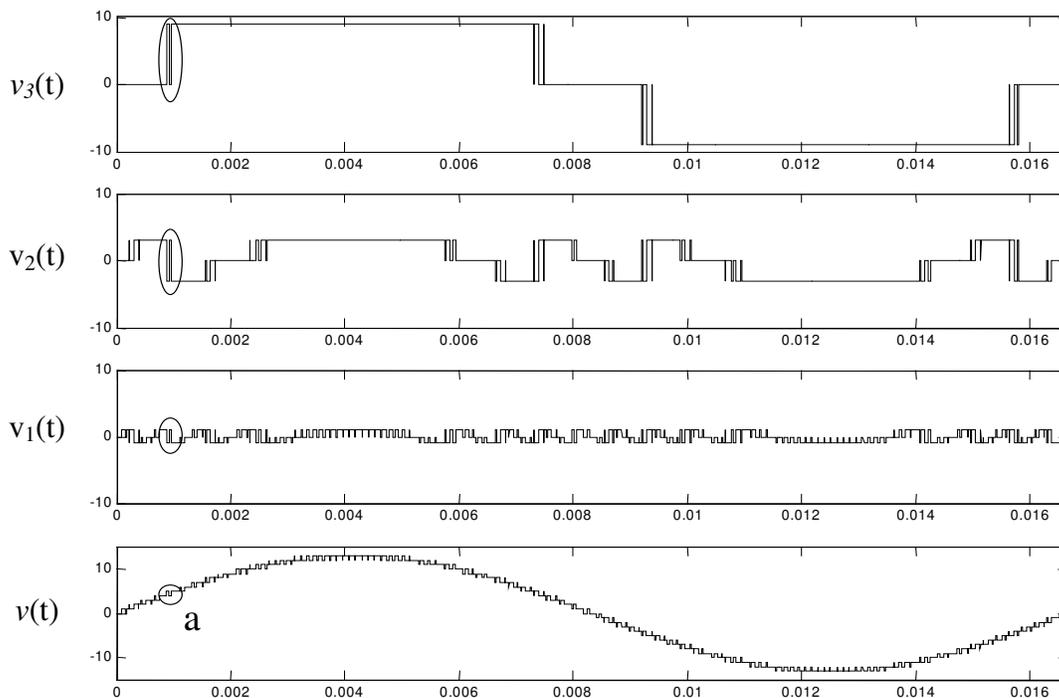


Figura 4.21 – Tensões teóricas necessárias para a modulação PWM de um CMCA ternário com 3 células, 27 níveis.

Se observarmos, por exemplo, o intervalo de tempo *a* indicado na Figura 4.21 em que a tensão v_3 se torna positiva e a tensão de saída muda de $4V_{CC}$ para $5V_{CC}$ (ponto *a*), a tensão produzida pelas células intermediária e de mais baixa tensão também mudam seus estados. Com conseqüência, o número total de comutações de chaves cada vez que ocorre uma transição entre $4V_{CC}$ e $5V_{CC}$ ou vice-versa é 10, conforme indicado na Figura 4.22. De fato, se observarmos a forma de onda produzida pelos módulos v_2 e v_3 , poderemos verificar que o número de comutações das células de maior tensão cresceu bastante. Devido a isto, a modulação PWM para o inversor assimétrico parece ser inviável, pois resulta em maiores perdas devidas ao chaveamento, e obriga que as chaves dos inversores de mais alta tensão também tenham a capacidade de chavear durante alguns intervalos do período de chaveamento.

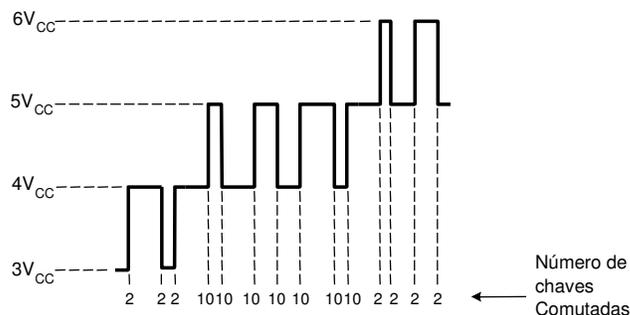


Figura 4.22 - Número de chaves comutadas no intervalo *a* da Figura 4.21.

Por esta razão, recomenda-se que a relação de tensão entre as células seja dada pela equação (4.7) ou $(V_{CC} : 2V_{CC} : 6V_{CC} : 18 V_{CC} \dots)$, que é uma proporção intermediária entre a binária, da equação (4.5) ou $V_{CC} (V_{CC} : 2V_{CC} : 4V_{CC} : 8V_{CC} \dots)$, e a ternária, da equação (4.3) ou $(V_{CC} : 3V_{CC} : 9V_{CC} : 27V_{CC} \dots)$. A Figura 4.23 ilustra novamente o instante em que a tensão v_3 se torna positiva, porém utilizando-se a relação (4.7). Na transição de v_3 , que ocorre na mudança entre os estados $3V_{CC}$ e $4V_{CC}$, v_2 se torna negativo e 10 comutações ocorrem. No entanto, as transições subseqüentes entre $3V_{CC}$ e $4V_{CC}$ requerem apenas 2 comutações, como indicado na Figura 4.23. Isto acontece devido ao fato de que, quando o número de níveis decresce de 27 para 19, alguns níveis de tensão ($-17V_{CC}, \dots, -5V_{CC}, -3V_{CC}, -V_{CC}, 0V_{CC}, 3V_{CC}, 5V_{CC}, \dots, 17V_{CC}$) podem ser produzidos por duas combinações diferentes de estados das chaves.

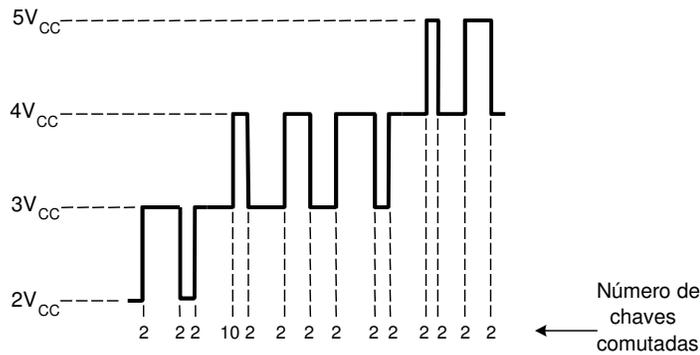


Figura 4.23 – Número de chaves comutadas para o CMCA de 19 níveis.

4.4.2 Modulação em Baixa Freqüência para o CMCA

A estratégia de modulação em baixas freqüências que pode ser utilizada para inversores assimétricos ternários está ilustrada na Figura 4.24. O método é similar ao descrito na seção anterior, com exceção do fato de que o estágio PWM não existe, conforme indica a figura.

Outra diferença é que os níveis de comparação, σ_n , que antes eram dados pela equação (4.15) para a estratégia PWM, agora são dados por:

$$\sigma_n = V_{n+1} / 2 \quad (n \geq 0) \tag{4.16}$$

Na figura, está ilustrada a modulação de um CMCA ternário. Contudo, outras configurações de escolha das tensões CC também podem ser utilizadas.

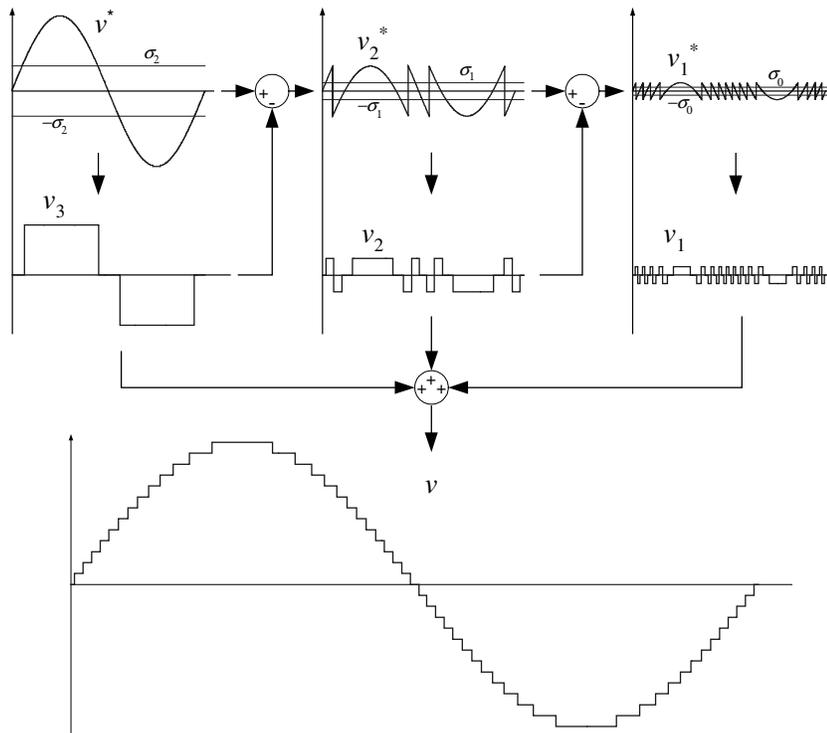


Figura 4.24 - Representação Gráfica da modulação em baixa frequência para o CMCA.

Na Figura 4.25 está mostrada a forma de onda experimentais de um inversor com três células em cascata usando a estratégia de modulação da Figura 4.24.

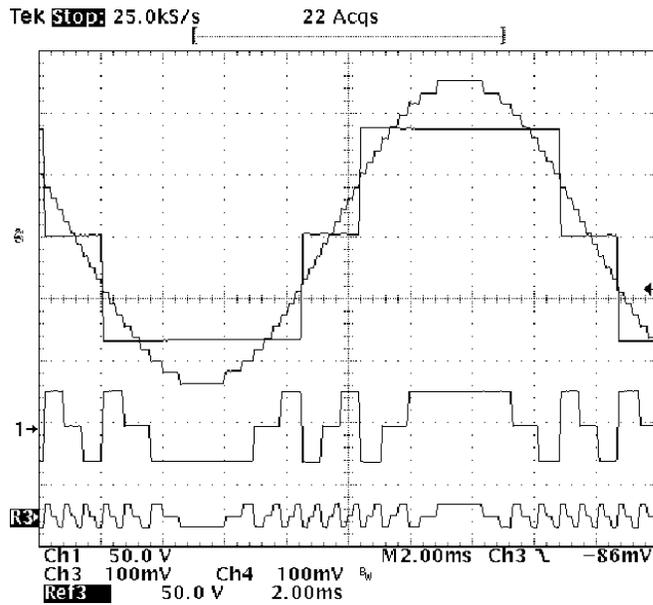


Figura 4.25 - Resultado experimental obtido para um inversor com 3 células em cascata, 27 níveis, $(v_1, 3v_1, 9v_1)$, sem modulação PWM na célula de menor tensão. Ch3 - Tensão de saída do inversor (50V/div), Ch4 - Tensão de saída da ponte inversora de maior tensão (50V/div), Ch1 - Tensão de saída da ponte de média tensão (50V/div), R3 - Tensão de saída da ponte de menor tensão (50V/div).

Existem outros métodos de modulação em baixa frequência mais indicados quando a referência for puramente senoidal. Neste caso, para uma dada amplitude de referência, pode-se realizar a escolha dos ângulos de comutação de forma a minimizar o THD com a eliminação de algumas componentes harmônicas [42] [50] e [51] ou minimizar o WTHD (*Weighted Total Harmonic Distortion*) [52]. Tais métodos envolvem a solução de equações transcendentais, por isto, geralmente, os cálculos dos ângulos são realizados previamente e gravados em uma memória.

O método das comparações, não requer que a referência seja fixa e pode ser usado em aplicações em que a referência é determinada por um controlador. Além disto, ele é mais simples de ser implementado em relação a outros métodos de modulação em baixa frequência.

É importante lembrar que a modulação em baixa frequência é realizada quando não se requer uma alta largura de banda, caso contrário pode ocorrer problemas de chaveamento em alta frequência das células de mais alta tensão. Se o sinal de referência determinado por este controlador estivesse entre os níveis de tensão $4V_{CC}$ e $5V_{CC}$ por exemplo. A estratégia de modulação escolheria o nível mais próximo e, desta maneira, ocorreria um erro entre a tensão de referência e a produzida pelo conversor. Se a largura de banda da malha de realimentação for grande demais, ela compensará este erro de quantização dividindo o tempo em que o conversor produz cada um dos níveis mais próximos. Isto resultaria em uma tensão produzida pelo conversor similar ao sinal PWM da Figura 4.21, contudo, não periódico. Por estas razões, o conversor de 27 níveis parece ser uma alternativa viável apenas se o conversor opera com um sinal de referência fixo ou em sistemas com realimentação em que não é necessário uma grande largura de banda.

4.4.3 Potência Média nas Células

As tensões no lado CC de cada célula, bem como a relação entre as tensões, devem ser mantidas constantes e em seus valores nominais. Alterações nestas tensões provocarão distúrbios indesejáveis na tensão de saída e pode ser necessário algum tipo de realimentação ou compensação destes desvios. Para operação como inversor, na qual existe um fluxo médio de potência para a carga, o fato de que cada um dos módulos possuir uma tensão CC diferente e produzir uma forma de onda de tensão diferente, implica que a potência fornecida por cada célula também é diferente.

Se as perdas não forem consideradas, a potência instantânea medida nos terminais de cada uma das células se iguala à potência instantânea medida na fonte CC desta célula, ou seja:

$$V_n(t) \cdot I_n(t) = v_n(t) \cdot i_{conv}(t) \quad (4.17)$$

Na qual, $i_{conv}(t)$ é a corrente nos terminais do conversor e I_n é a corrente na n-ésima fonte do conversor, conforme ilustrado na Figura 4.19 (b).

Como consequência, a potência média entregue pelas fontes CC se iguala ao valor médio do produto entre as tensões, $v_n(t)$, e a corrente nos terminais das células, $i_{conv}(t)$.

$$\overline{V_n(t) \cdot I_n(t)} = \overline{v_n(t) \cdot i_{conv}(t)} \quad (4.18)$$

Observando a simetria das formas de onda de tensão produzidas por cada módulo mostradas na Figura 4.19 (a), pode-se afirmar que, para uma referência senoidal, a componente fundamental da tensão produzida por cada módulo está em fase ou em oposição de fase com a senóide de referência.

Supondo que a corrente também seja senoidal e em fase com a tensão, uma análise da distribuição de potência entre as células pode ser obtida observando a amplitude da fundamental da tensão gerada por cada célula. Na Figura 4.26 (a), está mostrada a variação das amplitudes das fundamentais sintetizadas pelos módulos monofásicos de um inversor assimétrico binário com relação ao índice de modulação, definido como:

$$m = \frac{V_{pico}^*}{V_1 + V_2 + V_3} \quad (4.19)$$

O gráfico equivalente para um inversor assimétrico ternário PWM está mostrado na Figura 4.26 (b). Conforme pode ser observado nas figuras, em ambos os casos a variação da amplitude da tensão à frequência fundamental, e consequentemente a distribuição de potência entre os módulos, muda significativamente com a variação do índice de modulação. Contudo, para a topologia binária, com exceção da unidade de menor tensão, a potência fornecida por cada módulo é sempre positiva, enquanto que para a topologia ternária isto não acontece. Ou seja, para algumas faixas do índice de modulação, dois dos três módulos absorvem potência. Em [49] está mostrado um estudo mais específico sobre a distribuição de potência para diferentes combinações de tensão.

Isto pode representar uma desvantagem da topologia assimétrica ternária PWM, pois se há fluxo de potência negativo deve ocorrer diminuição do rendimento do conversor, já que alguns

módulos fornecem mais potência do que a requerida pela carga e este excesso volta pela fonte CC de outro módulo.

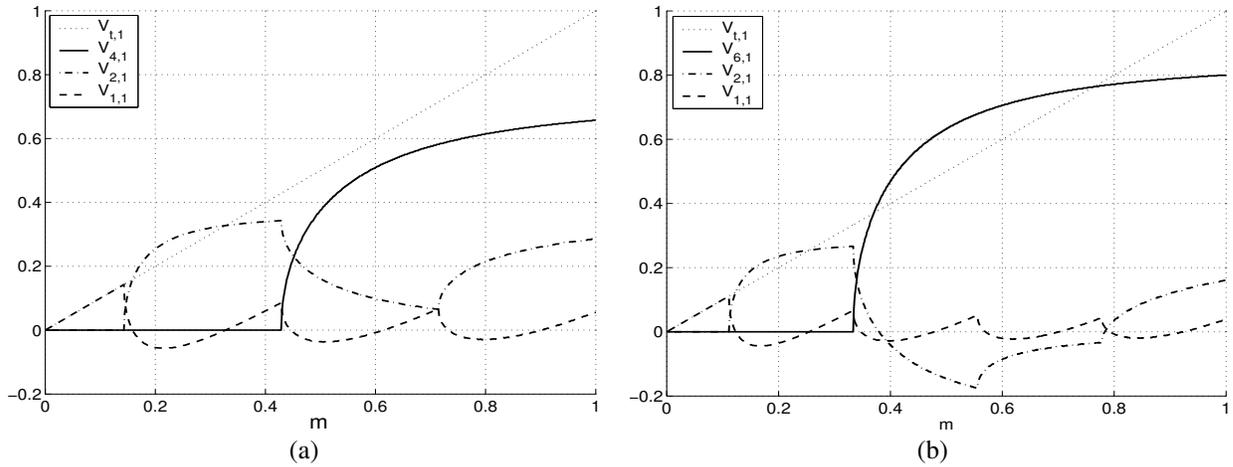


Figura 4.26 - Amplitude da 1ª harmônica de tensão em cada uma das células de um inversor com 3 células em cascata com operação em malha aberta e referência senoidal de tensão. **(a)** Inversor 15 Níveis, $(V_{CC}, 2V_{CC}, 4V_{CC})$. **(b)** Inversor 19 níveis, $(V_{CC}, 2V_{CC}, 6V_{CC})$.

Outra desvantagem é que, quando isto ocorre, há a necessidade de que as fontes CC das células que absorvem energia sejam bidirecionais em potência, caso contrário poderá haver acúmulo excessivo de energia no capacitor destas fontes. Isso aumentaria a tensão em seus terminais e provocaria desequilíbrio entre as tensões ou atuação de proteções. Uma alternativa para evitar o uso de fontes CC bidirecionais é o uso de uma única fonte para todos os inversores, conforme proposto em [53] e ilustrado na Figura 4.27. Neste caso, a relação entre as tensões de saída dos inversores é conseguida através de transformadores com diferentes relações de transformação. Infelizmente, esta possibilidade não resolve o problema da diminuição de rendimento provocado pela circulação de potência entre as células.

4.5 COMPENSAÇÃO DOS DESEQUILÍBRIOS DE TENSÃO

Para aplicações de síntese de indutâncias negativas em sistemas que não possuem distorção harmônica, a corrente no conversor é senoidal e está em quadratura com a tensão. Pela simetria das ondas da Figura 4.19 (a) não haverá potência ativa em nenhum dos conversores. Desta maneira a equação (4.18) se torna:

$$\overline{V_n(t) \cdot I_n(t)} = \overline{v_n(t) \cdot i_{conv}(t)} = 0 \quad (4.20)$$

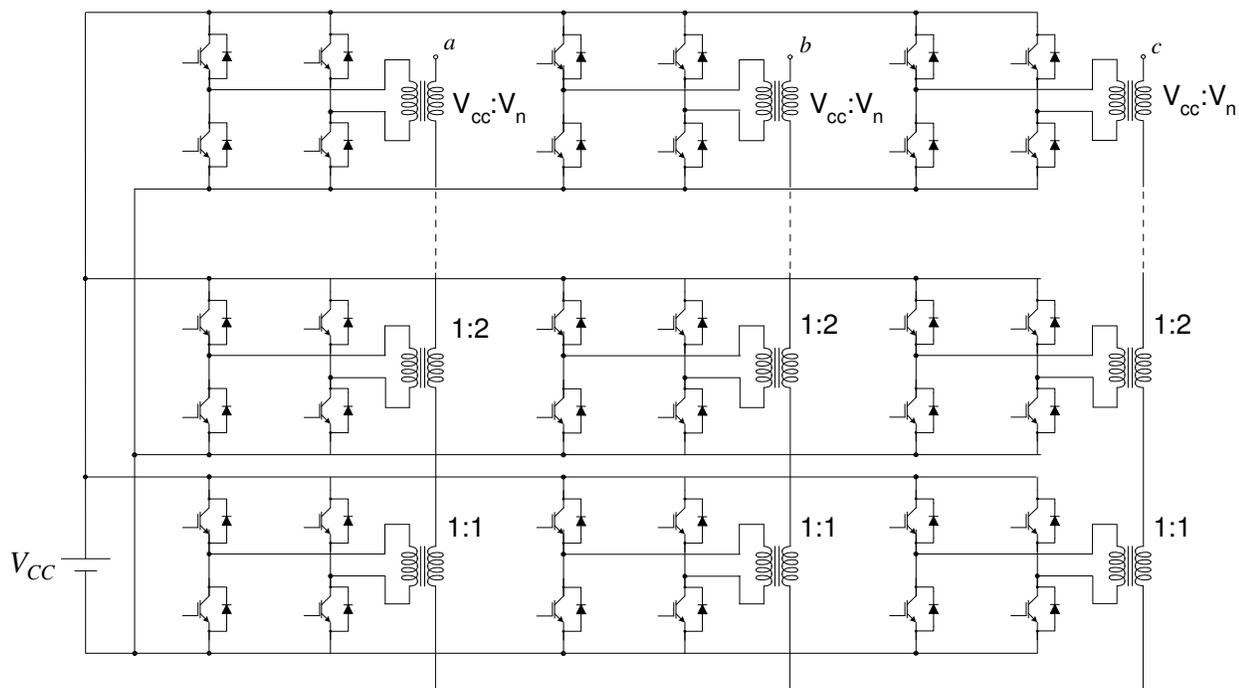


Figura 4.27 – Implementação do sistema com conexão das células através de transformadores.

O que significa que, se as perdas nos conversores fossem nulas, não seria necessário que nenhum dos conversores fornecesse ou recebesse potência ativa e as fontes de tensão do lado CC poderiam ser substituídas por capacitores. Evidentemente, devido às perdas, a tensão nos capacitores ($V_1+V_2+V_3$) tende a diminuir. Além disto, transitórios e distorções na corrente e na tensão de referência também contribuem para desbalanço. Por estas razões, a substituição da fonte por capacitores só é possível se houver um método de compensação dos desbalanços de tensão.

Esta seção introduz uma proposta de controle de tensão das duas células CC de menor tensão de um inversor assimétrico de três células em cascata com modulação PWM para a célula de menor tensão. Esta proposta permite eliminar a necessidade do uso de fontes CC para todas as células deste conversor para aplicações de síntese de reatâncias não naturais. A seguir serão apresentadas as estratégias de controle de duas das três células de cada fase, V_2 e V_1 . O controle da terceira célula deve ser realizado de acordo com a aplicação e será descrito no capítulo seguinte.

4.5.1 Controle da Célula de Média Tensão, $V_2(t)$

O controle da célula de média tensão, V_2 , é realizado através de mudanças nos tempos em que esta célula produz cada nível de tensão de saída, o que é conseguido através da polarização do sinal de referência das células de mais alta tensão, V_2 e V_3 , por um sinal, δ_2 , de acordo com a Figura 4.28.

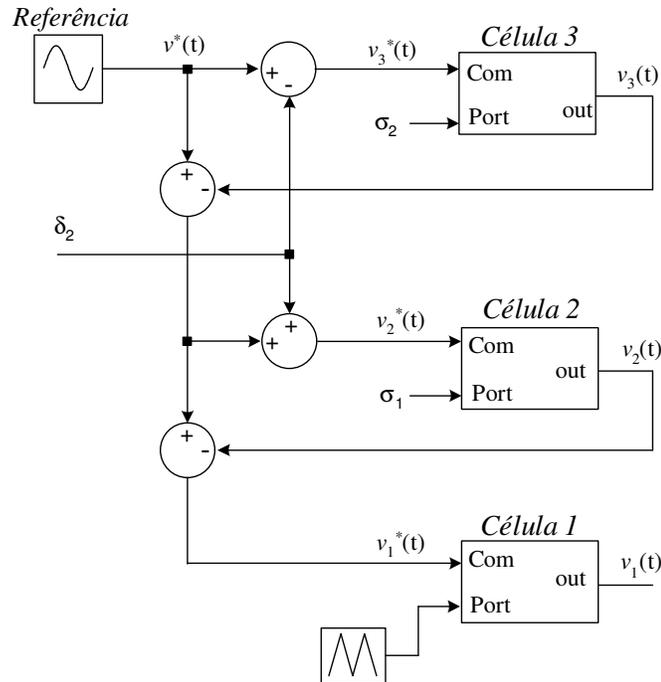


Figura 4.28 – Inserção da variável δ_2 da estratégia de controle.

Para que entendamos melhor o efeito do sinal de polarização, δ_2 , na modulação, suponhamos que o capacitor da célula de tensão intermediária esteja ligeiramente sobrecarregado e que haja uma corrente positiva fluindo através dos terminais desta célula, de acordo com a convenção mostrada na Figura 4.19 (b). Pela equação (4.17), pode-se afirmar que o capacitor deste módulo se descarrega quando a tensão fornecida é $+2V_{CC}$ e se carrega quando a tensão fornecida é $-2V_{CC}$.

Se não há sinal de polarização, Figura 4.29 (a), (b) e (c), a tensão produzida pelas células de mais alta tensão, $v_2(t)+v_3(t)$, possuem 9 níveis de tensão igualmente espaçados e a transição entre estes níveis acontece de modo que o erro entre a tensão de referência $v^*(t)$ e $v_2(t)+v_3(t)$ nunca é maior que V_I ou V_{CC} , como indica o ponto A da Figura 4.29 (a). A Figura 4.29 (b) mostra a tensão de saída produzida pela célula de média tensão, $v_2(t)$, enquanto que a Figura 4.29 (c) mostra a tensão de referência que deve ser sintetizada pela célula de menor tensão.

As Figura 4.29 (d), (e) e (f) mostram os mesmos sinais obtidos com o sinal de polarização, δ_2 , positivo. A tensão produzida pelas células de mais alta tensão, $v_2(t)+v_3(t)$, ainda possuem 9 níveis de tensão igualmente espaçados, contudo, a transição entre um nível e outro não mais acontece no ponto A , mas no ponto A' . De fato, analisando-se a tensão produzida pela célula de tensão intermediária, $v_2(t)$, pode-se verificar que todas as transições positivas são adiantadas, enquanto que todas as transições negativas são atrasadas. Desta maneira, o tempo em que este conversor produz tensão positiva, $+2V_{CC}$, aumenta e o tempo em que ele produz uma tensão negativa, $-2V_{CC}$, diminui. Se durante o intervalo considerado a corrente for positiva, a situação ilustrada na Figura 4.29 (d), na Figura 4.29 (e) e na Figura 4.29 (f) favorecerá a descarga do capacitor. Por outro lado, se a corrente no intervalo for negativa ou se o sinal de polarização fosse $-\delta_2$ a situação ilustrada favorecerá a carga do capacitor.

Desta maneira, o sinal de polarização, δ_2 , pode ser usado como variável de controle para a tensão no capacitor do módulo intermediário. Todavia, seu valor deve ser determinado levando-se em conta a corrente nos terminais do conversor, $i_{conv}(t)$, e o erro entre a tensão no capacitor, $V_2(t)$, e sua referência, $V_2^*(t)$. A corrente deve ser considerada pois sua direção determina se o capacitor se carrega ou descarrega quando a tensão produzida pela célula, $v_2(t)$, é positiva ou negativa.

Uma desvantagem de mudar os sinais de referência das células com o sinal de polarização é o fato de que o sinal de referência para a célula PWM não mais fica limitado em $\pm V_I$ ou $\pm V_{CC}$. De fato, a amplitude máxima do sinal de referência para a célula PWM aumenta de acordo com o sinal de polarização δ_2 , conforme pode ser verificado comparando-se as Figura 4.29 (c) e (f). O que significa dizer que o último estágio pode não ser capaz de sintetizar a referência necessária, o que pode ocasionar uma distorção da tensão de saída.

Caso seja necessário evitar esta distorção, uma solução possível para este problema é limitar a variação de δ_2 e aumentar a tensão no barramento CC da célula que opera em PWM de modo que este seja capaz de sintetizar sinais de amplitudes maiores.

$$(V_1^*, V_2^*, V_3^*) = (V_{CC} + \Delta V_{CC}, 2 \cdot V_{CC}, 6 \cdot V_{CC}) \quad (4.21)$$

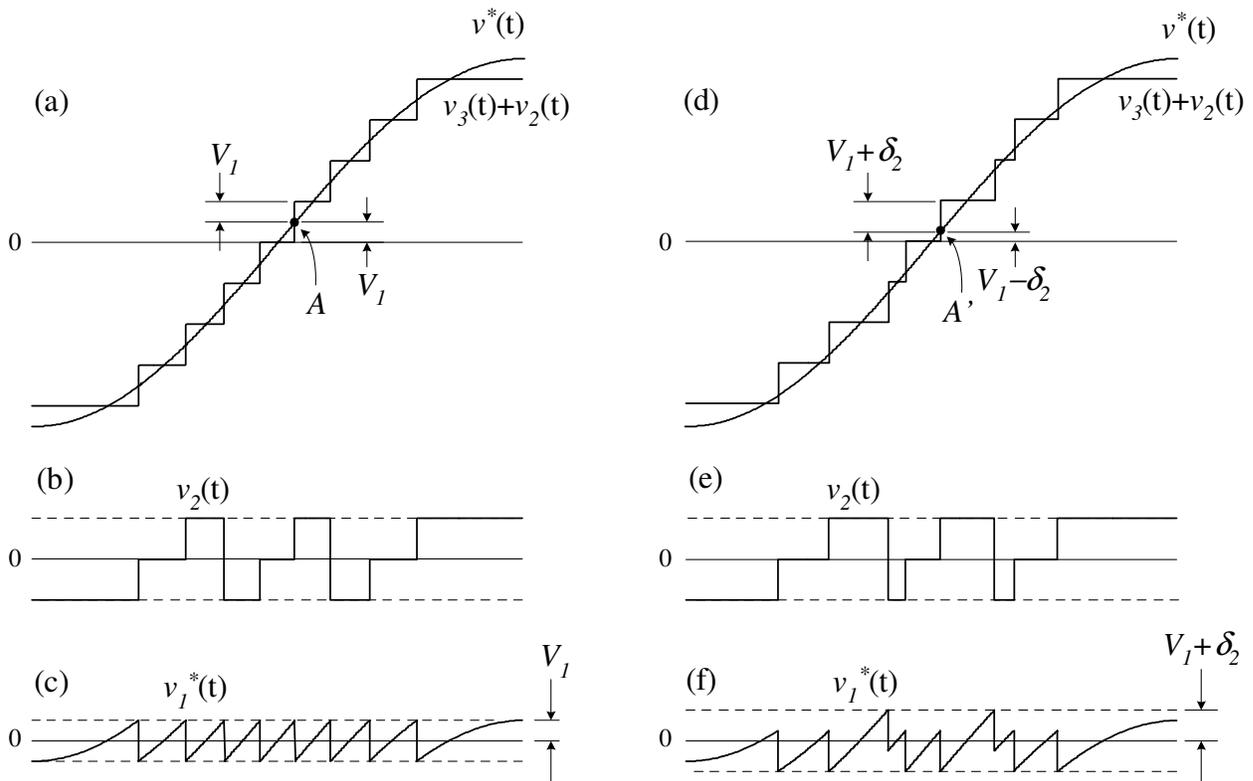


Figura 4.29 - (a) e (b) Detalhe da tensão gerada pelos módulos de mais alta tensão do inversor assimétrico. (c) Sinal de tensão de referência para módulo de menor tensão. (d) e (e) Detalhe da tensão gerada quando ocorre uma variação de δ_2 no nível de transição entre dois estágios consecutivos (f) Sinal de referência para módulo de menor tensão.

Quanto maior for o incremento de tensão ΔV_{CC} em V_1 maior é a capacidade de realizar o controle de V_2 sem que isto cause distorção de tensão na saída do conversor multinível. Em contrapartida, maiores serão as perdas elétricas na ponte que opera sob modulação PWM. Na prática, ΔV deve ser menor que V_{CC} pois a modulação PWM deve ser realizada na célula de menor tensão.

O diagrama de controle da tensão V_2 está mostrado na Figura 4.30. A referência δ_2 é determinada a partir da corrente instantânea e do sinal de saída do controlador de tensão, PI.

Resultados obtidos em simulação mostraram que a variação da tensão controlada e o tempo de estabilização são menores quando leva-se em conta o valor instantâneo da corrente e não apenas seu sinal. Por esta razão, o sinal de saída do controlador é multiplicado pelo valor da corrente de entrada do inversor.

4.5.2 Controle da Tensão da Célula de Mais Baixa Tensão, $V_1(t)$

Como o estágio de baixa tensão opera sob modulação PWM, o controle da tensão nesta célula pode ser feito de maneira similar à feita em aplicações de compensação de reativos usando inversores convencionais. Um dos métodos de controle possíveis é a síntese de carga resistiva [54].

Basicamente, o método consiste em sintetizar uma carga resistiva positiva ou negativa conforme seja a necessidade de carregar ou descarregar o capacitor do lado CC. Isto pode ser realizado através da subtração de um sinal proporcional à corrente ao sinal de referência, sendo que a constante de proporcionalidade, valor da resistência sintetizada, é determinada por um controlador.

Como os módulos estão ligados em cascata a simples alteração da referência provocará uma distorção da tensão resultante equivalente à inserção de uma resistência. A distorção desta compensação na tensão total fornecida pelo inversor assimétrico deve ser menor se o sinal subtraído da referência do módulo PWM for somado ao sinal de referência total do inversor assimétrico, conforme mostrado na Figura 4.30. É como se o controle reservasse parte da tensão proporcional à corrente para que o módulo de menor tensão possa absorver ou devolver ao sistema a potência necessária à estabilização da tensão em seu barramento CC.

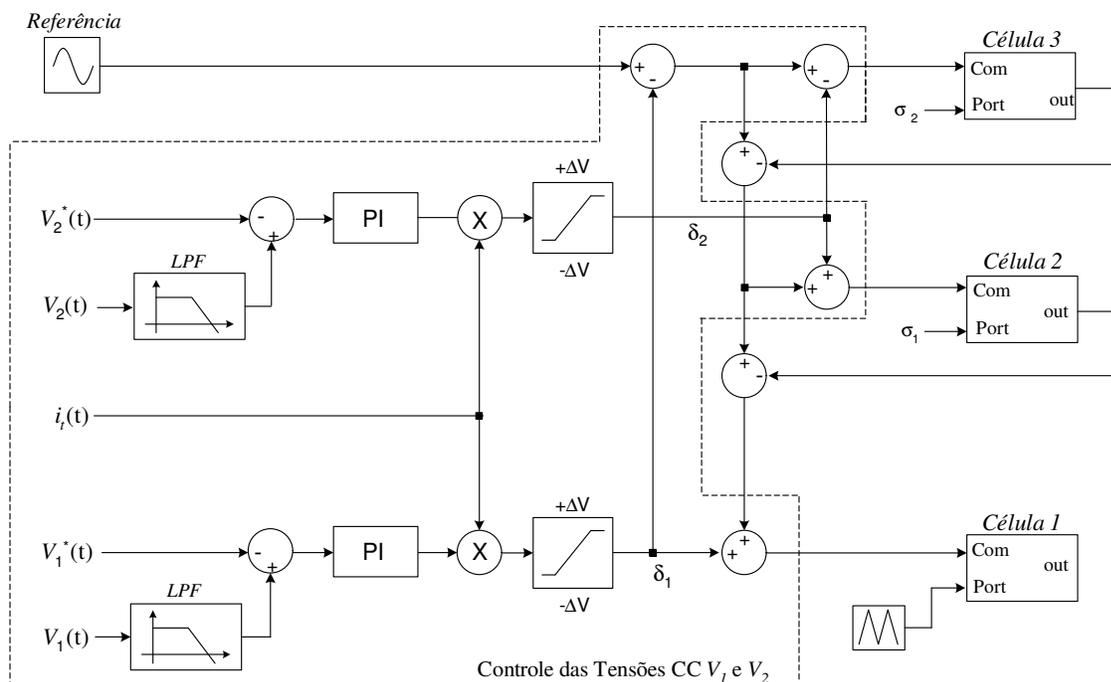


Figura 4.30 - Estratégia de controle da tensão nos capacitores.

Os filtros passa-baixas indicados na figura têm a função de evitar que o *ripple* de alta frequência da tensão no capacitor se propague pela malha de controle. Os limitadores têm a função de diminuir a faixa de variação das entradas das portas de comparação dos inversores e limitar eventuais distorções da tensão gerada.

4.5.3 Simulações

Para comprovar a eficácia da estratégia de controle proposta, realizaram-se simulações e foi desenvolvido um protótipo de um inversor com três células em cascata. A seguir estão mostrados alguns resultados de simulação obtidos com o programa PSIM, que apesar de não considerar modelos sofisticados das chaves semicondutoras, muito raramente produz erros numéricos ou de convergência na simulação. Outra vantagem deste software é que, em simulações que consideram chaveamento, o esforço computacional requerido é significativamente menor se comparado com outros softwares como OrCAD, Pspice ou MatLab. Em todas as simulações, não há fontes de tensão CC ligadas aos capacitores de menor tensão e as tensões nos mesmos podem variar livremente de acordo com a corrente de carga e a tensão de referência. O valor das capacitâncias foi 4mF e adotou-se uma condição inicial 50+25, 100 e 300V para os capacitores correspondentes a $(V_l + \Delta V, 2V_l, 6V_l)$ e 2460Hz para a frequência da portadora PWM.

4.5.3.1 Carga Puramente Indutiva

Quando a tensão de referência é senoidal e a corrente não possui uma componente em fase com a tensão, não há troca de energia entre as células. No entanto, as perdas farão com que as tensões nos capacitores diminuam gradativamente à medida que sua energia é dissipada. Independentemente disto, o controle deve atuar no sentido de manter as tensões nos capacitores constantes. Na Figura 4.31 e na Figura 4.32 estão mostradas as tensões nos capacitores quando o inversor fornece tensão senoidal máxima a uma carga puramente indutiva para as situações sem e com controle, respectivamente. Na Figura 4.33 e na Figura 4.37 estão mostradas as mesmas simulações com transitório inicial de corrente na carga. Note que o *ripple* do capacitor do estágio de média tensão é maior que o *ripple* no capacitor do estágio de baixa tensão. Isto acontece por que se escolheu valores de capacitâncias iguais e a frequência de operação do módulo de média tensão é menor.

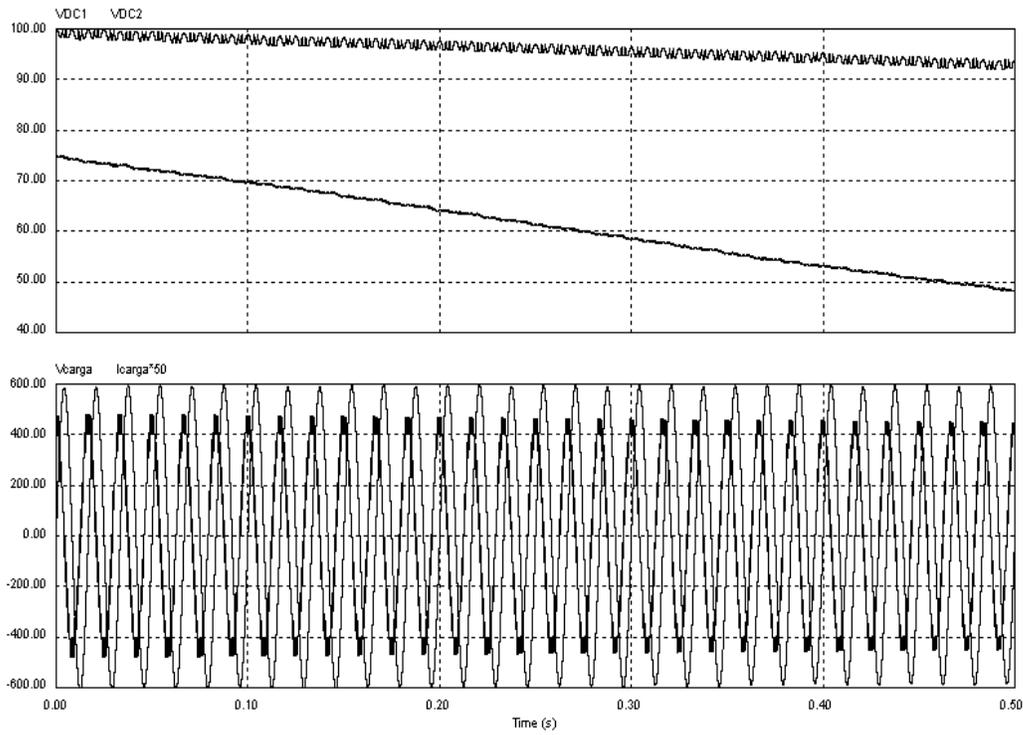


Figura 4.31 – Resultado obtido sem controle. Tensões nos capacitores de média e baixa tensão, para uma referência senoidal, índice de modulação unitário e carga indutiva.

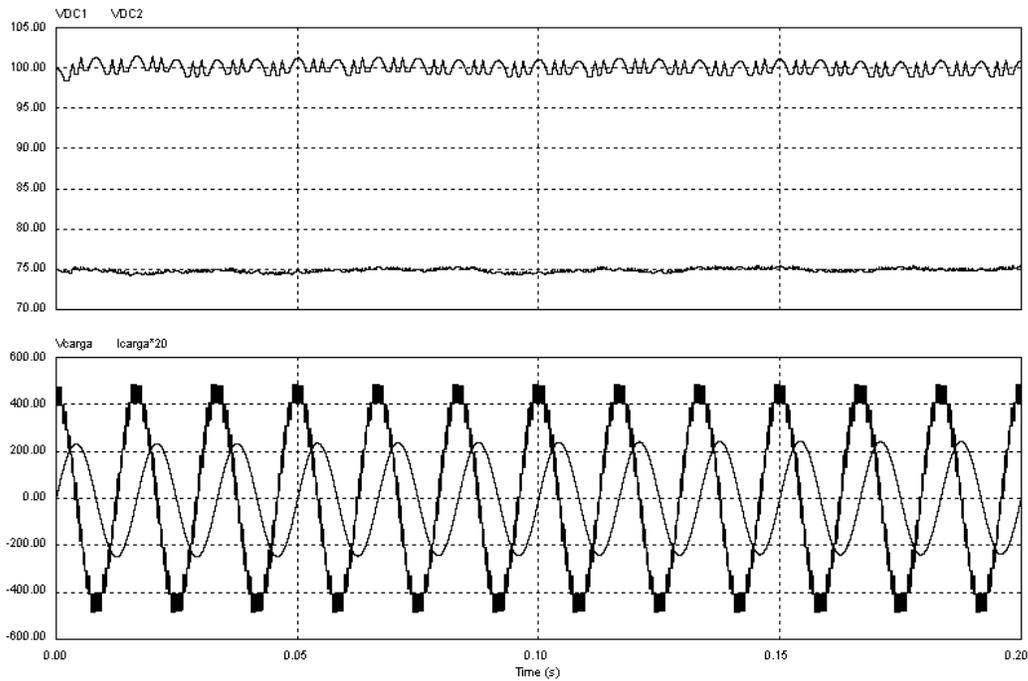
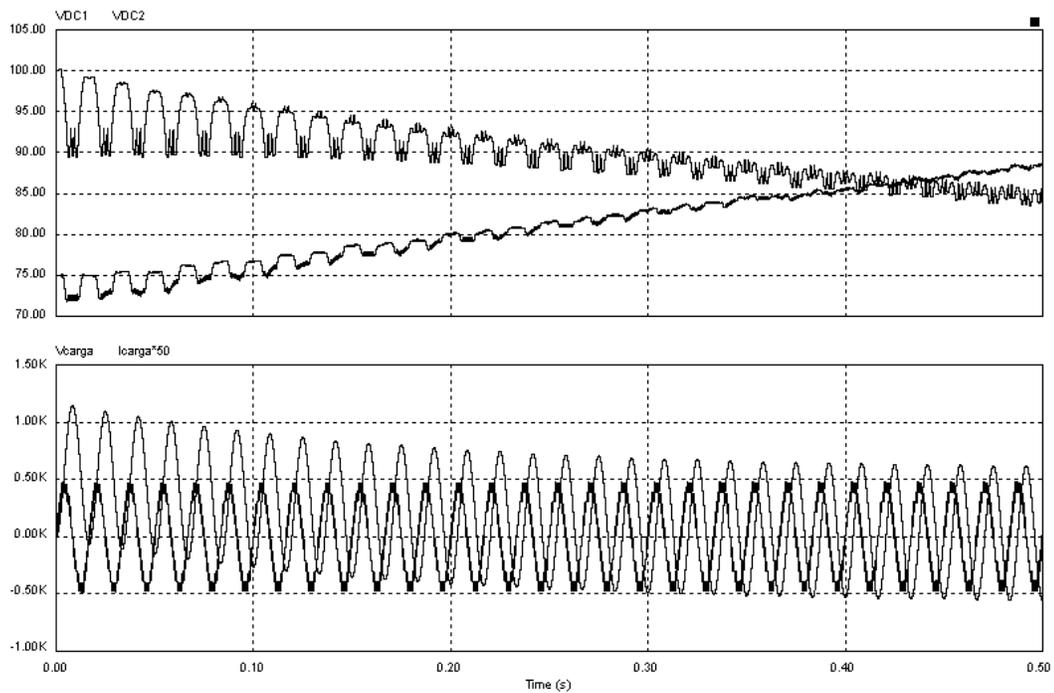


Figura 4.32 – Resultado obtido com controle CC. Tensões nos capacitores de média e baixa tensão, para uma referência senoidal, com índice de modulação unitário e carga indutiva.



(a) Sem controle

Figura 4.33 - Resultado obtido com controle CC. Tensões nos capacitores de média e baixa tensão, para uma referência senoidal, com índice de modulação unitário e carga indutiva.

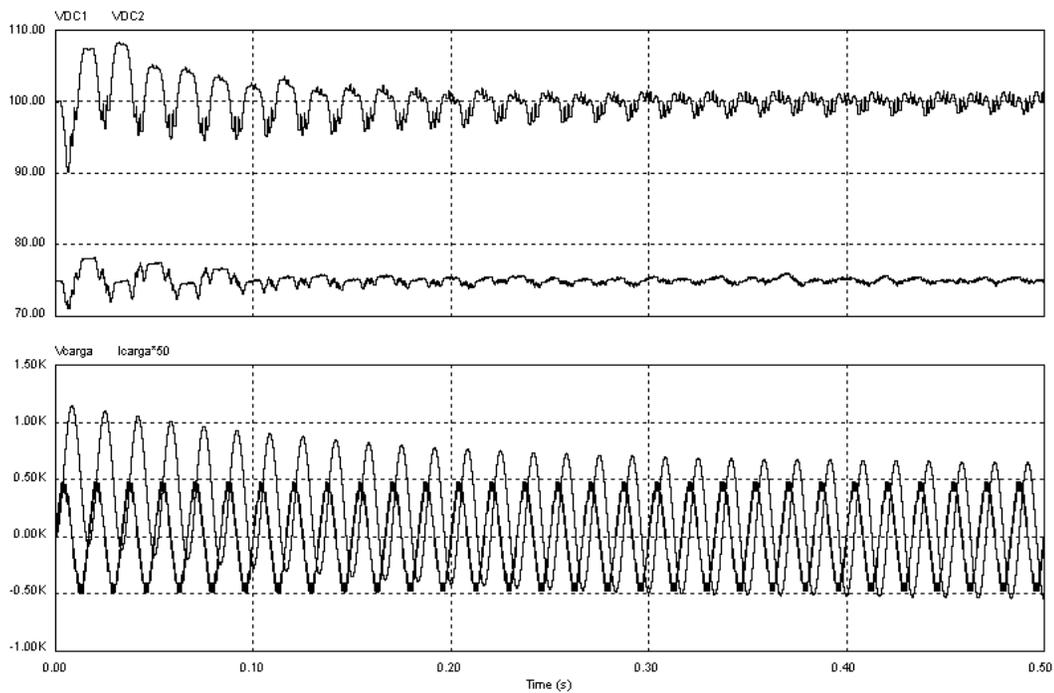


Figura 4.34 - Resultado obtido com controle CC. Tensões nos capacitores de média e baixa tensão, para uma referência senoidal, com índice de modulação unitário e carga indutiva.

4.5.3.2 Carga RL

Quando a tensão de referência é senoidal e a corrente possui uma componente em fase com a tensão, poderá haver troca de energia entre os módulos dependendo do índice de modulação de acordo com o mostrado na Figura 4.26 (b). Este teste realizado com o inversor conectado à uma carga RL procura estabelecer uma situação em que há uma tendência de desequilíbrio de tensões nos capacitores. A Figura 4.35 mostra o resultado de uma simulação no qual o inversor alimenta uma carga RL igual a $(10 + j \cdot 2\pi \cdot 60 \cdot 0,1)$. Nesta simulação houve uma variação em degrau do índice de modulação entre 0,62 e 1,00. Pela Figura 4.26 (b) pode-se afirmar que se o índice de modulação é 0,62 a amplitude da primeira harmônica de tensão gerada pelos módulos de mais baixa tensão é negativa. Devido a isto, os capacitores dos módulos de menor tensão tendem a serem carregados. Se o índice de modulação é 1, os capacitores tendem a se descarregar. A Figura 4.36 mostra a mesma simulação com a atuação do controle proposto.

As simulações mostradas na Figura 4.37 e na Figura 4.38 foram obtidas para uma variação em degrau do índice de modulação entre 0,55 e 0,84. Pela Figura 4.26 (b) pode-se afirmar que se o índice de modulação é 0,55 o capacitor V_2 tende a ser carregado enquanto que o capacitor V_1 tende a ser descarregado. Para o índice de modulação 0,84, o oposto ocorre. Para o resultado mostrado na Figura 4.37 o sistema opera sem controle de tensão enquanto que na Figura 4.38 há a atuação do controle.

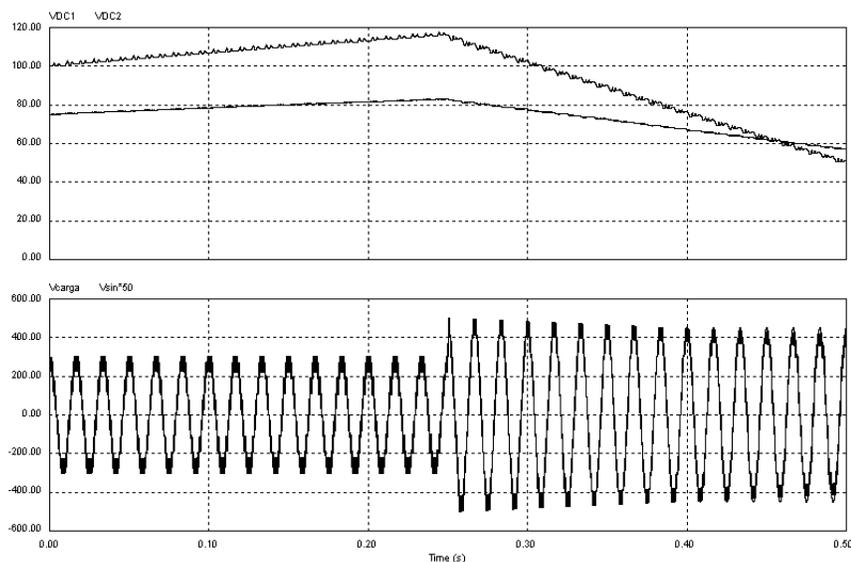


Figura 4.35 – Simulação obtida sem controle CC. Parte superior - Tensões nos capacitores de menor tensão quando são feitas variações em degrau do índice de modulação da tensão entre os valores 0,62 e 1,00. Parte inferior - Tensão na carga.

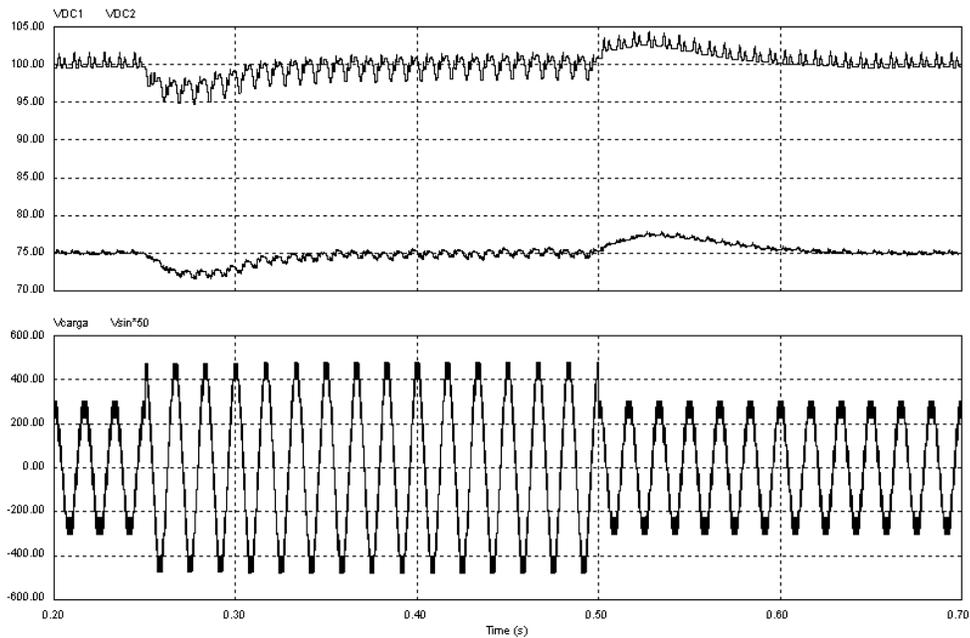


Figura 4.36 - Simulação obtida com controle CC. Parte superior - Tensões nos capacitores de menor tensão quando são feitas variações em degrau do índice de modulação da tensão entre os valores 0,62 e 1,00. Parte inferior - Tensão na carga.

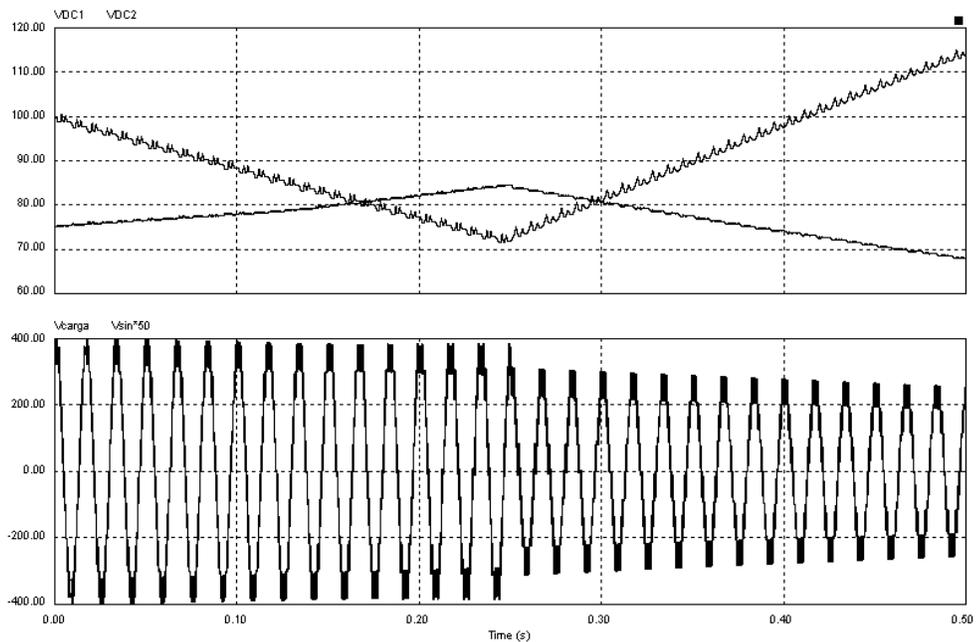


Figura 4.37 – Simulação obtida sem controle CC. Parte superior - Tensões nos capacitores de menor tensão quando são feitas variações em degrau do índice de modulação da tensão entre os valores 0,55 e 0,84. Parte inferior - Tensão na carga.

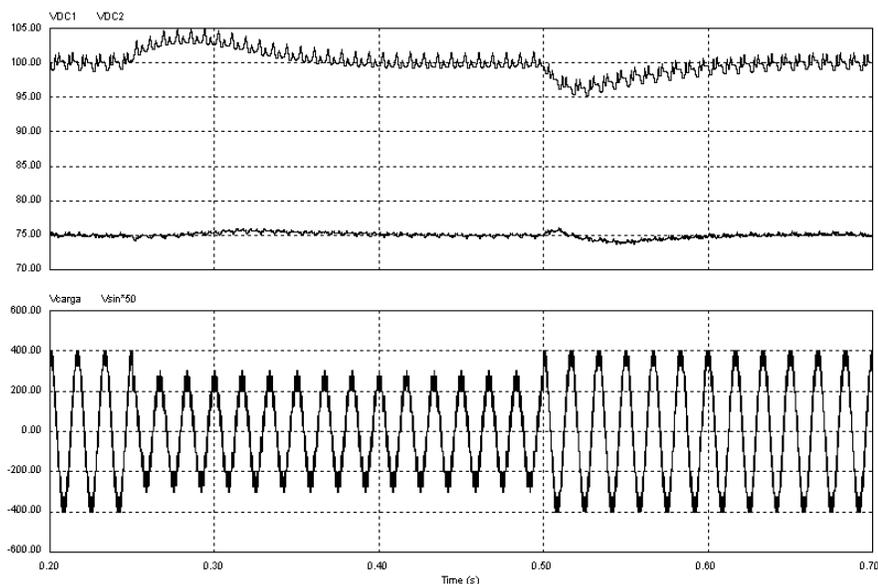


Figura 4.38 – Simulação obtida com controle CC. Parte superior - Tensões nos capacitores de menor tensão quando são feitas variações em degrau do índice de modulação da tensão entre os valores 0,55 e 0,84. Parte inferior - Tensão na carga.

A Figura 4.39 mostra resultados experimentais obtidos para condições similares à simulação mostradas na Figura 4.36, enquanto que o resultado experimental mostrado na Figura 4.38 é referente a simulação da Figura 4.40. Detalhes sobre a implementação em bancada para obtenção destes e de outros resultados experimentais serão detalhados no capítulo 7.

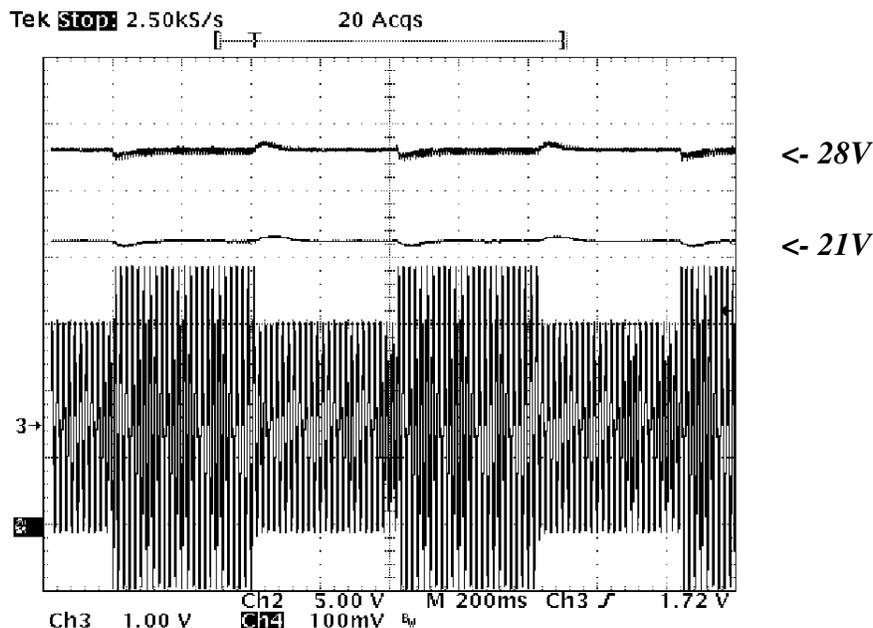


Figura 4.39 – Resultado experimental obtido com controle CC, carga RL ($9.5 + j \cdot 2\pi \cdot 60 \cdot 0.117$) e tensões $(V_1 + \Delta V, 2V_1, 6V_1) = (21V, 28V, 84V)$. Parte superior - Tensões nos capacitores de menor tensão quando são feitas variações em degrau do índice de modulação da tensão entre os valores 0,62 e 1,00. Parte inferior - Tensão de referência.

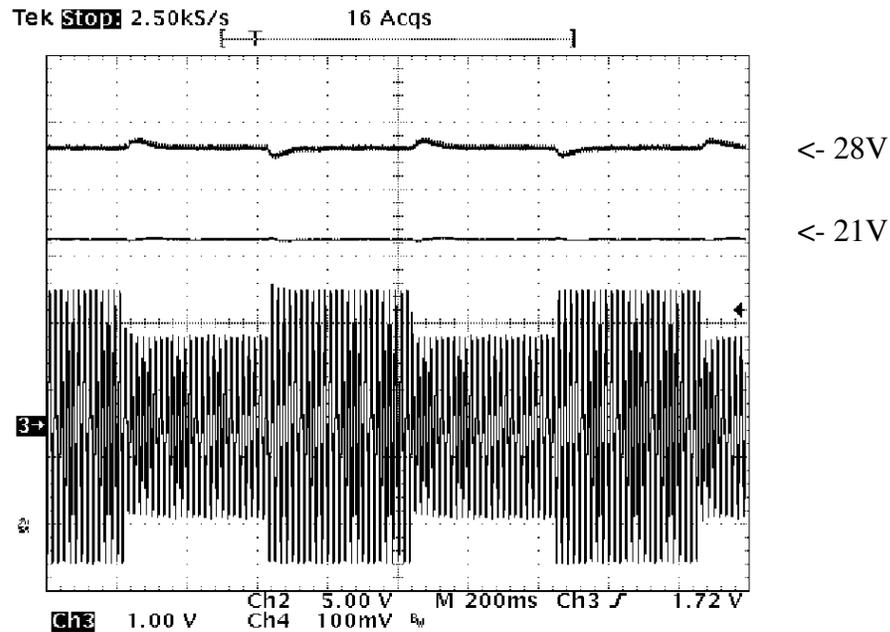


Figura 4.40 – Resultado experimental obtido com controle CC, carga RL ($9.5 + j \cdot 2\pi \cdot 60 \cdot 0.117$) e tensões $(V_1 + \Delta V, 2V_1, 6V_1) = (21V, 28V, 84V)$. Parte superior - Tensões nos capacitores de menor tensão quando são feitas variações em degrau do índice de modulação da tensão entre os valores 0,55 e 0,84. Parte inferior - Tensão de referência.

4.5.4 Análise de impacto do espectro da tensão produzida devido ao termo ΔV_I

Sabe-se que qualquer alteração na estratégia de modulação causa mudanças no espectro da tensão produzida pelo conversor e, portanto, as mudanças propostas na estratégia de controle das tensões CC, podem produzir alterações indesejáveis, distorções, no espectro da tensão de saída do conversor. Todavia, é importante garantir que as alterações no espectro sejam pequenas, e que seus efeitos não comprometam o bom funcionamento das aplicações em que o controle CC é utilizado. Nesta seção apresentaremos alguns estudos comparativos da tensão produzida com o conversor multinível considerando-se o efeito do incremento de tensão, ΔV_I , no inversor de menor potência.

Geralmente a análise da qualidade da tensão gerada por conversores estáticos, multiníveis ou não, utiliza índices como o THD (*Total Harmonic Distortion*), que é dado por:

$$THD = \frac{100}{V_1} \sqrt{\sum_{n \neq 1} V_n^2} \tag{4.22}$$

Na prática, o THD pode não ser o parâmetro ideal para avaliação da onda produzida pelo conversor, por diferentes razões a saber:

- No caso da utilização de filtros de saída, que atenuam mais as componentes de ordem mais elevada, o mais adequado é ponderar as amplitudes de acordo com a ordem harmônica;
- Para a maioria das aplicações, as harmônicas pares e ímpares não devem ser ponderadas da mesma forma, pois as normas de análise de qualidade de tensão prevêem limites diferentes para tais componentes;
- Os harmônicas múltiplas de 3 também deveriam ser tratadas separadamente, já que para implementações trifásicas, estas componentes podem ser eliminadas através de conexões.

Por estas razões outros índices e formas de avaliação do espectro são utilizados. Além do THD, outros dois índices comumente utilizados são os Fatores de Distorção de primeira ordem, DF1; e de segunda ordem, DF2, que são dados por:

$$DF1 = \frac{100}{V_1} \sqrt{\sum_{n \neq 1} \left[\frac{V_n}{n} \right]^2} \quad (4.23)$$

$$DF2 = \frac{100}{V_1} \sqrt{\sum_{n \neq 1} \left[\frac{V_n}{n^2} \right]^2} \quad (4.24)$$

Quando são utilizados filtros conectados a saída do conversor, estes índices são mais adequados, pois ponderam as ordens das componentes de acordo com a dificuldade de filtragem. O índice DF1, por exemplo, é equivalente ao THD de uma onda filtrada por um filtro de primeira ordem com frequência de corte igual à frequência fundamental. Já o índice DF2 é correspondente ao cálculo do THD de uma onda filtrada por um filtro de segunda ordem com frequência de corte igual à frequência fundamental.

No caso de filtros de primeira ou de segunda ordem, em geral, a atenuação não começa a partir da fundamental como sugerem as equações de cálculo dos índices DF1 e DF2. Desta maneira, dependendo de aspectos específicos de cada implementação, pode ser que o mais adequado seja definir um novo índice ou utilizar diretamente o espectro em frequência, que permite a realização de análises mais sofisticadas.

Por estas razões, além dos índices THD, DF1 e DF2, pode ser mais importante a análise do espectro em frequência, que permite verificar de forma precisa os aspectos específicos de cada

aplicação. A seguir apresentaremos uma análise da tensão produzida por um CMAC com tensões no barramento CC na relação de proporção (1,5:2:6). A análise realizada foi feita através de comparações com a tensão produzida por este mesmo conversor operando com outras relações mais comuns (1:2:6) e (1:1:3) ou (2:2:6).

Na Figura 4.41, na Figura 4.42, na Figura 4.43 e na Figura 4.44 estão mostrados os espectros em frequência resultantes de simulação no software MATLAB utilizando-se uma portadora triangular de 10 bits de resolução e índice de modulação unitário. Nas figuras estão mostradas quatro situações distintas:

1. Modulação com triangulares dispostas (PD) com frequência de 2940Hz (Figura 4.41, Figura 4.45, Figura 4.49 e Figura 4.53);
2. Modulação com triangulares dispostas (PD) com frequência de 5940Hz (Figura 4.43, Figura 4.47, Figura 4.51 e Figura 4.55);
3. Modulação com portadoras triangulares na configuração Híbrida (H) com frequência de 3000Hz (Figura 4.42, Figura 4.46 Figura 4.50 e Figura 4.54);
4. Modulação com portadoras triangulares na configuração Híbrida (H) com frequência de 6000Hz (Figura 4.44, Figura 4.48, Figura 4.52 e Figura 4.56).

A escolha das frequências foi feita levando-se em conta que, para eliminar todas as harmônicas pares, para a modulação PD a frequência da portadora deve ser um múltiplo ímpar da fundamental, enquanto que para a modulação H deve ser um múltiplo par [39]. Na Figura 4.41 com modulação PD com frequência de 2940Hz, verifica-se que os espectros obtidos para os conversores com tensões nos barramentos CC na relação (1,5:2:6) são semelhantes aos obtidos com conversores (1:2:6) e (1:1:3). No entanto, com o aumento da frequência para 5940Hz, Figura 4.43, o espectro produzido pelo conversor (1,5:2:6) se torna ligeiramente maior, especialmente em frequências baixas, de 5^a à 25^a. Para a modulação híbrida, cujos espectros estão mostrados na Figura 4.42 e na Figura 4.44, as tensões produzidas pelos conversores tem qualidade superior ao conseguido com a modulação PD. As componentes espectrais dos conversores com tensão na relação (1:1:3) e (1:2:6), que em geral estavam na faixa de -40 a -80dB (1% a 0.01%) para a modulação PD, passaram a estar todas abaixo de -90 dB (< 0.003%) para a modulação Híbrida. Embora o espectro do conversor com tensões na relação (1,5:2:6) também tenha reduzido em

relação à modulação PD, a redução não foi tão expressiva para os conversores na relação (1:1:3) e (1:2:6).

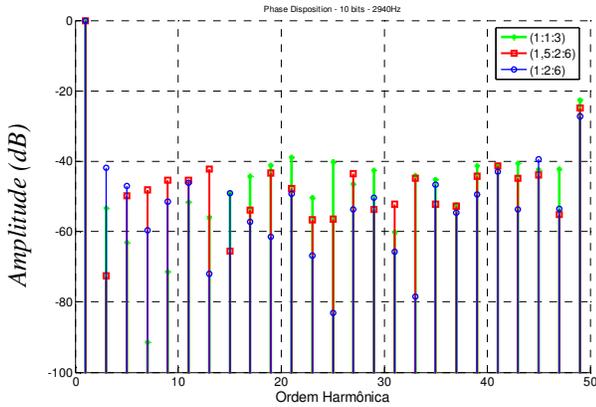


Figura 4.41 – Espectro da tensão de saída do CMCA para um índice de modulação unitário para relações de proporção de tensão nos barramentos CC iguais a: *(2:2:6), □(1,5:2:6), ○(1:2:6). Frequência da portadora: **2940Hz** (49-60). Técnica de modulação: **Phase Disposition (PD)**.

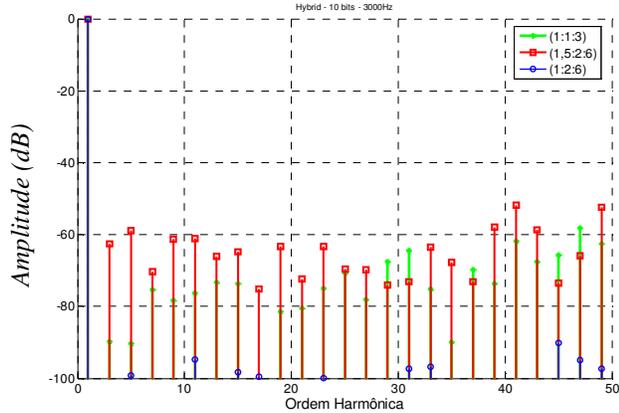


Figura 4.42 – Espectro da tensão de saída do CMCA para um índice de modulação unitário para relações de proporção de tensão nos barramentos CC iguais a: *(2:2:6), □(1,5:2:6), ○(1:2:6). Frequência da portadora: **3000Hz** (50-60). Técnica de modulação: **Hybrid (H)**.

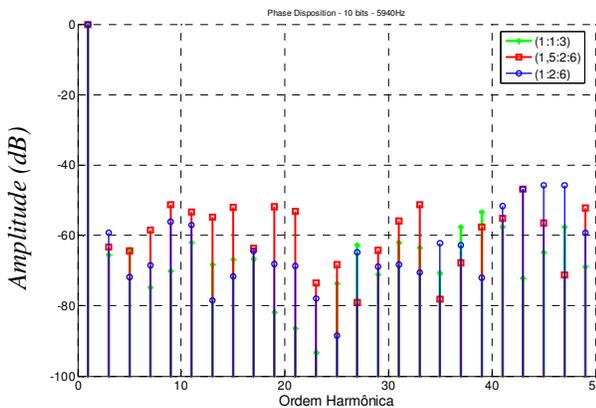


Figura 4.43 – Espectro da tensão de saída do CMCA para um índice de modulação unitário para relações de proporção de tensão nos barramentos CC iguais a: *(2:2:6), □(1,5:2:6), ○(1:2:6). Frequência da portadora: **5940Hz** (99-60). Técnica de modulação: **Phase Disposition (PD)**. Resolução PWM: 10bits ou $\pm 0.1\%$.

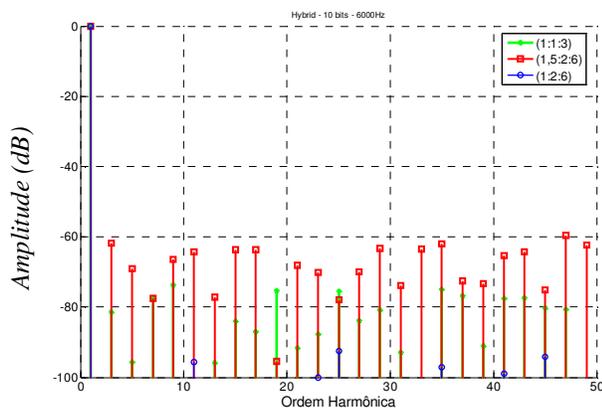


Figura 4.44 – Espectro da tensão de saída do CMCA para um índice de modulação unitário para relações de proporção de tensão nos barramentos CC iguais a: *(2:2:6), □(1,5:2:6), ○(1:2:6). Frequência da portadora: **6000Hz** (100-60). Técnica de modulação: **Hybrid (H)**. Resolução PWM: 10bits ou $\pm 0.1\%$.

Na Figura 4.45, na Figura 4.46, na Figura 4.47 e na Figura 4.48 estão mostradas as Distorções Harmônicas Totais da tensão para as quatro configurações de portadora estudadas. No cálculo do THD mostrado nas figuras, foram consideradas 2⁹ componentes harmônicas. Devido a isto, em todas as figuras, o THD do conversor com tensões na relação (1,5:2:6) tem um valor

intermediário entre os conversores na relação (1:1:3) e (1:2:6), já que as componentes harmônicas devidas ao *ripple* de chaveamento são levadas em conta nos cálculos. Pelas figuras, pode-se notar também que os valores de THD para uma dada configuração de tensão são semelhantes, para diferentes configurações de portadora, PD ou H, e para qualquer frequência da portadora para todos os índices de modulação.

Na Figura 4.49, na Figura 4.50, na Figura 4.51 e na Figura 4.52 estão mostrados os índices DF1 das quatro configurações de portadora. Com exceção de alguns índices de modulação, especialmente do caso de portadora em disposição de fase e frequência de 2940Hz, da Figura 4.49, os índices DF1 são bastante semelhantes para as três configurações de tensão, (1:2:6), (1,5:2:6) ou (2:2:6).

Já os índices DF2 apresentaram grande variação relativa, especialmente para o conversor com tensões (1,5:2:6), conforme indicam os resultados apresentados na Figura 4.53, na Figura 4.54, na Figura 4.55 e na Figura 4.56. Em geral, esta configuração de tensão, (1,5:2:6), foi a que produziu os piores resultados, maiores índices DF2. Em termos absolutos, os índices DF2 desta configuração de tensão, ainda que mais altos que os obtidos com outras configurações, são pequenos. Na prática, outros fatores tais como as oscilações de tensão do barramento CC, o tempo morto e a queda de tensão nas chaves e diodos, deverão ter um impacto maior na distorção da tensão de saída do conversor.

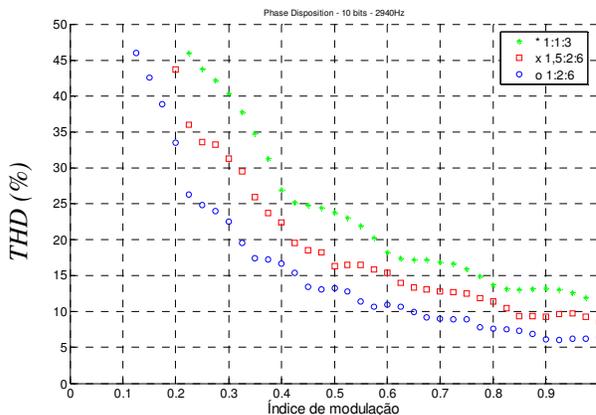


Figura 4.45 – Variação do Índice THD (%) da tensão de saída do CMCA em relação ao Índice de modulação (m) para relações de proporção de tensão nos barramentos CC iguais a: * (2:2:6), □ (1,5:2:6), ○ (1:2:6). Frequência da portadora: **2940Hz** (49-60). Resolução PWM: 10bits ou $\pm 0.1\%$. Modulação: **Phase Disposition (PD)**. Resolução PWM: 10bits ou $\pm 0.1\%$.

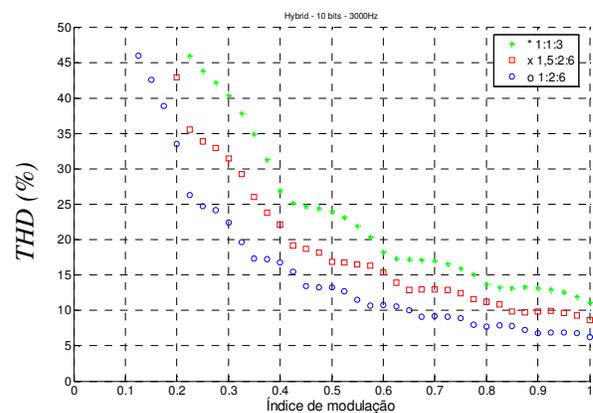


Figura 4.46 – Variação do Índice THD (%) da tensão de saída do CMCA em relação ao Índice de modulação (m) para relações de proporção de tensão nos barramentos CC iguais a: * (2:2:6), □ (1,5:2:6), ○ (1:2:6). Frequência da portadora: **3000Hz** (49-60). Resolução PWM: 10bits ou $\pm 0.1\%$. Modulação: **Hybrid (H)**. Resolução PWM: 10bits ou $\pm 0.1\%$.

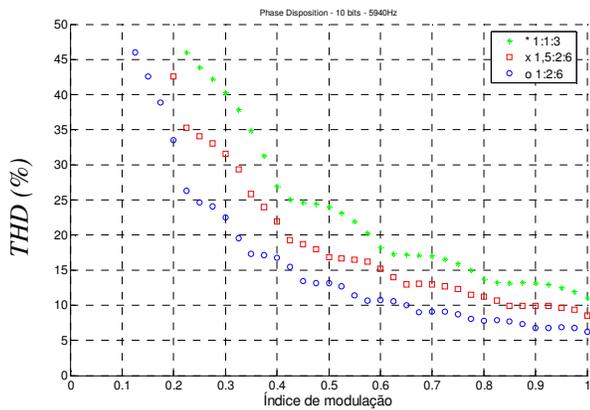


Figura 4.47 – Variação do Índice THD (%) da tensão de saída do CMCA em relação ao Índice de modulação (m) para relações de proporção de tensão nos barramentos CC iguais a: *(2:2:6), □(1,5:2:6), ○(1:2:6). Frequência da portadora: **5940Hz** (99-60). Resolução PWM: 10bits ou $\pm 0.1\%$. Modulação: **Phase Disposition (PD)**. Resolução PWM: 10bits ou $\pm 0.1\%$.

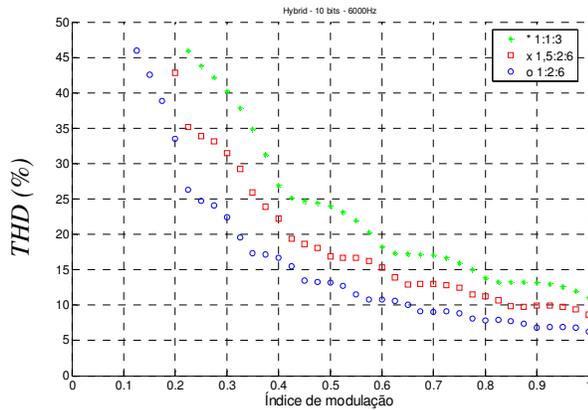


Figura 4.48 – Variação do Índice THD (%) da tensão de saída do CMCA em relação ao Índice de modulação (m) para relações de proporção de tensão nos barramentos CC iguais a: *(2:2:6), □(1,5:2:6), ○(1:2:6). Frequência da portadora: **6000Hz** (100-60). Resolução PWM: 10bits ou $\pm 0.1\%$. Modulação: **Hybrid (H)**. Resolução PWM: 10bits ou $\pm 0.1\%$.

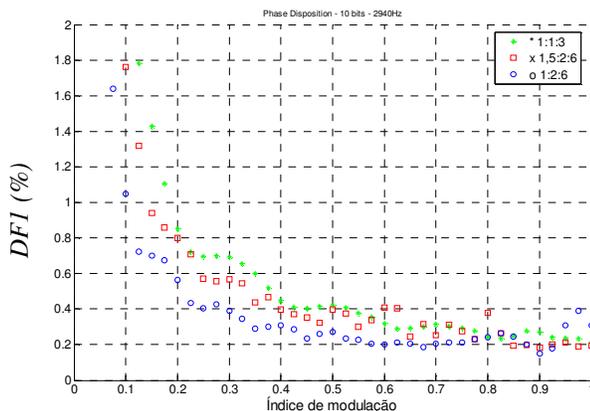


Figura 4.49 – Variação do Índice DF1 (%) da tensão de saída do CMCA em relação ao Índice de modulação (m) para relações de proporção de tensão nos barramentos CC iguais a: *(2:2:6), □(1,5:2:6), ○(1:2:6). Frequência da portadora: **2940Hz** (49-60). Resolução PWM: 10bits ou $\pm 0.1\%$. Modulação: **Phase Disposition (PD)**. Resolução PWM: 10bits ou $\pm 0.1\%$.

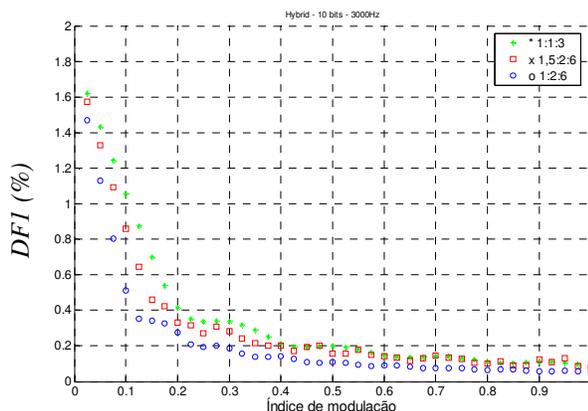


Figura 4.50 – Variação do Índice DF1 (%) da tensão de saída do CMCA em relação ao Índice de modulação (m) para relações de proporção de tensão nos barramentos CC iguais a: *(2:2:6), □(1,5:2:6), ○(1:2:6). Frequência da portadora: **3000Hz** (50-60). Resolução PWM: 10bits ou $\pm 0.1\%$. Modulação: **Hybrid (H)**. Resolução PWM: 10bits ou $\pm 0.1\%$.

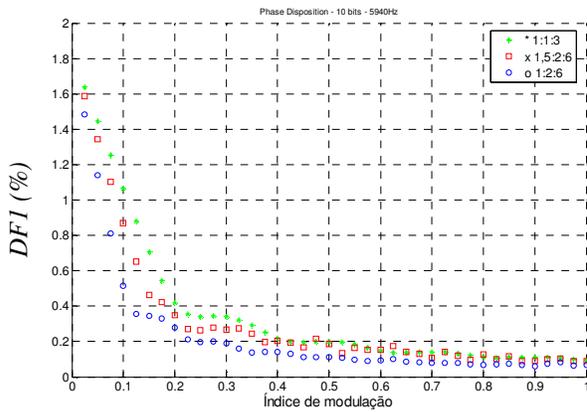


Figura 4.51 – Variação do Índice DF1 (%) da tensão de saída do CMCA em relação ao Índice de modulação (m) para relações de proporção de tensão nos barramentos CC iguais a: *(2:2:6), □(1,5:2:6), ○(1:2:6). Frequência da portadora: **5940Hz** (99-60). Resolução PWM: 10bits ou $\pm 0.1\%$. Modulação: **Phase Disposition (PD)**. Resolução PWM: 10bits ou $\pm 0.1\%$.

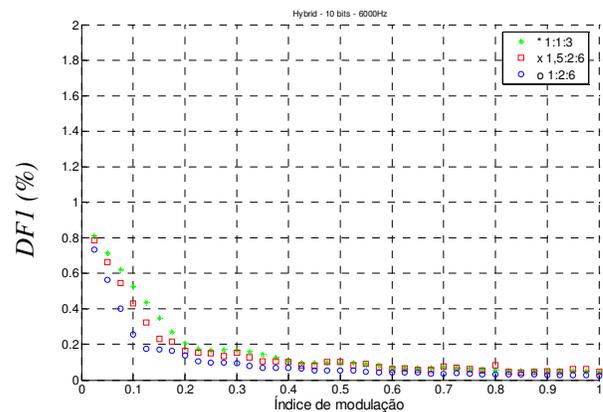


Figura 4.52 – Variação do Índice DF1 (%) da tensão de saída do CMCA em relação ao Índice de modulação (m) para relações de proporção de tensão nos barramentos CC iguais a: *(2:2:6), □(1,5:2:6), ○(1:2:6). Frequência da portadora: **6000Hz** (100-60). Resolução PWM: 10bits ou $\pm 0.1\%$. Modulação: **Hybrid (H)**. Resolução PWM: 10bits ou $\pm 0.1\%$.

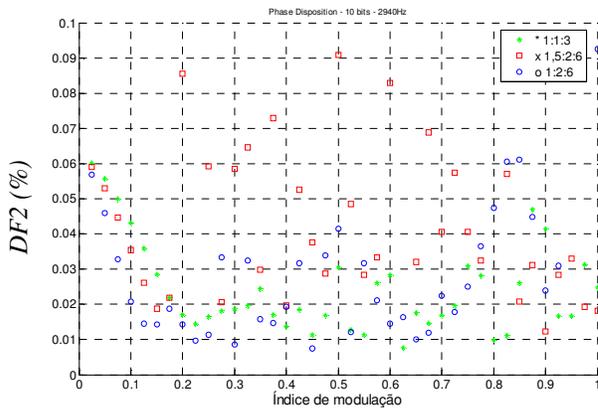


Figura 4.53 – Variação do Índice DF2 (%) da tensão de saída do CMCA em relação ao Índice de modulação (m) para relações de proporção de tensão nos barramentos CC iguais a: *(2:2:6), □(1,5:2:6), ○(1:2:6). Frequência da portadora: **2940Hz** (49-60). Resolução PWM: 10bits ou $\pm 0.1\%$. Modulação: **Phase Disposition (PD)**. Resolução PWM: 10bits ou $\pm 0.1\%$.

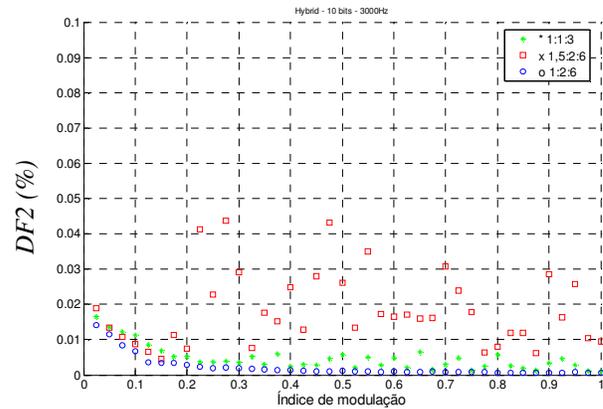


Figura 4.54 – Variação do Índice DF2 (%) da tensão de saída do CMCA em relação ao Índice de modulação (m) para relações de proporção de tensão nos barramentos CC iguais a: *(2:2:6), □(1,5:2:6), ○(1:2:6). Frequência da portadora: **3000Hz** (50-60). Resolução PWM: 10bits ou $\pm 0.1\%$. Modulação: **Hybrid (H)**. Resolução PWM: 10bits ou $\pm 0.1\%$.

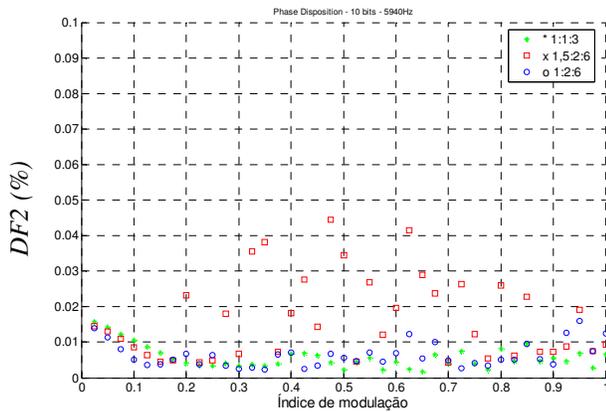


Figura 4.55 – Variação do Índice DF2 (%) da tensão de saída do CMCA em relação ao Índice de modulação (m) para relações de proporção de tensão nos barramentos CC iguais a: * (2:2:6), □ (1,5:2:6), ○ (1:2:6). Frequência da portadora: **5940Hz** (49-60). Resolução PWM: 10bits ou $\pm 0.1\%$. Modulação: **Phase Disposition (PD)**. Resolução PWM: 10bits ou $\pm 0.1\%$.

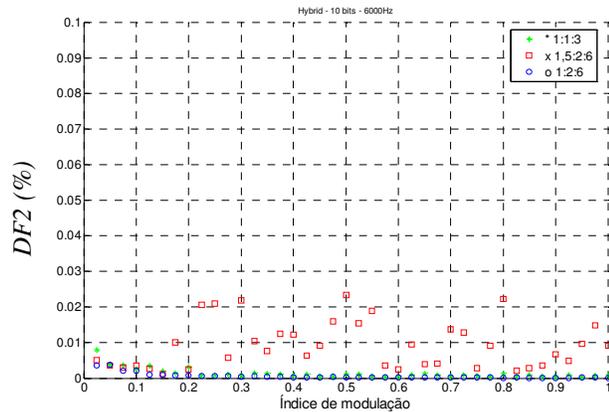


Figura 4.56 – Variação do Índice DF2 (%) da tensão de saída do CMCA em relação ao Índice de modulação (m) para relações de proporção de tensão nos barramentos CC iguais a: * (2:2:6), □ (1,5:2:6), ○ (1:2:6). Frequência da portadora: **6000Hz** (50-60). Resolução PWM: 10bits ou $\pm 0.1\%$. Modulação: **Hybrid (H)**. Resolução PWM: 10bits ou $\pm 0.1\%$.

4.6 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou uma revisão bibliográfica sobre conversores multiníveis. Dentre os conversores descritos, as topologias de conversores com células em cascata se destacam por sua modularidade e pelo fato de não utilizarem componentes auxiliares. Devido a isto, estas topologias parecem ser as mais indicadas para implementação de sistemas em que a obtenção de uma grande quantidade de níveis de saída é conveniente.

No capítulo também foram apresentadas algumas estratégias de modulação para conversores multiníveis, dentre as quais uma estratégia de modulação PWM para Conversores Multiníveis em Cascata Assimétricos, CMCA. As principais vantagens que nos levou a escolhê-lo para a implementação em bancada são o elevado número de níveis que pode ser conseguido com a utilização de um menor número de componentes e sua estratégia de modulação que permite construção sistemas de conversão CC/CA de alta eficiência.

Em contrapartida, não havia na literatura um método que permitesse a realização da compensação de desequilíbrios entre as tensões do barramento CC, o que dificultaria muito seu emprego na aplicação de compensação série. Na Seção 4.5 foi elaborado um procedimento que permite realizar a compensação de desequilíbrios de tensão nos barramentos CC do conversor. A estratégia de controle proposta pode reduzir o custo e complexidade de implementações que usam

o CMCA em aplicações em que não há potência ativa envolvida, como: Compensadores de Reativos e Síntese de impedâncias não-naturais. Apesar do fato de que os resultados experimentais obtidos tenham sido conseguidos com um inversor de 3 células em cascata, a proposta de controle pode ser estendida para conversores com um número maior de células.

CAPÍTULO 5

Um Método de Controle Alternativo para Realização de Indutâncias Negativas

5.1 INTRODUÇÃO

No capítulo 3 foram apresentadas técnicas e estratégias de controle sugeridas na literatura para a realização de impedâncias não naturais com conversor estáticos de potência. Para uma das técnicas descritas, VAPAR, a realização de uma indutância negativa era feita estabelecendo-se uma lei de controle que faz com que a corrente siga a referência dada por:

$$i^*(t) = \frac{I}{L_{neg}} \int v(t) dt \quad (5.1)$$

Para outra técnica, SDR, a realização era feita de forma mais direta, sem a necessidade de realimentações, através da seguinte relação:

$$v^* = L_{neg} \frac{di(t)}{dt} \quad (5.2)$$

Em ambos os casos, ocorrem dificuldades para a implementação dos filtros de saída do conversor. Por um lado, a implementação do VAPAR com filtro de saída exige uma modelagem acurada do sistema, que pode se tornar instável caso haja capacitâncias parasitas em seus terminais de saída. Por outro lado, a técnica SDR apresentada, não pode ser empregada em

aplicações de alta potência por conta das perdas na resistência de amortecimento do filtro de saída.

Este capítulo apresenta um método alternativo de realização de impedâncias não naturais, que é baseado na técnica SDR. O método proposto resolve o problema de amortecimento do filtro de saída através da realimentação de estados. Para provar a viabilidade do método, consideraremos neste capítulo a síntese de indutância negativa, para a qual verificaremos sua estabilidade com a variação de parâmetros da planta e com a presença de elementos não modelados, como capacitâncias parasitas.

Em aplicações reais, além do controle da corrente ou da tensão nos terminais de saída, é desejável também estabelecer uma estratégia de controle de tensões no barramento CC do inversor. Isso pode reduzir custo e complexidade de implementação, já que torna possível substituir fontes CC por capacitores. A Seção 5.5 apresenta uma discussão sobre esta possibilidade e mostra o impacto deste procedimento na impedância equivalente sintetizada. Esta estratégia de controle proposta independe do tipo de conversor CC/CA.

Neste capítulo também são mostrados alguns estudos de estabilidade e simulações da proposta de controle apresentada, Seção 5.6. Para aplicações em sistemas de alta potência, é essencial que as perdas elétricas nos dispositivos eletrônicos introduzidos ao sistema sejam as mais baixas possíveis. Isto faz com que seja também desejável a utilização de um conversor eletrônico de alto desempenho e alta eficiência. Por esta razão, utilizaremos nas simulações deste capítulo o conversor Multinível em Cascata Assimétrico, para o qual foi elaborada uma estratégia de compensação de desbalanço das tensões CC, que foi apresentada na seção 4.5.

5.2 NOVA ESTRATÉGIA DE CONTROLE SDR

A Figura 5.1 representa um sistema radial de geração no qual o sistema de transmissão é representado por uma indutância série L_S e uma resistência de perdas R_S . Na figura, um dispositivo eletrônico, composto por um conversor CC/CA e um filtro LC de saída, sintetiza em seus terminais uma indutância negativa de valor L_{neg} , que compensa parte da queda de tensão na impedância da linha, L_S .

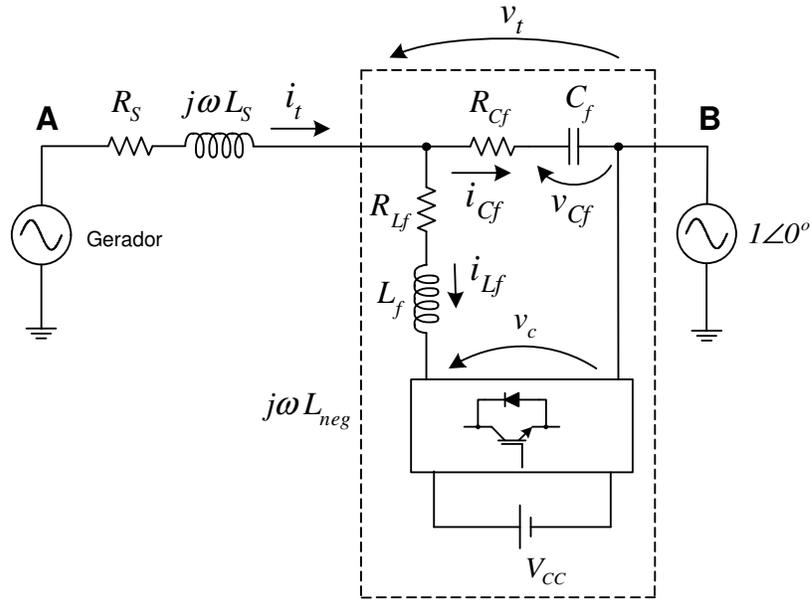


Figura 5.1 - Compensação série de um sistema de transmissão radial.

As equações diferenciais lineares que descrevem o comportamento do circuito são:

$$L_f \dot{i}_{L_f} + R_{L_f} i_{L_f} + v_c - v_{C_f} - R_{C_f} (i_t - i_{L_f}) = 0 \quad (5.3)$$

$$L_S \dot{i}_{L_S} + R_S i_t + R_{C_f} i_t - R_{C_f} i_{L_f} + v_{C_f} - v_{AB} = 0 \quad (5.4)$$

$$C_f \dot{v}_{C_f} - i_t + i_{L_f} = 0 \quad (5.5)$$

Considerando que a tensão produzida pelo conversor, v_c , e a tensão entre as barras A e B, v_{AB} , do sistema de transmissão sejam entradas do sistema e que a corrente na linha, i_t , e a tensão nos terminais do dispositivo de compensação, v_t , sejam saídas, pode-se reescrever este conjunto de equações na forma de espaço de estados.

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \\ \mathbf{y} = \mathbf{Cx} \end{cases} \quad (5.6)$$

Na qual,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\left(R_{L_f} + R_{C_f}\right)/L_f & R_{C_f}/L_f & 1/L_f \\ R_{C_f}/L_S & -\left(R_S + R_{C_f}\right)/L_S & -1/L_S \\ -1/C_f & 1/C_f & 0 \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

$$\mathbf{Bu} = \begin{bmatrix} -1/L_f & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_S & 0 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} v_c \\ v_{AB} \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} i_t \\ v_t \end{bmatrix} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -R_{Cf} & R_{Cf} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lf} \\ i_{Ls} \\ v_{Cf} \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

As funções de transferência resultantes entre as entradas v_{AB} e v_c para a saída v_t são dadas por:

$$\frac{V_t(s)}{V_c(s)} = [-R_{Cf} \quad R_{Cf} \quad 1](s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \begin{bmatrix} -1/L_f & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (5.10)$$

e

$$\frac{V_{AB}(s)}{V_c(s)} = [-R_{Cf} \quad R_{Cf} \quad 1](s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \begin{bmatrix} 0 & 1/L_s & 0 \end{bmatrix}^T \quad (5.11)$$

ou

$$\frac{V_t(s)}{V_c(s)} = \frac{s^2 L_s R_{Cf} C_f + s(L_s + R_s R_{Cf} C_f) + R_s}{\lambda(s)} \quad (5.12)$$

e

$$\frac{V_{AB}(s)}{V_t(s)} = \frac{s^2 L_f R_{Cf} C_f + s(L_f + R_{Lf} R_{Cf} C_f) + R_{Lf}}{\lambda(s)} \quad (5.13)$$

Nas quais, $\lambda(s)$, é o polinômio característico do sistema.

Comparando-se as equações (5.12) e (5.13), nota-se que, se $L_s \gg L_f$ e $R_s \gg R_{Lf}$, o ganho da função de transferência dado pela equação (5.12) será muito maior que o ganho da função de transferência (5.13). Em outras palavras, nestas condições, a tensão nos terminais do dispositivo conectado em série com o sistema, v_t , depende mais fortemente de v_c do que de v_{AB} . Isto é uma característica desejável, pois indica que o conversor é capaz de compensar as perturbações, ou rejeitar distúrbios, de v_{AB} sem que seja necessária a imposição de tensões elevadas em seus terminais. Pelas equações, pode-se deduzir que as resistências R_s e R_{Lf} , que determinam o ganho das funções de transferência em baixas frequências, estão relacionadas à rejeição de distúrbios abaixo da frequência síncrona, enquanto que as indutâncias L_s e L_f , estão relacionadas à rejeição de distúrbios em frequências maiores, em torno da frequência síncrona e acima. Esta é uma característica importante e desejável, pois define quais os parâmetros que devem ser considerados para se obter sucesso na implementação do controle que proporemos.

Além disto, define parâmetros de projeto de L_f para se obter um controle eficiente, sem que seja necessário garantir que o conversor seja capaz de produzir uma tensão v_c excessivamente alta.

É possível estabelecer uma estratégia de controle de v_t , a partir da tensão controlada, v_c . No entanto, é necessário estabelecer condições para evitar que os modos próprios do sistema sejam excitados durante a ocorrência de transitórios. Isto pode ser realizado estabelecendo-se uma realimentação dos estados do sistema [26] [27] através de um vetor de ganhos \mathbf{k} , conforme mostrado em (5.14) e ilustrado na Figura 5.2. Com a realimentação de estados, altera-se a localização das raízes da equação característica do sistema, ou seja, os pólos do sistema são realocados, enquanto que os zeros não são alterados. É possível, portanto, tentar cancelar alguns dos zeros do sistema, minimizando seus efeitos na dinâmica do sistema. Esta é uma maneira eficiente de introduzir amortecimento, pois, como não são adicionadas resistências ao circuito, a eficiência do sistema não é afetada. O ganho direto introduzido no diagrama de blocos da Figura 5.2, k_g , é necessário para fazer com que o ganho em malha aberta entre a tensão de referência, v_t^* , e a tensão de saída, v_t , seja, na frequência fundamental, igual a 1.

$$\mathbf{k} = [k_{iLf} \quad k_{it} \quad k_{vCf}] \quad (5.14)$$

Desde que os parâmetros da planta sejam bem conhecidos, o ganho k_g é o que garante que a tensão de saída, v_t , siga assintoticamente a tensão de referência, v_t^* . A nova localização dos pólos determinará a nova dinâmica do sistema, ou seja, determinará o quão rapidamente a tensão de saída, v_t , segue a tensão de referência, v_t^* . Desta maneira, como se espera que v_t seja essencialmente senoidal, os pólos devem ser alocados em frequências bem maiores que a fundamental.

Considerando-se a estratégia SDR, a referência da tensão terminal v_t^* deve ser obtida a partir da derivação da corrente nos terminais do dispositivo conforme a equação (5.2). A fim de se limitar o ganho em altas frequências introduzido por esta operação, em sistemas práticos, não se pode realizar uma derivação pura. Uma maneira eficiente de limitar o ganho é através da inserção de pólos [55] nessa operação, conforme ilustrado na Figura 5.2.

Uma derivação pura faria com que a componente fundamental da tensão de referência estivesse defasada de 90° da corrente, contudo, a presença dos pólos pode fazer com que a defasagem seja maior. Assim, eles devem estar localizados em frequência suficientemente alta

para evitar esta defasagem da referência e garantir que o SDR cumpra o seu papel de indutor negativo nas frequências em que deve atuar. Infelizmente, quanto maior for a frequência em que os pólos são alocados, menor será a ação de filtragem realizada. Como consequência, a tensão de referência do conversor pode apresentar componentes residuais do ruído de alta frequência. Para alguns conversores CC/CA, especialmente os conversores multiníveis, o ruído de alta frequência pode causar comutações extras, provocando aumento da dissipação de potência ou, em alguns casos, queima do semicondutores. Para outras topologias, como o conversor monofásico PWM convencional, o ruído de alta frequência na referência praticamente não causa impacto no aumento da potência dissipada nas chaves.

Como a aplicação considerada é de alta potência, para a qual o uso de conversores multiníveis é mais viável, consideraremos que existe a necessidade de que os componentes de alta frequência sejam baixos o suficiente para não produzirem nenhum efeito indesejado.

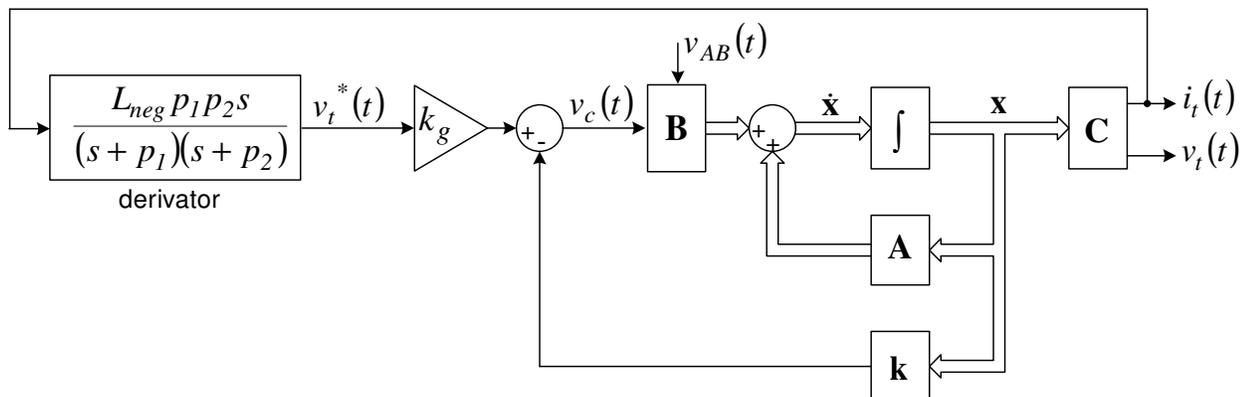


Figura 5.2 - Implementação da estratégia SDR com realimentação de estados.

5.3 A IMPEDÂNCIA EQUIVALENTE SINTETIZADA

Nesta sessão será calculada a expressão para a impedância equivalente que o SDR produz em seus terminais. Do diagrama esquemático mostrado na Figura 5.1, pode-se verificar que esta impedância é dada por:

$$Z_{SDR}(s) = \frac{V_t(s)}{I_t(s)} = \frac{1 + sR_{Cf}C_f}{sC_f} \cdot \frac{I_{Cf}(s)}{I_t(s)} = Z_{Cf}(s) \cdot \frac{I_{Cf}(s)}{I_t(s)} \quad (5.15)$$

Ainda desse circuito temos:

$$I_{Lf}(s) = I_t(s) - I_{Cf}(s) \quad (5.16)$$

$$Z_{Cf}(s)I_{Cf}(s) = Z_{Lf}(s)I_{Lf}(s) + V_c(s) \quad (5.17)$$

Na qual,

$$Z_{Lf}(s) = R_{Lf} + sL_f \quad (5.18)$$

Da Figura 5.2 podemos extrair as seguintes equações:

$$V_c(s) = k_g V_t^* - \mathbf{k} \cdot \mathbf{X}(s) \quad (5.19)$$

$$V_t^* = \frac{s \cdot p_1 \cdot p_2 \cdot L_{neg}}{(s + p_1)(s + p_2)} \cdot I_t(s) \quad (5.20)$$

Na qual, p_1 e p_2 são a frequências dos pólos introduzidos ao bloco de derivação.

Se as equações (5.14), (5.19) e (5.20) forem substituídas em (5.17) a seguinte expressão pode ser encontrada:

$$\left(Z_{Cf} + \frac{k_{vCf}}{sC_f} \right) I_{Cf}(s) = (Z_{Lf} - k_{iLf}) I_{Lf}(s) + \left(k_g \cdot \frac{s \cdot L_{neg} \cdot p_1 \cdot p_2}{(s + p_1)(s + p_2)} - k_{it} \right) I_t(s) \quad (5.21)$$

Substituindo (5.16) em (5.21) e isolando-se I_{Cf} obtém-se:

$$I_{Cf}(s) = \left[\frac{[s \cdot L_{neg} \cdot k_g \cdot p_1 \cdot p_2 + (Z_{Lf} - k_{iLf} - k_{it})(s + p_1)(s + p_2)] \cdot sC_f}{[sC_f(Z_{Lf} + Z_{Cf} - k_{iLf}) + k_{vCf}](s + p_1)(s + p_2)} \right] I_t(s) \quad (5.22)$$

Finalmente, substituindo (5.22) em (5.15) encontra-se a expressão procurada para a impedância produzida nos terminais do SDR.

$$Z_{SDR}(s) = \frac{[s \cdot L_{neg} \cdot k_g \cdot p_1 \cdot p_2 + (Z_{Lf} - k_{iLf} - k_{it})(s + p_1)(s + p_2)] \cdot (1 + sR_{Cf}C_f)}{[sC_f(Z_{Lf} + Z_{Cf} - k_{iLf}) + k_{vCf}](s + p_1)(s + p_2)} \quad (5.23)$$

Observe que a impedância obtida depende dos ganhos da realimentação de estados, dos pólos introduzidos no derivador e das resistências de perdas nos elementos de filtragem. No entanto, não depende dos parâmetros da linha de transmissão e tampouco da tensão v_{AB} . Ou seja, a resposta em frequência do dispositivo SDR não depende dos parâmetros do sistema ao qual este está ligado.

5.4 ESTUDO DE CASO

Para verificar os gráficos de impedância e a estabilidade do método, utilizaremos os parâmetros mostrados na Tabela 5.1. A tabela indica os parâmetros elétricos do filtro de saída, do indutor série, L_s , além da posição dos pólos do filtro derivador e dos pólos alocados através da

realimentação de estados. Os valores destes parâmetros foram escolhidos para serem da mesma ordem de grandeza dos parâmetros de um sistema de transmissão radial com linha de transmissão longa [22]. Para este conjunto de parâmetros, a função de transferência entre a entrada v_c e a saída v_t é:

$$\frac{V_t(s)}{V_c(s)} = \frac{29,47 \cdot (s + 17,777)(s + 3,06 \cdot 10^5)}{(s + 90,425 + j \cdot 3034,55)(s + 90,425 - j \cdot 3034,55)(s + 20,529)} \quad (5.24)$$

Tabela 5.1 – Parâmetros do Sistema Implementado

Filtro de saída	$L_f = 3,257\text{mH}$, $R_{L_f} = 1,0\Omega$ (resistência estimada em 1kHz).
	$C_f = 34,0\mu\text{F}$, $R_{C_f} = 0,096\Omega$.
Indutor série	$L_s = 0,1575\text{mH}$, $R_s = 2,8\Omega$.
Pólos do Derivador	$p_1 = -2\pi 800 \angle 30^\circ$ $p_2 = -2\pi 800 \angle -30^\circ$
Pólos Alocados	$p' = -2\pi 800 \angle 45^\circ$ $p'' = -2\pi 800 \angle -45^\circ$
Controlador	Frequência de chaveamento: 12kHz Frequência de amostragem 24kHz
Conversor CC/CA	Conversor Multinível Assimétrico em cascata com 3 células monofásicas.
	Capacitâncias dos Barramentos CC por módulo inversor 2,82mF (eletrolítico)

Escolhendo-se um vetor de ganhos para realimentação de estados $\mathbf{k} = [-22,555 \ 22,997 \ 1,777]$ (comando “*place*” do *Matlab*) faz-se com que os pólos sejam realocados de forma a cancelar o zero mais próximo do eixo imaginário e alocar os outros dois pólos suficientemente à esquerda do plano complexo, na posição indicada na Tabela 5.1, p' e p'' .

Caso a tensão de referência a ser sintetizada pelo SDR seja essencialmente senoidal, o ganho “*feedforward*” de malha aberta $k_g = 2,813$, deve ser calculado para tornar o ganho da funções de transferência entre v_t e v_t^* unitário na frequência fundamental, ou seja:

$$\left. \frac{V_t(s)}{V_t^*(s)} \right|_{s=j2\pi 60} = k_g \left\{ \begin{bmatrix} -R_{C_f} & R_{C_f} & I \end{bmatrix} (s\mathbf{I} - \mathbf{A} - \mathbf{kx})^{-1} \begin{bmatrix} -1/L_f & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \right\} \Big|_{s=j2\pi 60} = 1 \quad (5.25)$$

Usando os parâmetros da planta, a função de transferência entre a tensão de referência, v_t^* , e a tensão de saída do SDR, v_t , é igual a:

$$\frac{V_t(s)}{V_t^*(s)} = \frac{82,93 \cdot (s + 17,777)(s + 3,06 \cdot 10^5)}{(s + 3554 + j \cdot 3554)(s + 3554 - j \cdot 3554)(s + 17,777)} \quad (5.26)$$

Os gráficos de ganho e fase desta função de transferência estão mostrados na Figura 5.3. A frequência de corte, que é aproximadamente igual a 800Hz, depende da alocação dos pólos realizados através da realimentação de estados. Como os dois pares de pólos complexos escolhidos possuem um bom amortecimento, $\xi = \sqrt{2}/2$ e $\sqrt{3}/2$, não há frequências de ressonância.

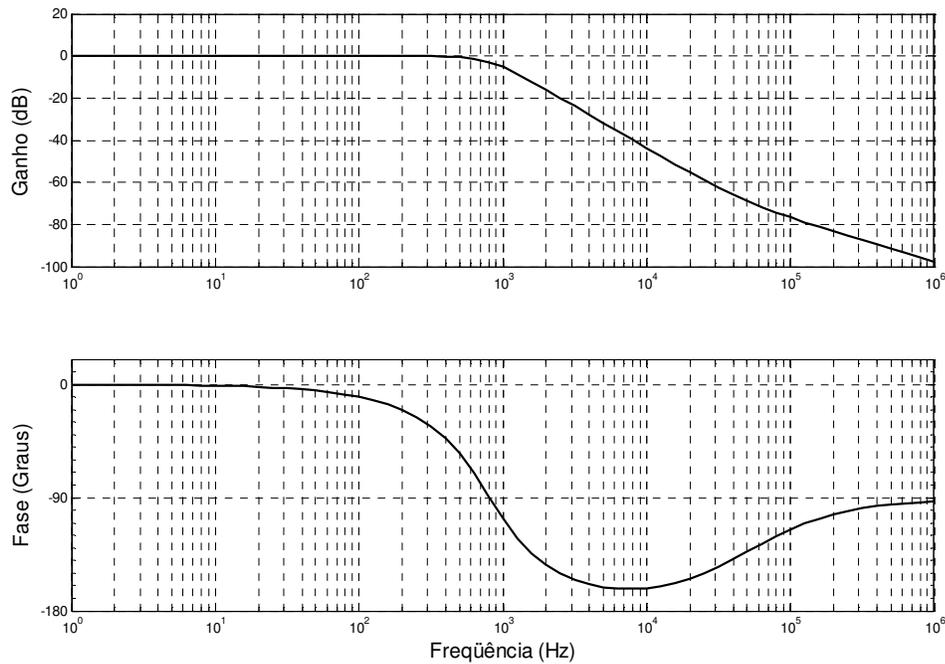


Figura 5.3 – Função de transferência entre a tensão de referência e a tensão nos terminais do SDR.

Na Figura 5.4 está mostrada a comparação entre as impedâncias correspondentes a uma indutância negativa ideal e a impedância produzida pelo SDR, dada por (5.23). Pelo gráfico nota-se que a impedância produzida pelo dispositivo se aproxima do desejado em frequências baixas. À medida que a frequência aumenta, ocorrem erros de ganho e fase na impedância sintetizada. Na frequência fundamental da rede, 60Hz, o módulo da impedância produzida está próximo do valor de referência. No entanto, a fase já apresenta defasagem que é provocada pela posição do par de pólos introduzido na operação de derivação e do par de pólos da função de transferência mostrada na Figura 5.3. Portanto, caso seja necessário melhorar a resposta para frequências mais elevadas deve-se mudar a posição destes dois pares de pólos para a esquerda do plano e retirar um dos

pólos acrescentados ao derivador. Para a aplicação considerada, em que não é necessário operar com largura de banda elevada, a resposta obtida é satisfatória.

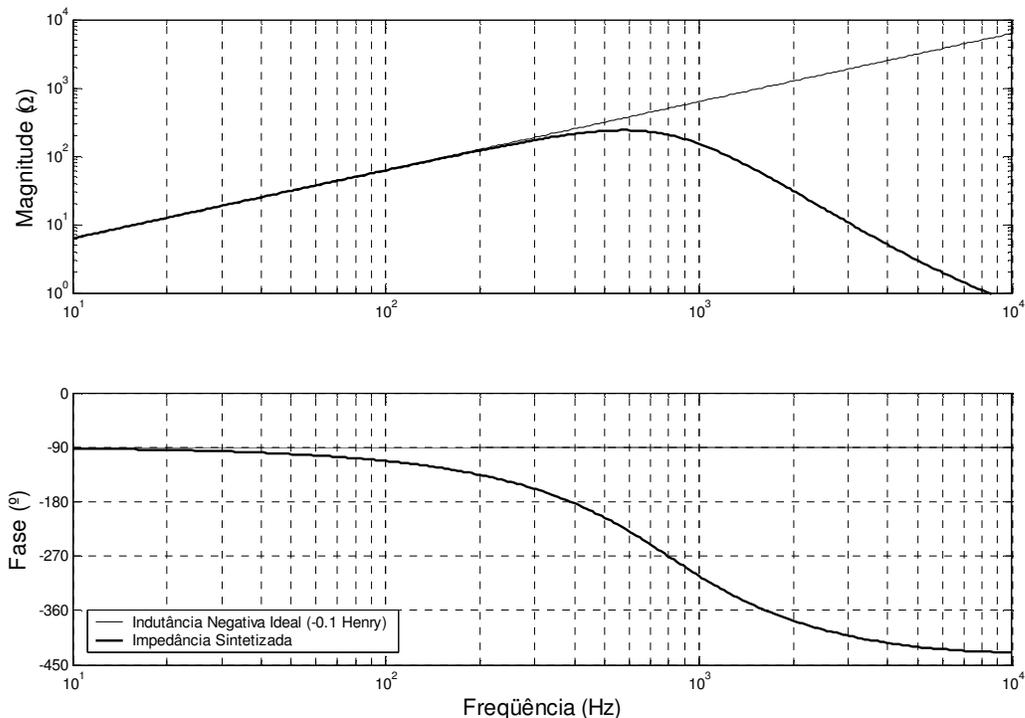


Figura 5.4 - Diagramas de Magnitude e fase da Impedância sintetizada com controle do barramento CC.

5.5 CONTROLE DA TENSÃO CC

Uma característica desejável para uma implementação prática do dispositivo é o controle da tensão do barramento CC do conversor, que torna possível a substituição da fonte por um capacitor com tensão controlada. Idealmente, caso fosse possível produzir uma indutância negativa ideal, não seria necessária a troca de potência ativa com a rede. No entanto, é necessário que o dispositivo absorva potência da rede para suprir as perdas nos elementos de filtragem e nas chaves semicondutoras. Deve-se considerar também o fato de que a fase da impedância sintetizada não é exatamente igual a -90° para todas as frequências, o que provoca troca de potência ativa entre a rede e o dispositivo de compensação.

Considerando que as formas de onda de tensão e corrente em um sistema de transmissão são essencialmente senoidais, a potência ativa trocada depende fortemente da fase da impedância sintetizada na frequência fundamental. Gráficamente, pode-se observar que esta fase é menor que

-90°, o que significa dizer que nestas condições o SDR deve fornecer potência ativa para o sistema.

A diferença de fase na frequência fundamental pode ser corrigida pela adição ao sinal de referência, v_t^* , de um sinal proporcional à corrente terminal, i_t , como mostrado na Figura 5.5. Esta técnica é conhecida como síntese de carga resistiva, porque a constante de proporcionalidade, que é determinada por um controlador de tensão no barramento CC, R_{comp} , é na verdade equivale a um valor de resistência de referência [54].

O controle CC proposto afeta a impedância sintetizada e uma nova expressão para esta impedância pode ser encontrada. O filtro passa-baixas tem a função de minimizar a oscilação de 120Hz observado na tensão V_{CC} , de forma que, em regime permanente, o valor de R_{comp} pode ser considerado constante. Assumindo que as perdas no conversor e no filtro são desprezíveis, e que a tensão e corrente nos terminais do dispositivo SDR são senoidais, o valor em regime permanente de R_{comp} é a parte real da expressão (5.23) calculada na frequência fundamental.

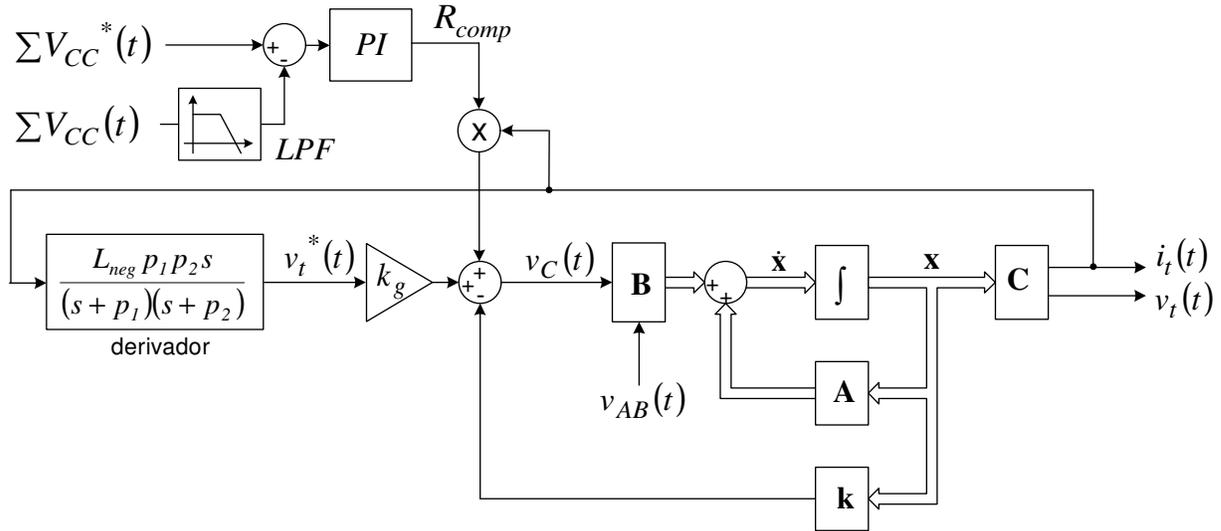


Figura 5.5 - Implementação de um SDR com realimentação de espaços de estados e controle das tensões CC.

Levando-se em conta estas aproximações, pode-se obter uma nova expressão para a impedância produzida pelo dispositivo.

$$V_c(s) = k_g V_t^* - \mathbf{k} \cdot \mathbf{X}(s) + R_{comp} I_t \tag{5.27}$$

A partir desta equação, uma nova expressão para a impedância passa a ser dada por:

$$Z_{SDR}(s) = \frac{[s \cdot L_{neg} \cdot k_g \cdot p_1 \cdot p_2 + (Z_{Lf} - k_{ilf} - k_{it} + k_g R_{comp})(s + p_1)(s + p_2)](1 + sR_{cf}C_f)}{[sC_f(Z_{Lf} + Z_{cf} - k_{ilf}) + k_{vcf}](s + p_1)(s + p_2)} \quad (5.28)$$

O diagrama de módulo e fase para esta impedância está mostrado na Figura 5.6.

Pela equação (5.27), nota-se que a inclusão do termo R_{comp} muda o ganho da realimentação da corrente i_t , o que acarreta uma mudança no posicionamento desejado para os pólos. O estudo das conseqüências desta mudança é sugerido para trabalhos futuros.

Um efeito da malha de controle CC pode ser percebido pela comparação entre os diagramas de impedância mostrados na Figura 5.4, que corresponde ao caso sem controle CC, e Figura 5.6, com controle CC. Diferentemente do que ocorria sem o controle CC, observa-se que a fase da impedância produzida na frequência fundamental passa a ser exatamente igual a -90 graus. O resultado mostrado na Figura 5.6 é válido apenas se as perdas nos filtros e no conversor são nulas e se as tensões e correntes são essencialmente senoidais. Caso as perdas sejam consideradas, espera-se que o valor necessário de R_{comp} cresça. Como conseqüência, para implementações reais, os gráficos da magnitude e a fase da impedância produzida devem se mover levemente para cima, especialmente em baixas frequências.

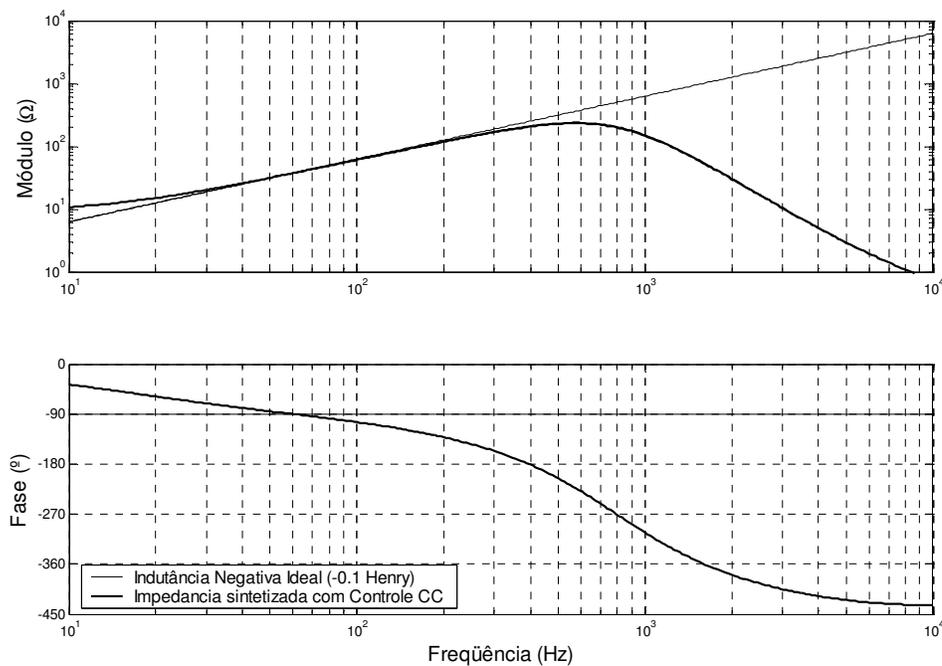


Figura 5.6 - Diagrama de magnitude e fase da impedância sintetizada com controle do barramento CC.

A Figura 5.7 mostra o resultado de uma simulação com o software PSIM do sistema. Na simulação foi utilizado o conversor multinível assimétrico em cascata, descrito na Seção 0, a

estratégia de compensação de desbalanço proposta na Seção 4.5 e o controle CC apresentado na Seção 5.5.

Em sistemas com modulação PWM, usualmente realiza-se a amostragem sincronizada com o chaveamento, o que possibilita minimizar a presença do “ripple” do chaveamento nas variáveis medidas. Desta maneira, a frequência de amostragem fica vinculada à frequência de chaveamento. Neste caso, o melhor que pode ser feito é amostrar duas vezes por ciclo da triangular, ou seja a frequência amostragem é 2 vezes maior que a frequência de chaveamento. Na simulação, foi utilizada uma frequência de chaveamento de 12kHz e a frequência de amostragem de 24kHz. Também foi considerado um atraso de um período de amostragem que é referente ao atraso para realimentação das variáveis de estado no caso de uma implementação em sistema digital. Na parte superior da figura estão mostradas a tensão e corrente filtradas, nos terminais do dispositivo SDR. A corrente foi multiplicada por um fator de normalização igual a $2\pi f L_{neg}$ para que sua amplitude fique igual à amplitude da tensão. No meio estão mostradas a tensão e a corrente não filtradas nos terminais do conversor. Neste caso, a corrente também foi multiplicada pelo mesmo fator de normalização, porém sua amplitude é cerca de metade da corrente nos terminais do dispositivo. Isto acontece porque parte da corrente a frequência fundamental passa pelo capacitor de filtragem e isto diminui a corrente que atravessa o conversor. De fato, não é difícil deduzir que a componente fundamental da corrente que passa pelo conversor em regime permanente depende também do valor desejado da indutância de referência, L_{neg} , e da capacitância de filtro, C_f . A componente fundamental de corrente é zerada sempre que a seguinte relação for satisfeita:

$$2\pi f \cdot L_{neg} = \frac{I}{2\pi f \cdot C_f} \quad (5.29)$$

A capacitância de filtragem, C_f , pode ser escolhida para minimizar a componente fundamental em regime permanente da corrente do conversor para uma dada indutância negativa de referência, de modo que, a potência do conversor e suas perdas são minimizadas para uma dada condição de operação em regime permanente. Infelizmente, esta situação pode dificultar a realização da compensação dos desbalanços de tensão no barramento CC, devido ao fato de que, esta estratégia depende da existência de corrente através do conversor, veja Figura 4.30. Uma maneira de diminuir o problema é normalizar a corrente conforme proposto em [59]. Na parte

inferior da Figura 5.7 estão mostradas as tensões normalizadas nos barramentos CC do conversor. Na simulação foram usadas iguais à:

$$(V_1 + \Delta V : V_2 : V_3) = (22,5 + 11,25 : 45 : 135) \quad (5.30)$$

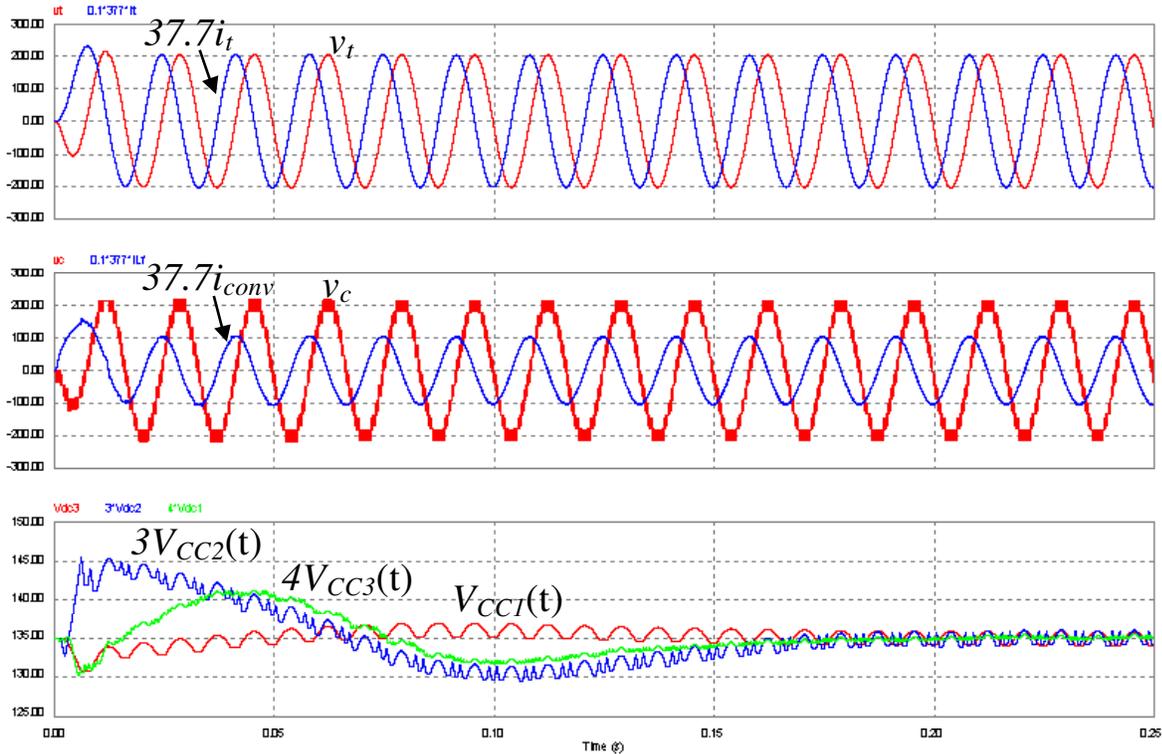


Figura 5.7 – Resultado de simulação da estratégia proposta obtido com o software PSIM. (a) Corrente normalizada ($i_t/(2\pi f/L_{neg})$) e Tensão nos terminais do SDR (b) Corrente normalizada ($i_{L_f}/(2\pi f/L_{neg})$) e Tensão nos terminais do conversor multinível (c) Tensões normalizadas nos barramentos CC controlados do inversor.

5.6 ESTABILIDADE DO SDR

Para verificar a estabilidade da estratégia de realização de SDR proposta é preciso considerar o efeito do filtro introduzido na operação de derivação e o efeito do valor da indutância negativa de referência nos pólos do sistema. Para isto, é preciso reescrever as equações diferenciais do sistema. A equação do filtro para realização da derivação no domínio da frequência é dada por:

$$L_{neg} \cdot p_1 \cdot p_2 \cdot s \cdot i_{LS} = (s + p_1)(s + p_1)v_t^* \quad (5.31)$$

No domínio do tempo, pode ser reescrita como:

$$\ddot{v}_t^* = L_{neg} \cdot p_1 \cdot p_2 \cdot \dot{i}_{LS} - (p_1 + p_2) \cdot \dot{v}_t^* - p_1 \cdot p_2 \cdot v_t^* \quad (5.32)$$

Isolando-se \dot{i}_{LS} em (5.4) e substituindo em (5.32) encontramos

$$\ddot{v}_t^* = L_{neg} \cdot p_1 \cdot p_2 \cdot \left(\frac{R_{Cf}}{L_s} i_{Lf} - \left(\frac{R_s + R_{Cf}}{L_s} \right) i_{LS} - \frac{1}{L_s} v_{Cf} + \frac{1}{L_s} v_{AB} \right) - (p_1 + p_2) \cdot \dot{v}_t^* - p_1 \cdot p_2 \cdot v_t^* \quad (5.33)$$

Considerando que o conversor consiga reproduzir em seus terminais uma tensão, v_c , que seja fiel a uma dada referência, v_c^* , a equação que descreve a realimentação de estados realizada é:

$$v_c = v_c^* = k_g v_t^* - [k_{ilf} \cdot i_{Lf} + k_{it} \cdot i_t + k_{vcf} \cdot v_{Cf}] \quad (5.34)$$

Substituindo-se v_c em (5.3) temos:

$$L_f \dot{i}_{Lf} + R_{Lf} i_{Lf} + k_g \cdot v_t^*(s) - [k_{ilf} \cdot i_{Lf} + k_{iLS} \cdot i_{LS} + k_{vcf} \cdot v_{Cf}] - v_{Cf} - R_{Cf} (i_{LS} - i_{Lf}) = 0 \quad (5.35)$$

A partir das equações (5.4), (5.5), (5.33) e (5.35), obtém-se o novo conjunto de equações lineares que descreve o comportamento do sistema, considerando a realimentação de estados, o valor da indutância de referência e a realimentação através do filtro para a realização da derivação, é:

$$\dot{i}_{Lf} = - \left(\frac{R_{Lf} + R_{Cf} - k_{ilf}}{L_f} \right) i_{Lf} + \frac{R_{Cf} + k_{iLS}}{L_f} i_{LS} + \frac{1 + k_{vcf}}{L_f} v_{Cf} - \frac{k_g \cdot v_t^*(s)}{L_f} \quad (5.36)$$

$$\dot{i}_{LS} = \frac{R_{Cf}}{L_s} i_{Lf} - \left(\frac{R_s + R_{Cf}}{L_s} \right) i_{LS} - \frac{v_{Cf}}{L_s} + \frac{v_{AB}}{L_s} \quad (5.37)$$

$$\dot{v}_{Cf} = - \frac{i_{Lf}}{C_f} + \frac{i_{LS}}{C_f} \quad (5.38)$$

$$\ddot{v}^* = L_{neg} \cdot p_1 \cdot p_2 \cdot \left[\frac{R_{Cf}}{L_s} I_{Lf} - \left(\frac{R_s + R_{Cf}}{L_s} \right) i_{LS} - \frac{v_{Cf}}{L_s} + \frac{v_{AB}}{L_s} \right] - (p_1 + p_2) \cdot \dot{v}^* - p_1 \cdot p_2 \cdot v^* \quad (5.39)$$

Que se escritas na forma matricial se torna:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Lf1} \\ \dot{i}_{LS1} \\ \dot{v}_{Lf1} \\ \ddot{v}^* \\ \dot{v}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} - \left(\frac{R_{Lf} + R_{Cf} - k_{ilf}}{L_f} \right) & \frac{R_{Cf} + k_{iLS}}{L_f} & \frac{1 + k_{vcf}}{L_f} & 0 & - \frac{k_g}{L_f} \\ \frac{R_{Cf}}{L_s} & - \left(\frac{R_s + R_{Cf}}{L_s} \right) & - \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ - \frac{1}{C_f} & \frac{1}{C_f} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{L_{neg} p_1 p_2 R_{Cf}}{L_s} & - L_{neg} p_1 p_2 \left(\frac{R_s + R_{Cf}}{L_s} \right) & - \frac{L_{neg} p_1 p_2}{L_s} & - (p_1 + p_2) & - p_1 p_2 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lf} \\ i_{LS} \\ v_{Lf} \\ \dot{v}^* \\ v^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{v_{AB}}{L_s} \\ 0 \\ \frac{v_{AB} L_{neg} p_1 p_2}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.40)$$

A equação (5.40) permite verificar a estabilidade do sistema em relação a variação dos parâmetros da planta ($R_s, L_s, R_{Cf}, C_f, R_{Lf}, L_f$) e de parâmetros de controle (p_1, p_2, L_{neg}, k_g), já que é a matriz de estados que define a posição dos pólos do sistema. Embora toda a modelagem

realizada seja feita com base em variáveis contínuas, a implementação em bancada do sistema proposto neste capítulo será digital. Em função disto pode ser que haja algumas diferenças entre resultados práticos e os previstos pela equação. Caso seja necessário obter resultados mais precisos, é necessário realizar uma modelagem discreta, que considere os efeitos da amostragem, do chaveamento e da discretização. Tal modelagem não é realizada neste trabalho e, portanto, é deixada como sugestão de trabalhos futuros.

5.6.1 Estabilidade com a Variação da Indutância de Referência

A Figura 5.8 (a) mostra a localização dos pólos do sistema com a variação da indutância de referência, L_{neg} , de 0 a -100% da indutância série, L_S . Na Figura 5.8 (b) está mostrada em detalhe a região mais próxima da origem do gráfico da Figura 5.8 (a). Nas figuras, as posições dos 5 pólos para uma indutância de referência nula estão indicadas com os pontos azuis claros. À medida que a indutância de referência se torna mais negativa, a posição dos pólos muda de acordo com as trajetórias indicadas na figura. Ao longo das trajetórias estão indicados também marcadores que são correspondentes à indutâncias de referência de -10% , -20% , -30% etc. Pelas figuras pode-se notar que o sistema é estável para toda a faixa de compensação considerada. Pelo gráfico da Figura 5.8 (b) nota-se que quando a compensação é de 100% chega-se muito próximo ao ponto de estabilidade crítica para o qual dois pólos estão na iminência de cruzar o eixo imaginário.

Na hipótese de uma implementação prática, certamente não será possível obter componentes de valores idênticos aos usados no projeto, tampouco será possível garantir que mudanças climáticas e o desgaste dos componentes alterem suas características. Além disto, as mudanças na característica da rede em ambos os terminais da linha também devem ser consideradas. Nesta seção verificaremos a robustez do controle proposto para algumas situações que podem ocorrer, através do uso de parâmetros diferentes dos considerados no projeto.

A influência da variação do ganho “feedforward”, k_g , pode ser prevista se observarmos o diagrama de blocos do controle mostrado na Figura 5.5. Pelo diagrama, pode-se observar que o efeito de variações no ganho k_g são equivalentes às alterações na indutância negativa de referência. Por este motivo, não apresentaremos um lugar das raízes correspondente a variação deste parâmetro de controle.

Nas seções seguintes, consideraremos algumas hipóteses de variações dos parâmetros da planta ou de variações de parâmetros de controle, que podem ser estudadas levando-se em conta a equação (5.40).

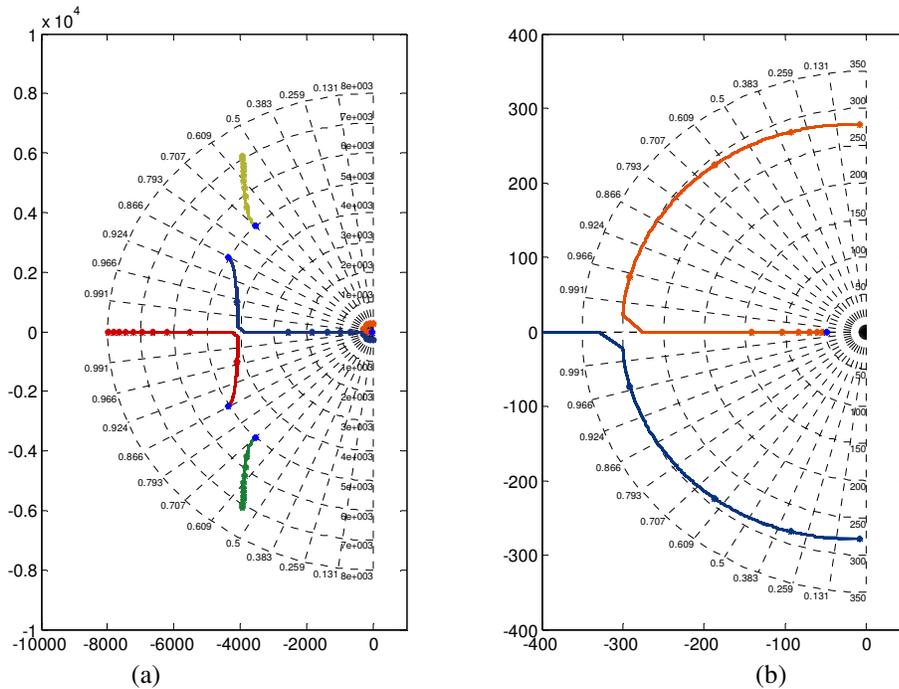


Figura 5.8 – (a) Variação da localização dos pólos em malha fechada com a variação do valor da indutância negativa de referência de 0 a -100% de L_s . (b) Detalhe da região próxima ao eixo da Figura 5.8 (a).

5.6.2 Estabilidade com Mudança de Parâmetros da Planta

Primeiramente, verificaremos a estabilidade na hipótese de operação com uma carga baixa conectada em um dos terminais da rede. Na Figura 5.9 temos os mesmos gráficos da Figura 5.8, porém com a alteração do valor da resistência na linha de $2,8\Omega$, valor considerado no projeto, para 200Ω . Verifica-se que o sistema permanece estável para toda a faixa de compensação, L_{neg} variando de 0 a -100%. A principal diferença é o fato de que os pólos que se aproximam do eixo imaginário se tornam pouco amortecidos para uma compensação menor. Na situação nominal de projeto e com uma indutância de referência de cerca de -80% da indutância da linha, Figura 5.8 (b), estes pólos estão no eixo real, enquanto que para o caso da Figura 5.9, para a mesma compensação de 80% os pólos estão com um coeficiente de amortecimento de 0,38.

A Figura 5.10 e a Figura 5.11 mostram o lugar das raízes com a variação da indutância de referência considerando um erro de 20% para menos ou para mais entre o valor da indutância do filtro de saída, L_f , usada no projeto e o valor real. A Figura 5.12 e a Figura 5.13 mostram os

gráficos correspondentes considerando um erro de 20% para mais ou para menos no valor da capacitância do filtro, C_f . Como pode ser visto pela análise das figuras, não há diferenças significativas entre os resultados.

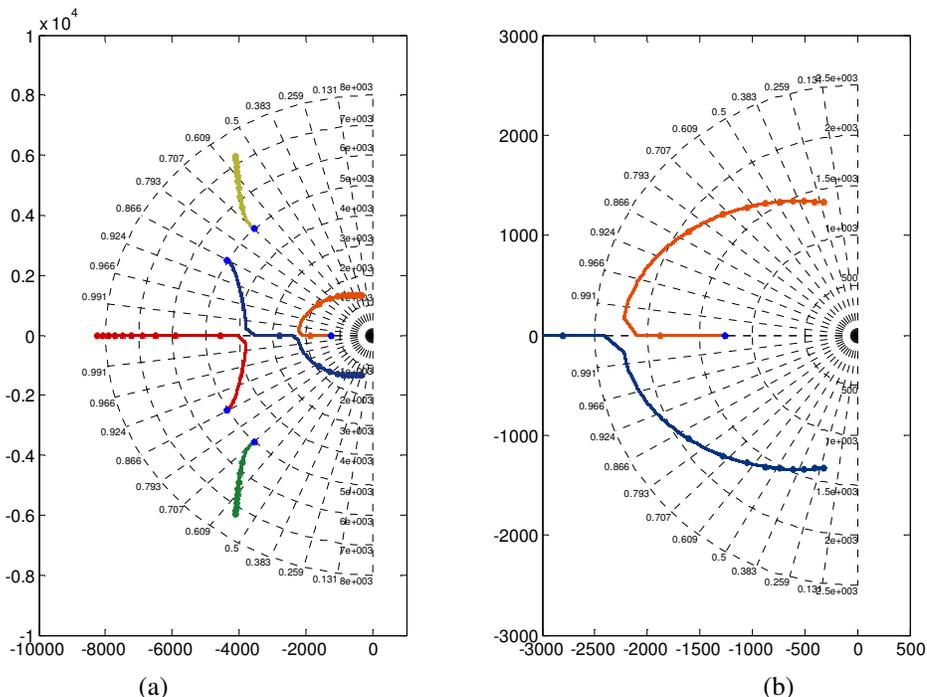


Figura 5.9 – (a) Variação da localização dos pólos em malha fechada com a variação do valor da indutância negativa de referência de 0 a -100% de L_s . **(b)** Detalhe da região próxima ao eixo da Figura 5.9 (a).

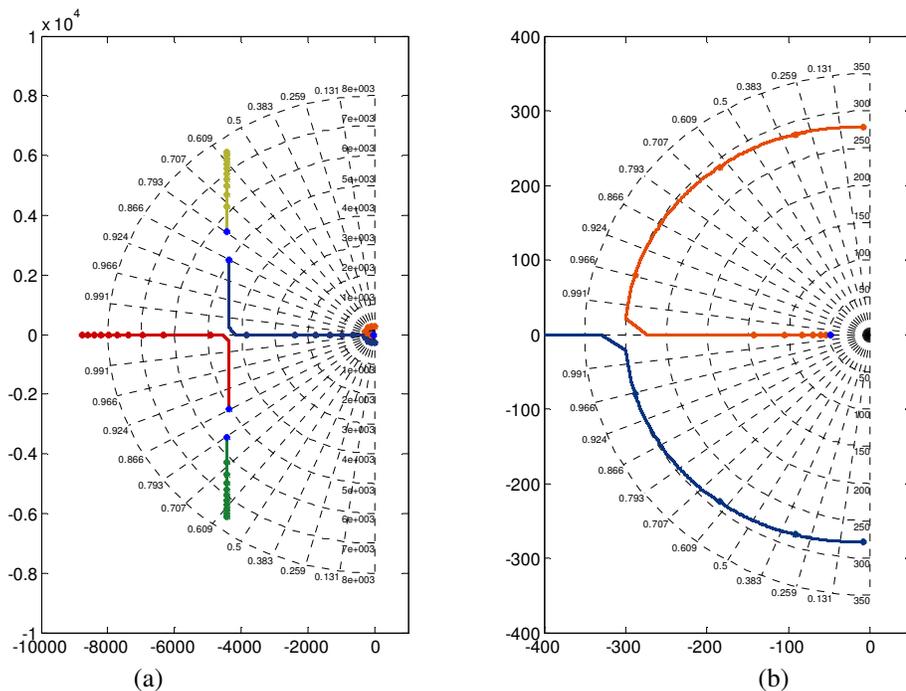


Figura 5.10 – (a) Variação da localização dos pólos em malha fechada com a variação do valor da indutância negativa de referência de 0 a -100% de L_s supondo um erro de -20% no valor de L_f . **(b)** Detalhe da região próxima ao eixo da Figura 5.10 (a).

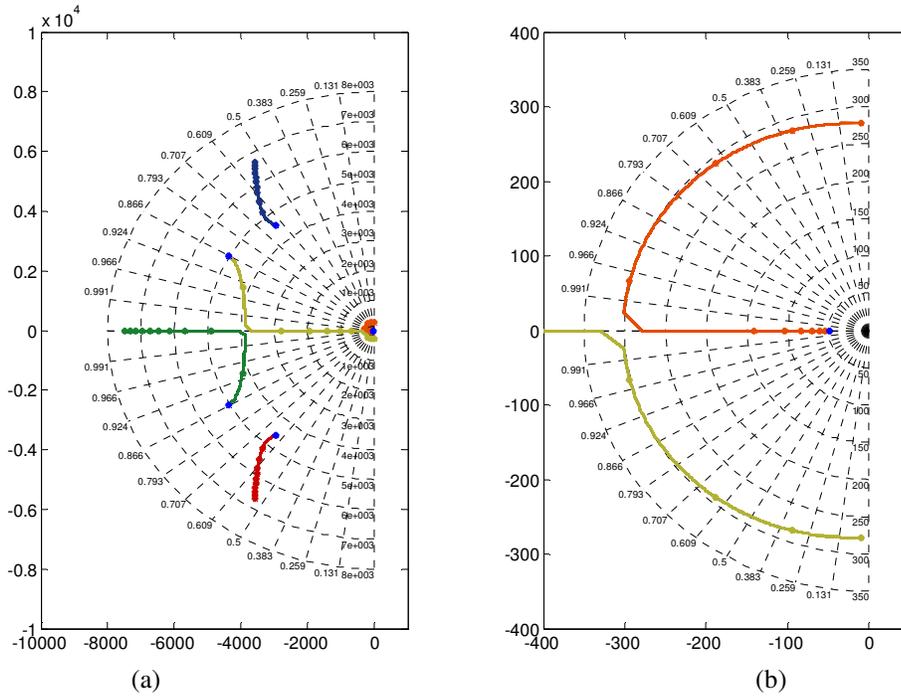


Figura 5.11 – (a) Variação da localização dos pólos em malha fechada com a variação do valor da indutância negativa de referência de 0 a -100% de L_s supondo um erro de +20% no valor de L_f . (b) Detalhe da região próxima ao eixo da Figura 5.11 (a).

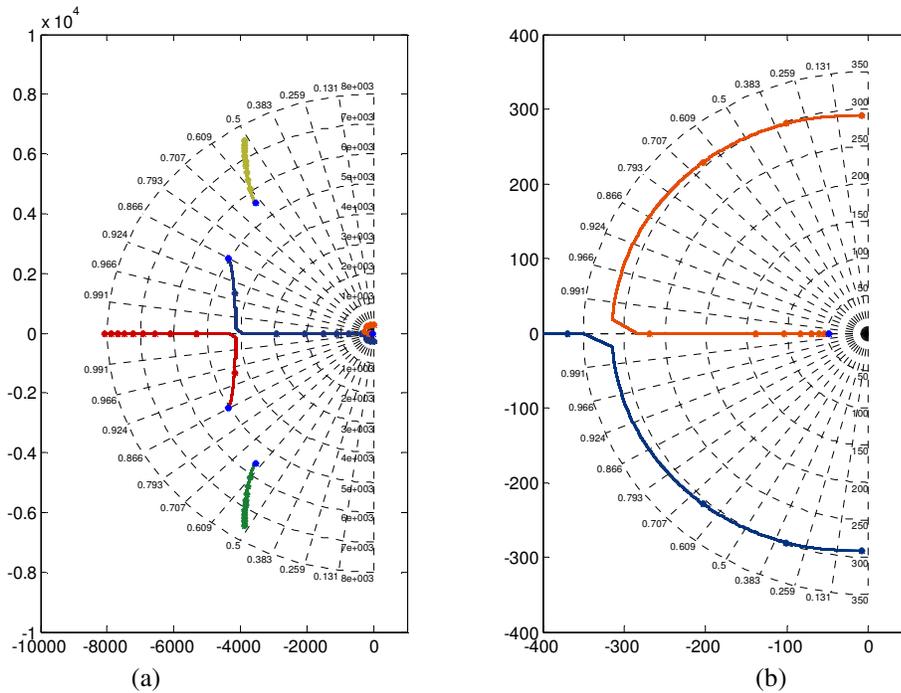


Figura 5.12 – (a) Variação da localização dos pólos em malha fechada com a variação do valor da indutância negativa de referência de 0 a -100% de L_s , supondo um erro de -20% no valor de C_f . (b) Detalhe da região próxima ao eixo da Figura 5.12 (a).

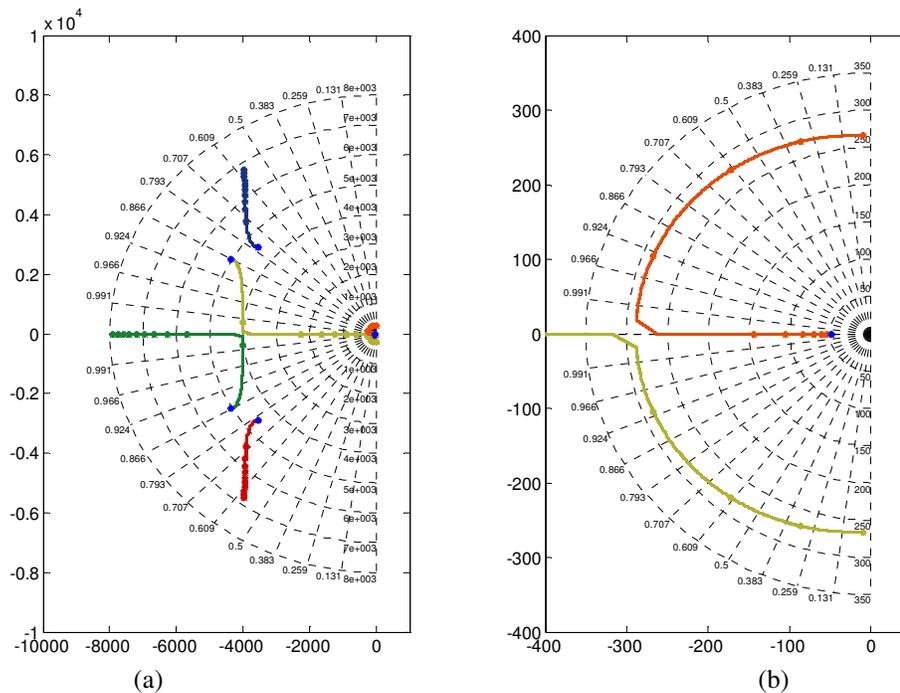


Figura 5.13 – (a) Variação da localização dos pólos em malha fechada com a variação do valor da indutância negativa de referência de 0 a -100% de L_s supondo um erro de +20% no valor de C_f . **(b)** Detalhe da região próxima ao eixo da Figura 5.13 (a).

5.6.3 Estabilidade com Presença de Capacitâncias Parasitas

Outro fator que não foi considerado no projeto do controlador e que deve ser considerado em aplicações práticas, são as capacitâncias parasitas. As capacitâncias podem ter uma influência significativa na estabilidade da estratégia de controle. Em [10] e [13], por exemplo, o autor realiza um estudo sobre a estabilidade do VAPAR e mostra que este pode se tornar instável caso o valor da capacitância parasita entre seus terminais for maior que um certo valor crítico. O estudo mostrou que, mesmo valores de capacitância relativamente pequenos, da ordem de 10nF, podem fazer com que o controle se torne instável. A técnica SDR proposta não apresenta tal problema, pois em seus terminais de saída existe a capacitância de filtragem e, como mostrado na seção anterior, a técnica é pouco sensível às variações desta capacitância. O que pode causar impacto na estabilidade são as capacitâncias parasitas da linha de transmissão, as quais não são consideradas no modelo simplificado, Figura 5.1, usado no projeto.

A utilização de modelos π ou T de linhas de transmissão, devido as suas limitações, são adequados apenas para utilização em simulações que envolvem fenômenos lentos. Por isto, modelos de linhas de transmissão com parâmetros distribuídos, que representam melhor o comportamento da linha para frequências maiores, tipicamente até 10kHz, são mais adequados

quando se deseja verificar fenômenos mais rápidos, tais como chaveamento de conversores ou a atuação de algoritmos de controle rápidos.

Assim, com o objetivo de verificar a estabilidade do SDR na presença de capacitâncias parasitas distribuídas, foi realizada uma simulação do circuito da Figura 5.15 utilizando-se o software PSIM. A ordem do modelo de linha utilizado é 40, 20 capacitores e 20 indutores. Os parâmetros utilizados na simulação foram escolhidos com base em uma linha de transmissão real de 440kV da CESP (Companhia Energética de São Paulo), mostrados na Tabela 5.2. Para utilizarmos os mesmos parâmetros (L_s , R_s , k , k_g , L_f , C_f) das simulações realizadas até aqui, consideraremos que o comprimento da linha seja de 78,5km e que a indutância, a capacitância e a resistência totais sejam respectivamente iguais a 0,157H, 838,38nF e 2,8 Ω . A Figura 5.15 mostra o resultado de simulação obtido nas mesmas condições consideradas na simulação da Figura 5.7. Verifica-se que o sistema se tornou instável, pois ocorreu o surgimento de uma componente de alta frequência crescente de aproximadamente 2,75kHz. Tal frequência corresponde a uma das frequências de ressonância da linha de transmissão considerada, conforme indica seu gráfico de impedância mostrado na Figura 5.18. No gráfico, estão mostradas a impedância correspondentes ao modelo de ordem 40, utilizado na simulação, e a impedância considerando-se um modelo com parâmetros distribuídos.

Na prática, a resistência da linha para esta frequência deve ser ligeiramente maior devido ao efeito pelicular, o que pode contribuir para amortecer a componente indesejada. Por outro lado, pode ser que para linhas de transmissão mais longas ou mais compactas, para as quais as capacitâncias parasitas são maiores, o resultado seja ainda pior.

A ressonância em 2,75kHz não é o único fator responsável pela instabilidade mostrada na simulação da Figura 5.15, os atrasos considerados para a realização da realimentação das variáveis, conforme ilustrado no diagrama de blocos mostrado na Figura 5.16, também influenciaram negativamente no resultado. Os atrasos de um ciclo de amostragem, que na figura estão representados por sua aproximação de primeira ordem, não foram considerados no projeto do SDR. Na hipótese de uma implementação prática, sugere-se a realização de análises e simulações cuidadosas, incluído modelos mais completos dos componentes e eventuais atrasos de controle. Na Figura 5.18, a oscilação pode ser estabilizada com a diminuição do atraso de

realimentação, τ , através do aumento da frequência de chaveamento de 12kHz para 20kHz. O resultado mostrado volta a ser praticamente idêntico ao da Figura 5.7.

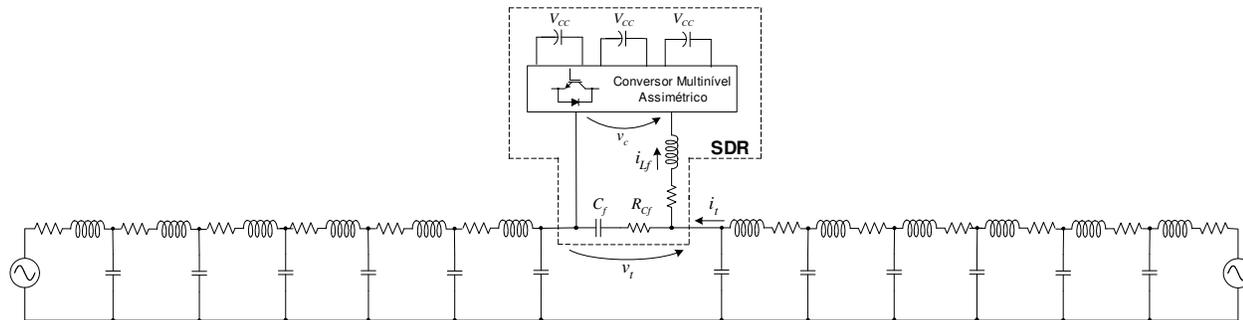


Figura 5.14 – Esquemático da Compensação série com SDR considerando-se as capacitâncias parasitas distribuídas ao longo da linha de transmissão.

Tabela 5.2 – Parâmetros de uma linha de 440kV da CESP

Indutância	$L = 0,002 \text{ H/km}$
Capacitância	$C = 10,68\text{nF/km}$
Resistência	$R = 0,0969\Omega/\text{km}$

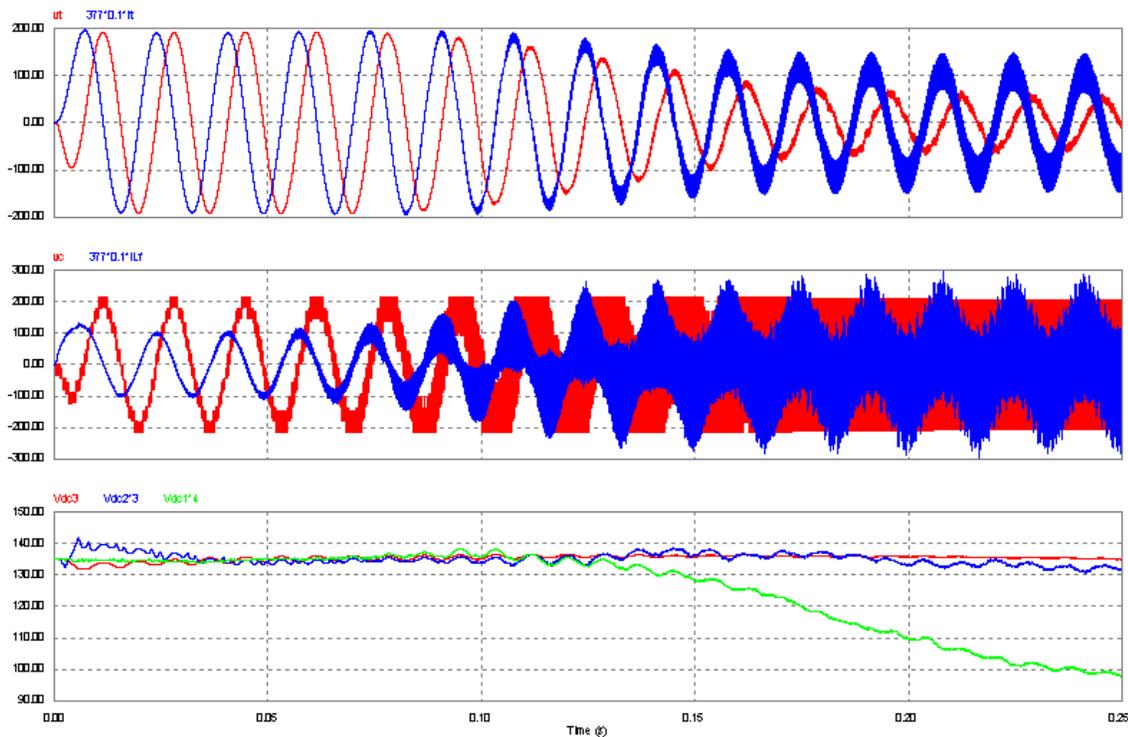


Figura 5.15 – Resultado de simulação da estratégia proposta obtido com o software PSIM.

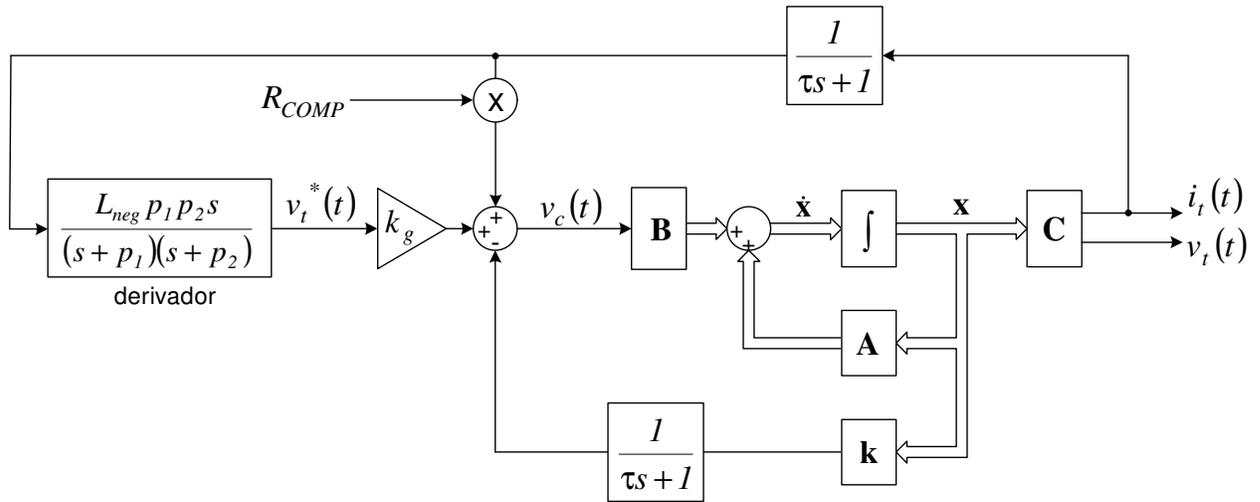


Figura 5.16 – Diagrama de blocos do SDR considerando-se atrasos na realimentação das variáveis.

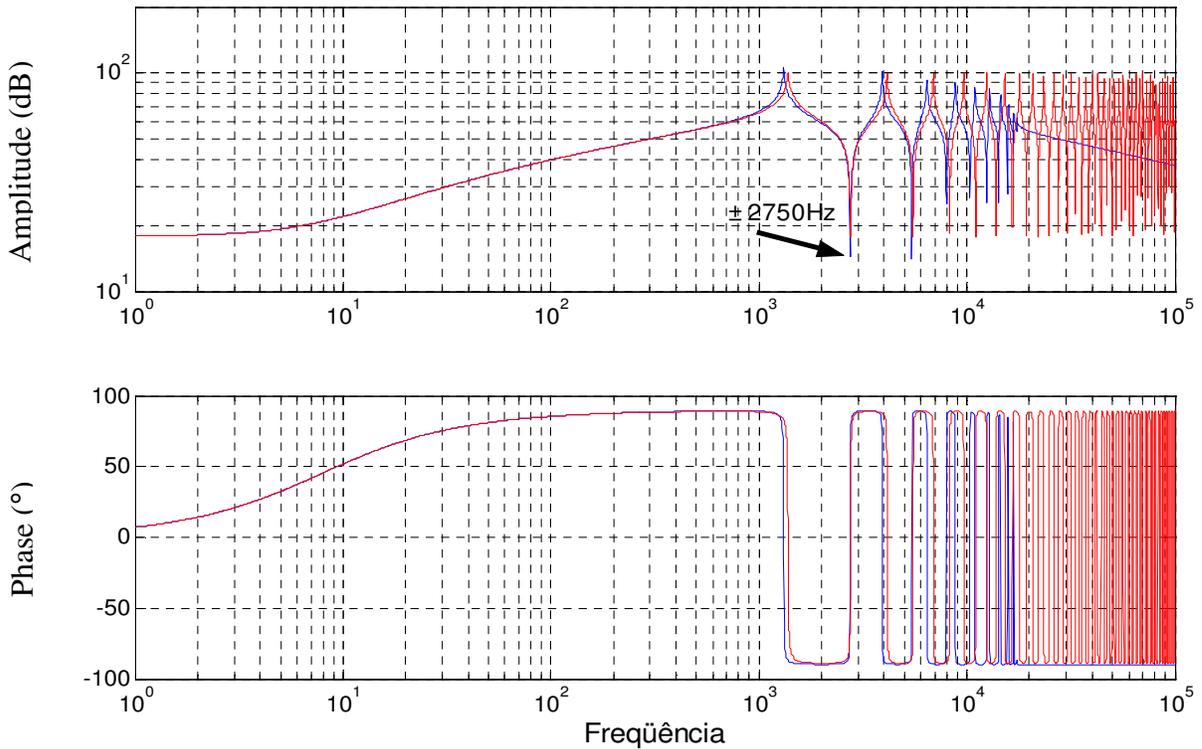


Figura 5.17 – Resultado de simulação da estratégia proposta obtido com o software PSIM.

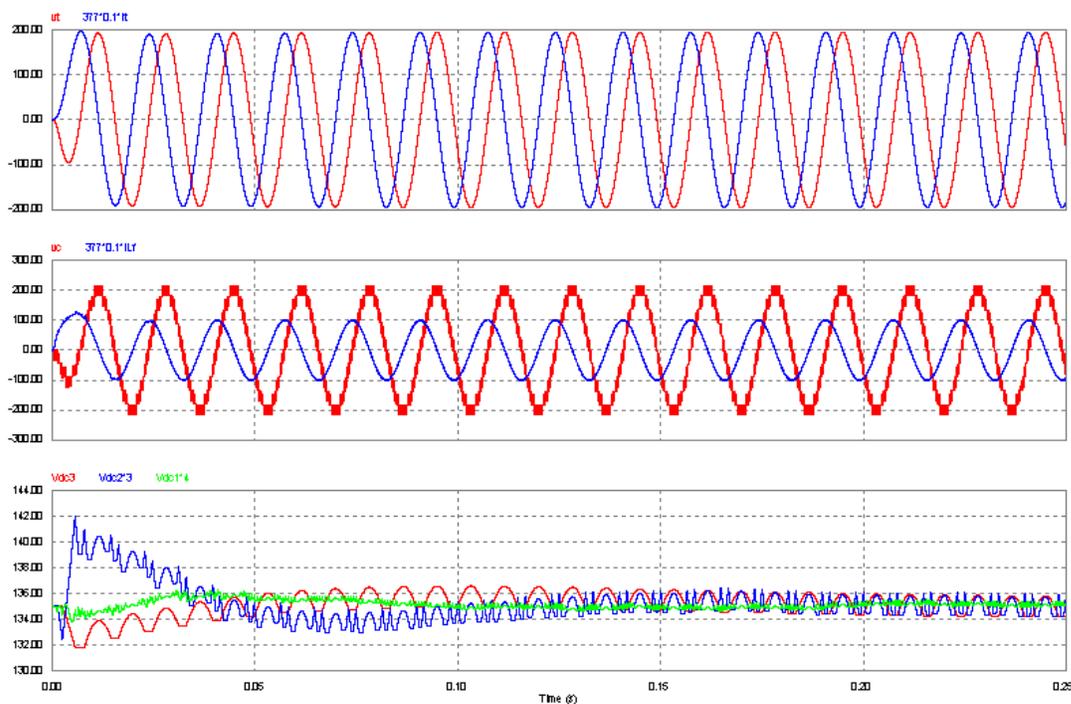


Figura 5.18 – Resultado de simulação da estratégia proposta obtido com o software PSIM.

5.7 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentada uma nova proposta de controle para realização de indutância negativa, que é baseada na técnica SDR, descrita no capítulo 1. Alguns pontos negativos da técnica foram superados com o auxílio da realimentação de estados, que introduz amortecimento ao sistema, e a utilização de pólos na operação de derivação, que diminuem o ganho em altas frequências.

O método requer apenas medições locais de tensão e corrente para produzir uma dada indutância negativa ou positiva. Apesar do fato de que ter utilizado uma estratégia de controle simples, foi mostrado que a impedância produzida pelo dispositivo de compensação proposto, não depende de parâmetros da rede a qual seus terminais estão ligados.

Os estudos sobre estabilidade realizados mostraram que a estratégia é robusta para variações de parâmetros da planta. No entanto, resultados de simulação obtidos mostram que o sistema pode se tornar instável quando o atraso de realimentação é alto e há capacitâncias parasitas distribuídas.

CAPÍTULO 6

Análise e Comparação dos Fenômenos Subsíncronos para Algumas Alternativas de Compensação Série Usando Conversores Estáticos

6.1 INTRODUÇÃO

A estabilidade da indutância negativa ideal foi estudada para diversos circuitos [19], inclusive para os modelos π e T da linha de transmissão [16]. No entanto, por conta de uma série de limitações impostas pelas não idealidades dos conversores de potência e pelas técnicas de controle, indutores negativos ideais não podem ser realizados. Além disto, é importante ressaltar que elementos não considerados no projeto da malha de controle podem afetar o desempenho obtido. Quando controladores FACTS (*Flexible AC Transmission Systems*) de grande potência são ligados ao sistema, por exemplo, pode ser que as limitações de largura de banda dos conversores e limitações relacionadas com as técnicas e projetos dos controladores usados na implementação influam significativamente na dinâmica de equipamentos e outros controladores do sistema [25].

Nesta seção daremos seqüência aos estudos iniciados no Capítulo 2. Naquele capítulo verificamos os problemas de estabilidade com a compensação série com bancos de capacitores

utilizando-se o modelo proposto em [22]. Também foi verificado que, caso fosse possível realizar a compensação com o uso de uma indutância negativa ideal, haveria uma melhora significativa da estabilidade do sistema. Neste capítulo, verificaremos a estabilidade da compensação para diferentes técnicas de realização da indutância negativa, como o VAPAR e o SDR, levando-se em conta suas limitações de largura de banda e controle e considerando-se a dinâmica do sistema de geração. Utilizaremos em nosso estudo o mesmo modelo utilizado no Capítulo 2. A técnica BVI (“*Bootstrap Variable Inductance*”) para realização de indutância negativa não será abordada em nossos estudos pelas razões que justificaremos em momento oportuno ao longo do texto deste capítulo.

6.2 VAPAR REALIZADO COM FILTRO DE PRIMEIRA ORDEM

Considere o modelo simplificado do VAPAR mostrado na Figura 6.1. A tensão v_c é a tensão produzida pelo conversor, L_f é a indutância de filtragem e R_{L_f} é a resistência de perdas.

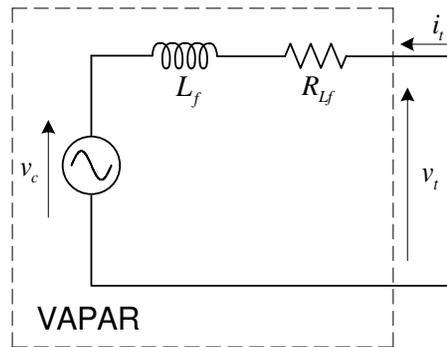


Figura 6.1 – Circuito simplificado de um VAPAR com filtro de primeira ordem.

A equação do circuito da Figura 6.1 é:

$$v_c + L_f \dot{i}_t + R_{L_f} i_t = v_t \quad (6.1)$$

A corrente de referência nos terminais de um VAPAR que sintetiza uma indutância negativa de valor L_{neg} é:

$$\dot{i}_t^* = \frac{1}{L_{neg}} v_t \quad (6.2)$$

Juntando-se as eqs. (6.1) e (6.2) temos:

$$L_{neg} \dot{i}_t^* - L_f \dot{i}_t - R_{L_f} i_t = v_c \quad (6.3)$$

Conforme ilustrado na Figura 3.4, se o controle proporcional é utilizado, a tensão de saída do conversor deve ser tal que:

$$v_c = k_p \cdot e = k(i_t^* - i_t) \quad (6.4)$$

Na qual, e é o erro de corrente.

Substituindo (6.4) em (6.3) pode-se deduzir que:

$$L_{neg} \cdot \dot{e} + (L_{neg} - L_f) \dot{i}_t - R_{Lf} i_t = k_p \cdot e \quad (6.5)$$

Escrevendo-se a expressão para as três fases e aplicando-se a transformação $abc \rightarrow dq0$ resulta:

$$\begin{bmatrix} L_{neg} & 0 & 0 \\ 0 & L_{neg} & 0 \\ 0 & 0 & L_{neg} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{e}_d - e_d \omega \\ \dot{e}_q + e_d \omega \\ \dot{e}_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{neg} - L_f & 0 & 0 \\ 0 & L_{neg} - L_f & 0 \\ 0 & 0 & L_{neg} - L_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d - i_q \omega \\ i_q + i_d \omega \\ i_0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_{Lf} & 0 & 0 \\ 0 & R_{Lf} & 0 \\ 0 & 0 & R_{Lf} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_p & 0 & 0 \\ 0 & k_p & 0 \\ 0 & 0 & k_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \\ e_0 \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

O estudo de estabilidade considerando-se a seqüência zero não será tratado nesta seção. Ele pode ser feito separadamente e de forma inteiramente análoga à utilizada para as componentes dq . Reescrevendo-se a equação (6.6) em pu separando-se as variáveis de estado apenas para as coordenadas dq temos:

$$\begin{bmatrix} \frac{L_{neg} - L_f}{\omega_{base}} & 0 & \frac{L_{neg}}{\omega_{base}} & 0 \\ \omega_{base} & \frac{L_{neg} - L_f}{\omega_{base}} & 0 & \frac{L_{neg}}{\omega_{base}} \\ 0 & \omega_{base} & \frac{L_{neg} - L_f}{\omega_{base}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{e}_d \\ \dot{e}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{Lf} & (L_{neg} - L_f)\omega & k_p & L_{neg}\omega \\ -(L_{neg} - L_f)\omega & R_{Lf} & -L_{neg}\omega & k_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ e_d \\ e_q \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

Linearizando-se em torno de um ponto de operação p_0 resulta:

$$\begin{bmatrix} \frac{L_{neg} - L_f}{\omega_{base}} & 0 & \frac{L_{neg}}{\omega_{base}} & 0 & 0 \\ \omega_{base} & \frac{L_{neg} - L_f}{\omega_{base}} & 0 & \frac{L_{neg}}{\omega_{base}} & 0 \\ 0 & \omega_{base} & \frac{L_{neg} - L_f}{\omega_{base}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \\ \Delta \dot{e}_d \\ \Delta \dot{e}_q \\ \Delta \dot{\omega}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{Lf} & (L_{neg} - L_f)\omega_0 & k_p & L_{neg}\omega_0 & (L_{neg} - L_f)\dot{i}_{d0} - L_f e_{q0} \\ -(L_{neg} - L_f)\omega_0 & R_{Lf} & -L_{neg}\omega_0 & k_p & -(L_{neg} - L_f)\dot{i}_{q0} + L_f e_{d0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \\ \Delta e_d \\ \Delta e_q \\ \Delta \omega_q \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

Substituindo os capacitores em série pelo VAPAR com controle proporcional de ganho k_p , as equações (2.56) e (2.57) passam a ser:

$$\frac{L_{Série}}{\omega_{base}} \Delta \dot{i}_d - \frac{L_{ad}}{\omega_{base}} \Delta \dot{i}_{ad} = L_{Série} \Delta i_q - L_{aq} \Delta i_{aq} + L_{Série} i_{q0} \Delta \omega - L_{aq} i_{aq0} \Delta \omega + \cos(\delta_{s0}) \Delta \delta_g - \Delta v_c - R_p \Delta i_d - \frac{L_f}{\omega_{base}} \Delta i_d - R_T \Delta i_d \quad (6.9)$$

$$\frac{L_{Série}}{\omega_{base}} \Delta \dot{i}_q - \frac{L_{aq}}{\omega_{base}} \Delta \dot{i}_{aq} = -L_{Série} \Delta i_d + L_{ad} \Delta i_{ad} - L_{Série} i_{d0} \Delta \omega + L_{ad} i_{ad0} \Delta \omega - \sin(\delta_{s0}) \Delta \delta_g - \Delta v_c - R_p \Delta i_q - \frac{L_f}{\omega_{base}} \Delta i_d - R_T \Delta i_q \quad (6.10)$$

A partir das eqs. (2.54), (2.55), (2.60), (2.61), (6.7), (6.9) e (6.10) pode-se obter a nova equação de estados do sistema.

$$\begin{bmatrix}
 \frac{L_{rd}}{\omega_{base}} & 0 & \frac{(L_{rd} + L_{ad})}{\omega_{base}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & \frac{L_{rq}}{\omega_{base}} & 0 & \frac{(L_{rq} + L_{aq})}{\omega_{base}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 \frac{L_{Série} + L_f}{\omega_{base}} & 0 & \frac{-L_{ad}}{\omega_{base}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & \frac{L_{Série} + L_f}{\omega_{base}} & 0 & \frac{-L_{aq}}{\omega_{base}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 \frac{L_{neg} - L_f}{\omega_{base}} & 0 & 0 & 0 & \frac{L_{neg}}{\omega_{base}} & 0 & 0 & 0 \\
 0 & \frac{L_{neg} - L_f}{\omega_{base}} & 0 & 0 & 0 & \frac{L_{neg}}{\omega_{base}} & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2H & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 \Delta \dot{i}_d \\
 \Delta \dot{i}_q \\
 \Delta \dot{i}_{ad} \\
 \Delta \dot{i}_{aq} \\
 \Delta \dot{e}_d \\
 \Delta \dot{e}_q \\
 \Delta \dot{\omega} \\
 \Delta \dot{\delta}_g
 \end{bmatrix}
 =
 \tag{6.11}$$

$$\begin{bmatrix}
 -R_{rd} & 0 & -R_{rd} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & -R_{rq} & 0 & -R_{rq} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 -R_T - R_{Lf} & L_{Série} & 0 & -L_{aq} & -k_p & 0 & (L_{Série} i_{q0} - L_{aq} i_{aq0}) \cos(\delta_{S0}) & 0 \\
 -L_{série} & -R_T - R_{Lf} & +L_{ad} & 0 & 0 & -k_p & -(L_{série} i_{d0} - L_{ad} i_{ad0}) \sin(\delta_{S0}) & 0 \\
 0 & (L_{neg} - L_f) & 0 & 0 & k_p & L_{neg} & (L_{neg} - L_f) i_{d0} - L_{neg} e_{q0} & 0 \\
 -(L_{neg} - L_f) & 0 & 0 & 0 & -L_{neg} & k_p & -(L_{neg} - L_f) i_{q0} + L_{neg} e_{q0} & 0 \\
 L_{aq} i_{aq0} & -L_{ad} i_{ad0} & -L_{ad} i_{q0} & +L_{aq} i_{d0} & 0 & 0 & -D & K_n \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_{base} & 0
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 \Delta i_d \\
 \Delta i_q \\
 \Delta i_{ad} \\
 \Delta i_{aq} \\
 \Delta e_d \\
 \Delta e_q \\
 \Delta \omega \\
 \Delta \delta_g
 \end{bmatrix}$$

6.2.1 Determinação dos parâmetros e Cálculo da Impedância Equivalente

Considerando-se que a compensação com indutância negativa seja igual à conseguida com capacitores (-0.371pu) para o mesmo ponto de operação p_0 e parâmetros considerados na sessão anterior, pode-se obter as raízes da equação característica escolhendo-se valores de k_p e L_f arbitrários.

A partir das equações (6.1), (6.2) e (6.4) pode-se mostrar que a impedância vista nos terminais no VAPAR é:

$$Z(s) = \frac{V_t(s)}{I_t(s)} = sL_{neg} \frac{sL_f + R_{Lf} - k_p}{sL_{neg} - k_p} \tag{6.12}$$

$$Z(s) = \frac{V_t(s)}{I_t(s)} = \frac{s}{\omega_{base}} L_{neg} \frac{\frac{s}{\omega_{base}} L_f + R_{Lf} - \frac{k_p}{Z_{base}}}{\frac{s}{\omega_{base}} L_{neg} - \frac{k_p}{Z_{base}}} \quad (\text{pu}) \quad (6.13)$$

A partir da equação (6.12), pode-se obter gráficos que mostram a influência da escolha destes parâmetros na impedância real vista nos terminais do VAPAR. O ganho k_p determina a largura de banda do controle, isto é, a largura de banda em que o VAPAR consegue realizar uma indutância negativa. Quanto maior for o valor de k_p maior é a largura de banda conseguida. À medida que a frequência aumenta, o VAPAR perde a capacidade de sintetizar a indutância e ocorre erro de fase e de ganho na impedância sintetizada. Se a frequência é suficientemente alta, a impedância vista nos terminais do VAPAR se torna igual à impedância do filtro indutivo, L_f .

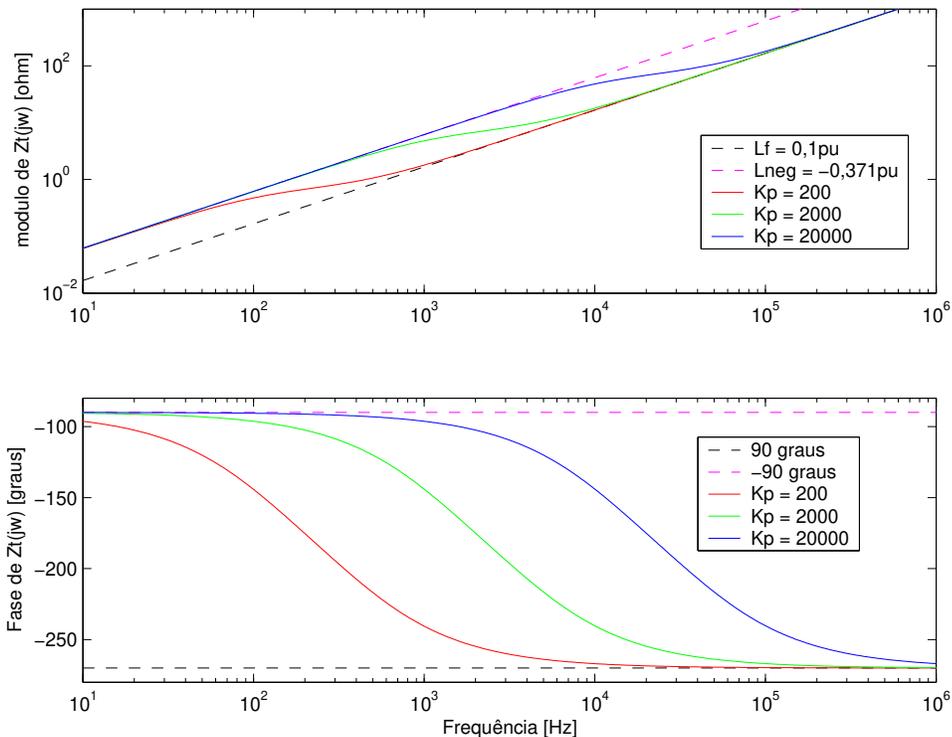


Figura 6.2 - Impedância vista nos terminais do VAPAR - Módulo e fase

Considerando-se que a compensação com indutância negativa seja igual à conseguida com capacitores (-0,371pu), considerando-se que a indutância de filtragem do VAPAR seja de 0,1pu e que a resistência de perdas do filtro, R_{Lf} seja de $0,01\Omega$ e substituindo-se os valores dos

demais parâmetros pode-se obter as raízes da equação característica com a variação do parâmetro k_p .

A Tabela 2.1 mostra os autovalores do sistema compensado com VAPAR. A parte real dos autovalores é negativa, independente do valor do valor de k_p usado (100, 200 ou 2000). Pelos resultados pode-se dizer que o sistema é estável em p_0 , mesmo para valores pequenos de k_p (100 ou 200), para os quais o VAPAR com controle proporcional sintetiza uma indutância negativa apenas para uma pequena faixa de frequências.

Tabela 6.1 – Autovalores do sistema para compensação com VAPAR com filtro de Primeira Ordem

Autovalores	$K_p = 100$		$K_p = 200$		$K_p = 2000$	
	σ	Freq. (Hz)	σ	Freq. (Hz)	σ	Freq. (Hz)
1	-12581,5	61,184	-25164,1	51,47	-252028	-
	-12581,5	-61,184	-25164,1	-51,47	-252028	-
2	-1,876	49,702	-1,878	49,702	-1,879	49,703
	-1,876	-49,702	-1,878	-49,702	-1,879	-49,703
3	-0,0048	25,579	-0,0048	25,579	-0,0048	25,579
	-0,0048	-25,579	-0,0048	-25,579	-0,0048	-25,579
4	-1,177		-1,177		-1,177	
5	-1,523		-1,523		-1,522	

6.2.2 Simulações

Na Figura 6.3, Figura 6.4 e Figura 6.5 estão mostrados os resultados das simulações do sistema radial de geração apresentado no Capítulo 2. A compensação série é realizada a partir de um dispositivo VAPAR implementado com ganho proporcional k_p igual a 2000 e indutância de filtragem igual a 0,1 pu. Nesta simulação, v_c é uma fonte tensão controlada ideal. A condições de falta simulada é análoga à indutância negativa ideal e banco de capacitores, conforme descrito na Tabela 2.8.

Como pode ser observado comparando-se estas figuras com as correspondentes para indutor negativo ideal (Figura 2.16 Figura 2.17 e Figura 2.18) não há mudanças significativas. Isto ocorre por que a dinâmica do sistema é lenta e mesmo com a ocorrência de um curto circuito, a perturbação na corrente controlada é relativamente suave e, por isto, pode ser compensada pela ação do controlador proporcional.

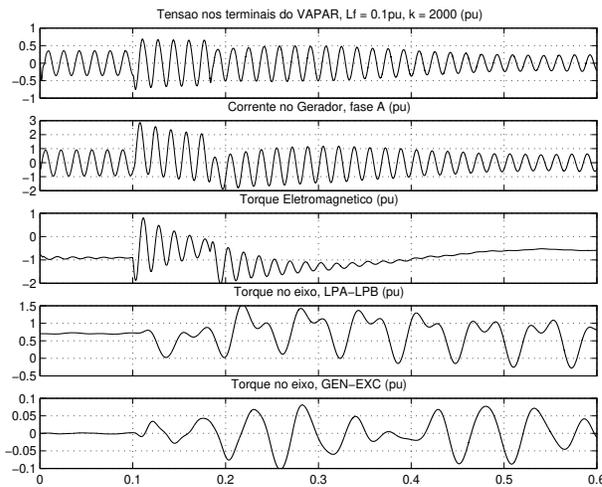


Figura 6.3 – Simulação com compensação com VAPAR produzindo uma reatância de -0.371 pu, realizado com conversor ideal e filtro de primeira ordem.

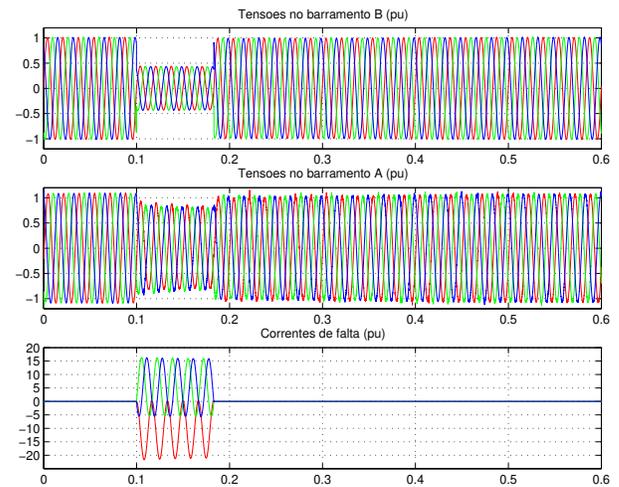


Figura 6.4 – Simulação com compensação com VAPAR produzindo uma reatância de -0.371 pu, realizado com conversor ideal e filtro de primeira ordem.

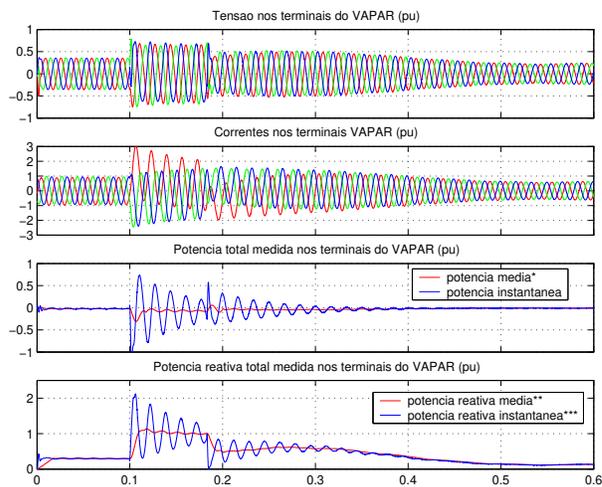


Figura 6.5 – Simulação com compensação com VAPAR produzindo uma reatância de -0.371 pu, realizado com conversor ideal e filtro de primeira ordem. *, ** e *** veja comentários no final do Capítulo 2.

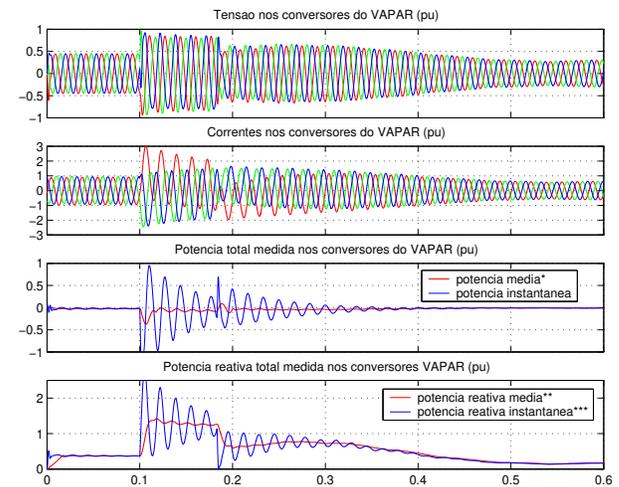


Figura 6.6 - Simulação com compensação com VAPAR produzindo uma reatância de -0.371 pu, realizado com conversor ideal e filtro de primeira ordem. *, ** e *** veja comentários no final do Capítulo 2.

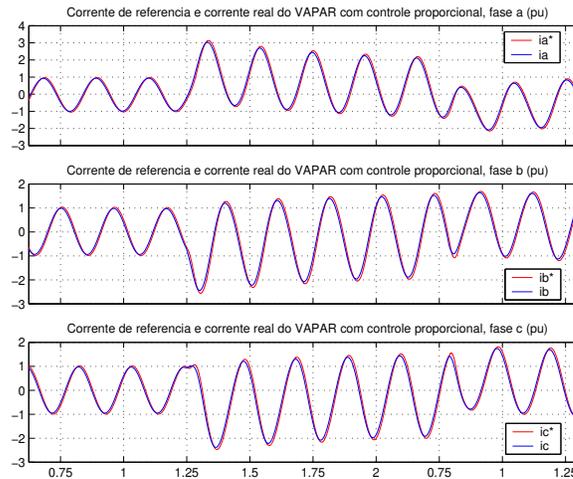


Figura 6.7 – Correntes de referência e corrente real em cada uma das fases do VAPAR.

O VAPAR com filtro de primeira ordem apresenta pelo menos três restrições que podem inviabilizar sua aplicação em sistemas práticos:

1 – O VAPAR implementado foi realizado com filtro indutivo de primeira ordem da saída. Desta maneira, é ineficiente para redução do ripple de alta frequência da tensão gerada pelo conversor, visto que, para este tipo de filtro, uma filtragem eficiente só pode ser obtida se o valor de L_f for muito superior ao valor da indutância série da linha de transmissão. Acontece que L_f não pode ser arbitrariamente elevado por que isto acarreta uma maior dificuldade para que o conversor imponha a corrente de referência desejada nos terminais do VAPAR, ou seja, seria necessário aumentar a tensão total disponível no barramento CC do conversor. O *ripple* de chaveamento não está mostrado nos resultados das simulações, pois apenas os valores médios foram considerados.

2 – O filtro de primeira ordem apresenta ainda a desvantagem de fazer com que toda a corrente da linha passe pelo conversor. Isto significa que as chaves semicondutoras devem ser dimensionadas para suportar toda a corrente da linha. Isto não aconteceria, por exemplo, se fosse utilizado um capacitor de filtragem em paralelo com os terminais do VAPAR. Neste caso, parte da corrente da linha passaria por este capacitor e as chaves do conversor poderiam ter menor capacidade de potência.

3 – A impedância equivalente sintetizada possui uma pequena parte real negativa que pode ser significativa na frequência fundamental, que depende do valor de k_p escolhido, conforme pode ser verificado na Figura 6.2. Isto faz com que, em regime permanente, potência ativa seja

manipulada pelo conversor e que, portanto, seja necessária a utilização de circuitos auxiliares para evitar sobretensão no barramento CC. Alternativamente, deve-se elaborar uma estratégia de controle de tensão que elimine a componente ativa da corrente sintetizada.

Devido a estes fatores, é fundamental em implementações práticas considerar a utilização de um filtro de saída de ordem superior a um, como sugerido em [5] e [7]. Contudo, neste caso seria necessário o uso de estratégias de controle mais sofisticadas, descritas resumidamente na Seção 3.2.9. Nestas referências, a mesma estratégia de controle de um VAPAR de primeira ordem é usada em conjunto com outra estratégia de controle para a estabilização do filtro. Portanto, no caso da implementação do VAPAR com filtro de saída, é necessário considerar a estratégia de controle suplementar necessária. Este assunto não será tratado neste trabalho.

As mesmas limitações descritas acima também se aplicam ao BVI, que são agravadas pela maior dificuldade de realização da estratégia, conforme justificado na Seção 3.3, e pela ausência de trabalhos que propõem procedimentos para sua realização com filtros de ordem mais elevada.

6.3 SDR REALIZADO COM FILTRO DE SEGUNDA ORDEM

O procedimento para determinação dos parâmetros de controle e do filtro de saída para a compensação da linha do sistema de geração radial descrito no Capítulo 2 segue o mesmo princípio descrito no Capítulo 5, para o qual foi considerado o circuito simplificado da Figura 5.1. A diferença do projeto entre o caso trifásico e o caso monofásico é a existência ou não de um circuito de retorno para as componentes de modo comum. Por isto, para o caso trifásico, pode ser necessário modelar também o circuito para estas componentes. O diagrama mostrado na parte superior da Figura 6.8 refere-se às tensões e correntes de seqüência positiva e negativa, enquanto que o diagrama da parte inferior refere-se aos parâmetros de seqüência zero ou de modo comum.

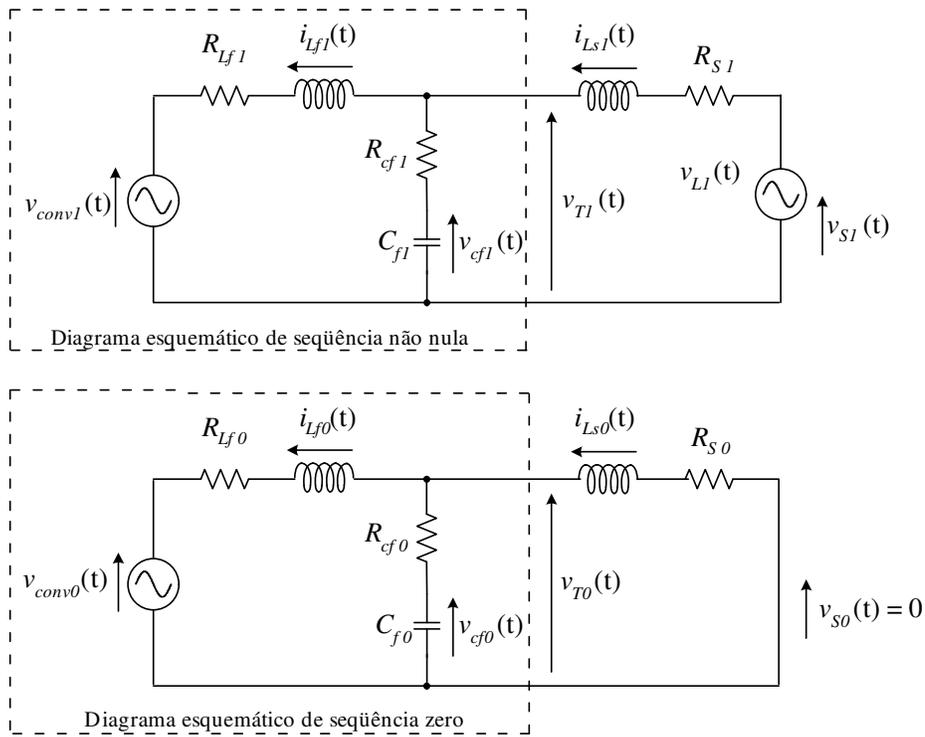


Figura 6.8 - Diagrama esquemático simplificado para projeto de controladores de seqüência não nula (Diagrama da parte superior) e de seqüência zero (Diagrama da parte inferior)

Para cada um dos circuitos, pode-se escrever um conjunto de equações diferenciais diferentes, de forma que a representação do sistema na forma de espaço de estados pode ser dividida em dois subsistemas dados por:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_1 = \mathbf{A}_1 \mathbf{x}_1 + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}_1 \\ \mathbf{y}_1 = \mathbf{C}_1 \mathbf{x}_1 \end{cases} \quad (6.14)$$

e

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}_0 = \mathbf{A}_0 \mathbf{x}_0 + \mathbf{B}_0 \mathbf{u}_0 \\ \mathbf{y}_0 = \mathbf{C}_0 \mathbf{x}_0 \end{cases} \quad (6.15)$$

As funções de transferência entre a entrada e as saídas para as componentes de seqüência positiva e de seqüência nula são dadas pelas equações (5.10) e (5.11).

O filtro de saída foi escolhido de forma que o capacitor, C_f , tenha a mesma reatância em 60Hz da indutância negativa a ser sintetizada, ou seja, $-0,371pu$ ou $25,552\mu F$. Desta maneira, idealmente, em regime permanente não haverá componente nesta freqüência passando pelo conversor o que deve diminuir a capacidade nominal de corrente do conversor.

Para que seja possível calcular os valores os ganhos da realimentação é necessário saber todos os parâmetros da planta. Admitiremos, portanto, que a frequência de corte do filtro de segunda ordem seja de 500Hz, ou seja, que a indutância de filtragem L_f seja de 3,96mH.

Admitindo-se ainda que as resistências de perdas do indutor e do capacitor de filtragem sejam iguais a $0,01 \Omega$, substituindo os parâmetros escolhidos pode-se obter as funções de transferências entre as entradas v_{c0} e v_{c1} e as saídas v_{s0} e v_{s1} , eq (5.10).

$$G_{v1} = \frac{V_{s1}(s)}{V_{c1}(s)} = \frac{2,520(s + 3917267,3)(s + 9,0795)}{(s + 2,5486 + j3151,7)(s + 2,5485 - j3151,7)(s + 9,037)} \quad (6.16)$$

$$G_{v0} = \frac{V_{s0}(s)}{V_{c0}(s)} = \frac{2,520(s + 3917267,3)(s + 116,36)}{(s + 2,7104 + j3146,76)(s + 2,7104 - j3146,76)(s + 115,98)} \quad (6.17)$$

Assim como ocorreu usando-se os parâmetros da simulação do capítulo anterior, para ambas funções de transferência, um dos pólos quase se cancela com um dos zeros e o outro par de pólos é complexo e apresenta um amortecimento muito baixo. A estratégia adotada para a realocação dos pólos será manter o cancelamento de pólo e zero e alterar os pólos complexos conjugados mais para a esquerda do plano complexo. Como dito anteriormente, a nova frequência escolhida para os pólos deve ser suficientemente alta para evitar defasagem entre a referência de tensão, e a tensão nos terminais do SDR. Obteve-se resultados satisfatórios nas simulações escolhendo-se $-2\pi 800 \angle \pm 45$ rad/s. Os ganhos obtidos para seqüência nula e não nula são:

$$\begin{aligned} \mathbf{k}_1 &= [k_{ilf1} \quad k_{ils1} \quad k_{vcf0}] = [-28,194\Omega \quad 28,168\Omega \quad 1,553] \\ \mathbf{k}_0 &= [k_{ilf0} \quad k_{ils0} \quad k_{vcf0}] = [-28,194\Omega \quad 27,742\Omega \quad 1,556] \end{aligned} \quad (6.18)$$

Os ganhos k_{g1} e k_{g0} que corrigem o ganho na frequência fundamental, dados pela eq. (5.25), devem ser iguais a:

$$k_{g1} = k_{g0} = 2,575 \quad (6.19)$$

Para a escolha dos pólos introduzidos ao derivador, p_1 e p_2 , deve-se levar em conta que valores muito elevados não produzem filtragem efetiva para frequências altas, além de exigirem uma frequência de chaveamento maior para serem implementados em sistema digital. Por outro lado, valores baixos provocam defasagem da referência. A partir de simulações escolheu-se para p_1 e p_2 , os valores de $-2\pi 800 \angle \pm 30^\circ$ rad/s. A frequência de chaveamento adotada, que foi

escolhida a partir de resultados simulados, é de 5kHz com um tempo de atraso de amostragem, τ , igual à metade do período da portadora.

6.3.1 Simulação

O conversor utilizado na simulação é um inversor multinível em cascata assimétrico, mostrado na Figura 6.9, capaz de produzir uma tensão de até 19 níveis quando sua tensão de referência é máxima. Para diminuir o esforço computacional da simulação, estabeleceu-se para a tensão total nos barramentos CC de cada fase do conversor o valor total de 270kV, aproximadamente 0,65pu. Consideraremos que as tensões individuais em cada barramento CC, V_{CC1} , V_{CC2} e V_{CC3} , sejam de 180kV, 60kV e 30kV respectivamente. Valores de tensão mais adequados para realização prática poderiam ser conseguidos operando-se com um número maior de células ou utilizando-se transformadores para acoplamento com a rede. Um outra alternativa seria o uso do conceito de Compensadores Série Estáticos Distribuídos (*Distributed Static Series Compensator - DSSC*), introduzidos em [61]. Este conceito consiste em realizar a compensação através de vários módulos, cada um com um conversor, distribuídos ao longo da linha, ao invés de apenas uma unidade de compensação. Desta maneira, a tensão total necessária para a compensação pode ser distribuída entre dezenas ou centenas de unidades de compensação distribuídas ao longo da linha.

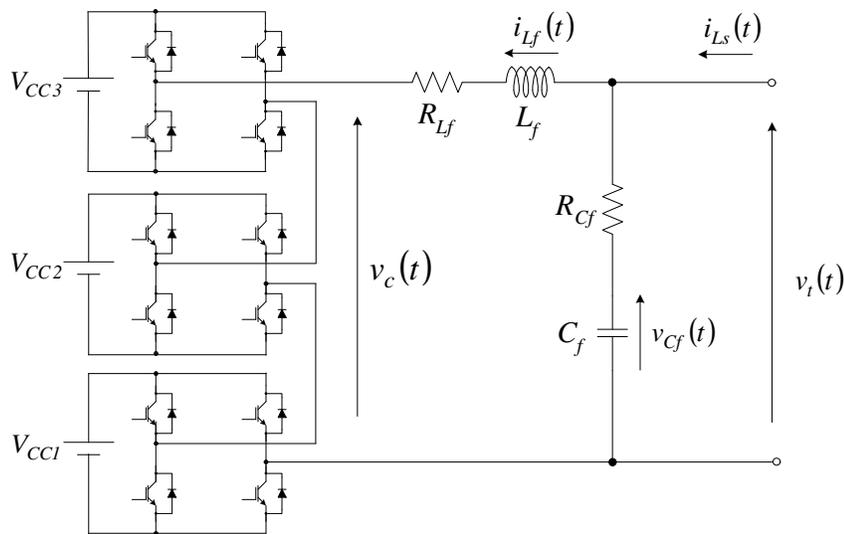


Figura 6.9 – SDR implementado com conversor em cascata assimétrico

Na simulação, não foram considerados os algoritmos de controle e de compensação de desbalanços dos barramentos CC. O diagrama de blocos do controle utilizado na simulação está

mostrado na Figura 6.10. A seguir estão apresentados os resultados de simulações com compensação através da técnica SDR para duas situações distintas: Sem compensação de defasagem (valor de $R_{comp} = 0$) e com compensação de defasagem, com valor de R_{comp} necessário para ajustar a defasagem de 90° entre a tensão e corrente.

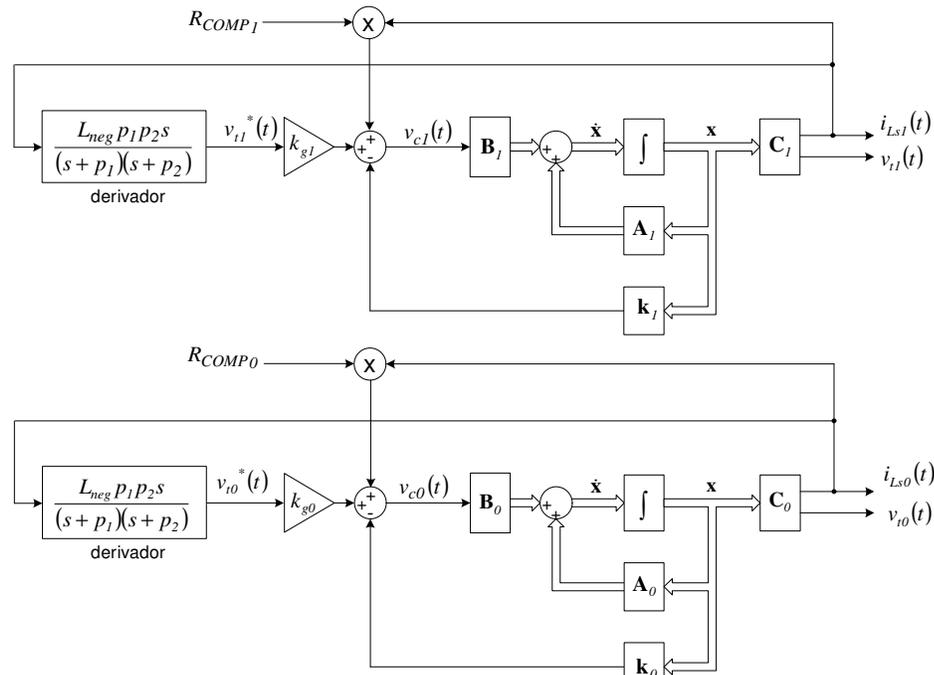


Figura 6.10 – SDR implementado com conversor em cascata assimétrico. Em cima: Diagrama de blocos de controle para seqüência não nula. Em baixo: Diagrama de blocos de controle para seqüência nula.

6.3.2 SDR sem compensação de defasagem

A Figura 6.11 mostra a comparação entre a impedância correspondente a uma indutância negativa ideal e a impedância produzida pelo SDR (5.23), desconsiderando a resistência de compensação de defasagem R_{comp} .

$$R_{comp} = 0 \tag{6.20}$$

Na figura, em vermelho está mostrado o resultado calculado da impedância, obtida a partir da equação. Em verde, está o resultado simulado, obtido a partir da Transformada Rápida de Fourier (FFT) da resposta ao impulso. Conforme pode ser observado, os gráficos obtidos a partir de diferentes métodos são muito parecidos, o que valida o equacionamento realizado.

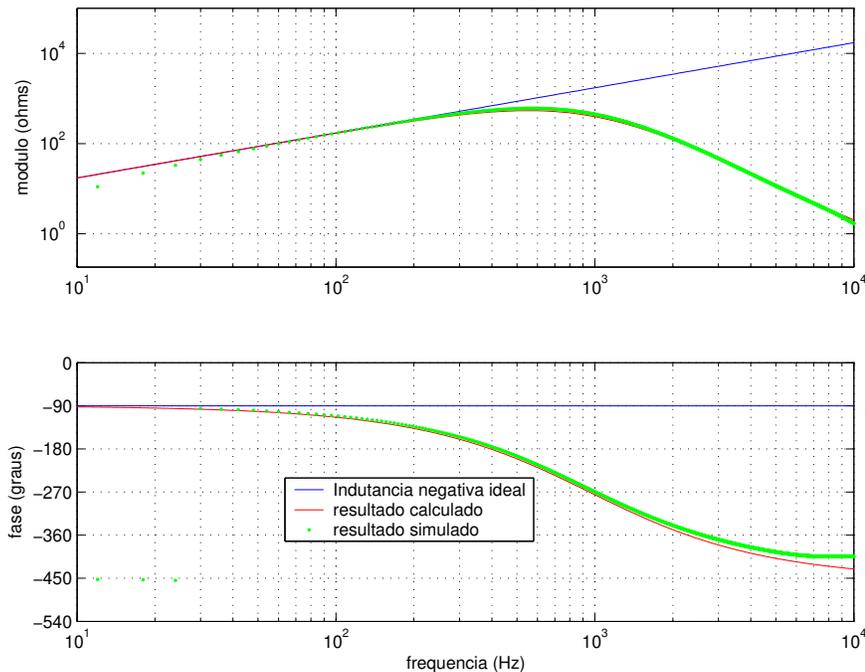


Figura 6.11 – Impedância de seqüência positiva produzida pelo SDR com os parâmetros adotados.

Os resultados mostrados da Figura 6.12 à Figura 6.18 são simulações obtidas para o SDR com filtro de segunda ordem operando com frequência de chaveamento de 5kHz e sem compensação de defasagem. Os resultados mostrados são para as mesmas condições de falta simulados para compensação com capacitores, com indutores ideais, e com VAPAR com filtro de primeira ordem. As condições de falta estão mostradas na Tabela 2.8.

Pela Figura 6.12 observa-se que há pouca diferença entre os torques nas várias seções do eixo quando se compara o resultado com os resultados obtidos com indutor negativo ideal, Figura 2.16, e com VAPAR e filtro de primeira ordem, Figura 6.3. A exceção é o gráfico do torque eletromagnético, que está mostrado no terceiro gráfico da figura. O valor final esperado para este torque deve estar em torno de 0,9pu, mas a estabilização neste valor só deve acontecer em alguns segundos após o transitório de curto-circuito. De modo que, o tempo total simulado é insuficiente para a observação de todo o transitório eletromecânico. De qualquer maneira, pode-se perceber que para o caso compensado com o SDR acontece um transitório um pouco mais lento, pois enquanto para os demais casos ocorria um máximo de torque em $t = 0,54s$, para o SDR o máximo correspondente ainda não ocorre até o tempo 0,60s. Comparando-se a Figura 6.13 com, Figura 6.4 e Figura 2.17, observa-se também que a tensão no barramento A sofre um afundamento mais demorado. Agora, o restabelecimento completo da tensão só ocorre após

vários ciclos da rede, pois imediatamente após o término do curto circuito apenas uma parte da tensão é restabelecida.

A Figura 6.14 mostra a tensão, a corrente e a potência nos terminais do SDR, enquanto que na Figura 6.16 está mostrado em detalhe o transitório de curto circuito destas variáveis. Com a realimentação dos estados, pôde-se alocar os autovalores do sistema conforme a necessidade e, mesmo com a utilização do filtro de segunda ordem, foi possível obter transitórios similares aos conseguidos com indutância negativa ideal e VAPAR com filtro de primeira ordem. As oscilações da potência da rede são devidas à componente CC na corrente no transitório, também observadas para o caso simulado com indutância negativa ideal (Figura 2.18). A tensão, a corrente e a potência nos terminais do conversor estão mostradas na Figura 6.15 e, em detalhe, na Figura 6.17. Com exceção das componentes de alta frequência que são relativas ao chaveamento, a tensão tem praticamente a mesma forma de onda da tensão nos terminais do SDR, no entanto a corrente e a potência são bastante diferentes. Depois dos picos de corrente que ocorrem imediatamente após o início e término do curto circuito, a corrente se estabiliza em poucos ciclos e volta ao seu valor de regime, que é significativamente menor que a corrente na linha. Comparando-se estes resultados com os mostrados na Figura 6.6, nota-se significativa redução na corrente manipulada pelo conversor, a qual é devida ao capacitor do filtro, e a conseqüente redução dos valores de potência atingidos. Esta redução é mais significativa em regime permanente, que em situações práticas pode corresponder a quase 100% do tempo total de operação do SDR.

A Figura 6.18 mostra em detalhe a tensão de referência e a tensão na saída nas três fases do conversor durante o evento de curto circuito. Apesar do fato de que SDR está operando apenas com realimentação dos estados, sem o uso de um controlador, as tensões nos terminais do SDR seguem suas referências mesmo nos transitórios. Nota-se ainda um ligeiro atraso das tensões nos terminais do SDR em relação às tensões de referência. Isto significa que a componente em 60Hz da tensão está atrasada de um ângulo maior que 90° da corrente. O resultado é coerente com o esperado se levarmos em conta o gráfico da impedância produzida pelo SDR e mostrado na Figura 6.11.

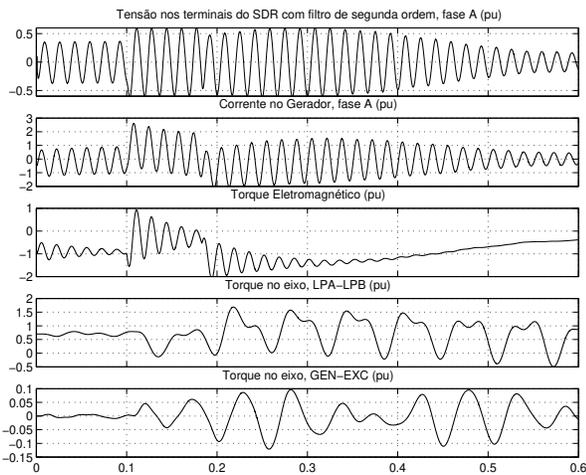


Figura 6.12 – Simulação da compensação série com um dispositivo SDR implementado sem compensação de defasagem e produzindo uma reatância de $-0,371$ pu.

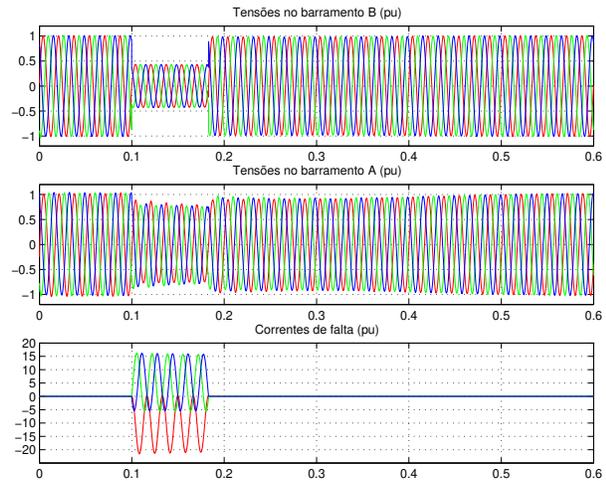


Figura 6.13 – Simulação da compensação série com um dispositivo SDR implementado sem compensação de defasagem e produzindo uma reatância de $-0,371$ pu.

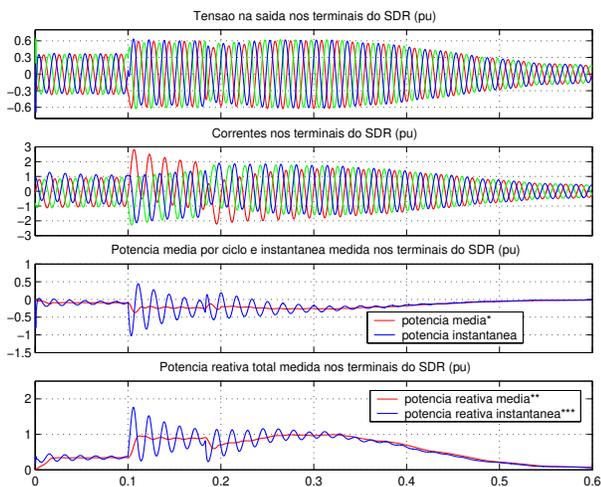


Figura 6.14 – Simulação da compensação série utilizando-se um dispositivo SDR implementado sem compensação de defasagem e produzindo uma reatância de $-0,371$ pu. *, ** e *** veja comentários no final do Capítulo 2.

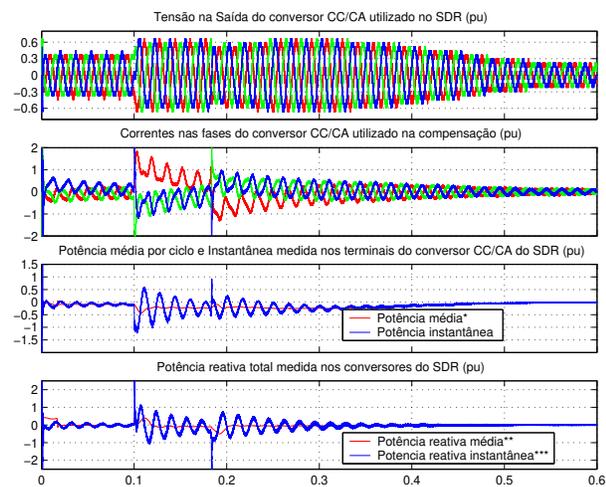


Figura 6.15 – Simulação da compensação série utilizando-se um dispositivo SDR implementado sem compensação de defasagem e produzindo uma reatância de $-0,371$ pu. *, ** e *** veja comentários no final do Capítulo 2.

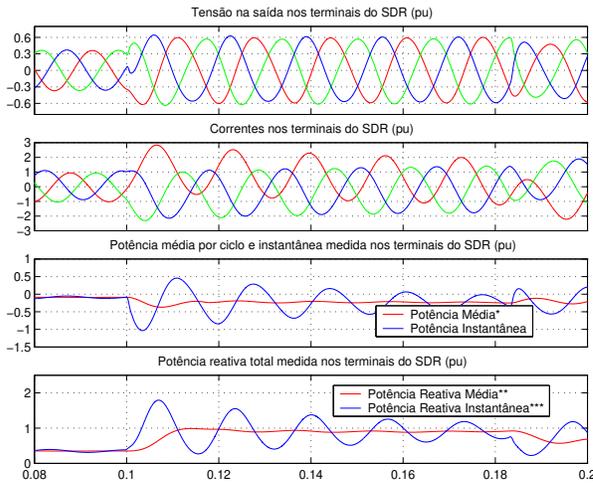


Figura 6.16 – Detalhe do transitório da Figura 6.14.

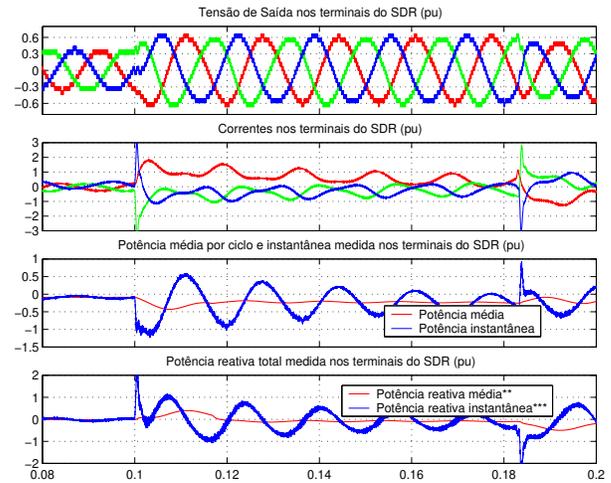


Figura 6.17 – Detalhe do transitório da Figura 6.15

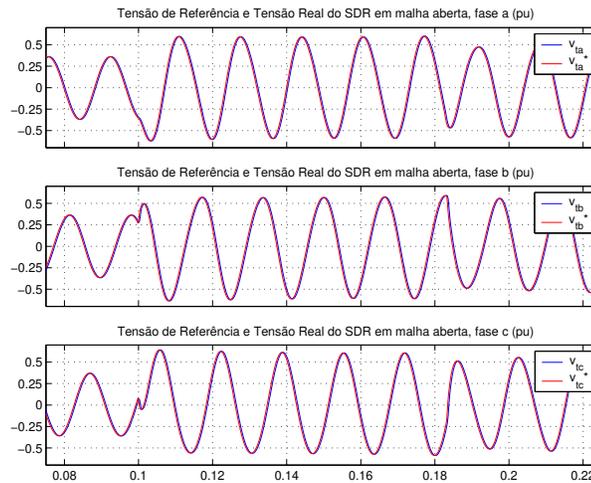


Figura 6.18 - Simulação da compensação série com um dispositivo SDR implementado sem compensação de defasagem e produzindo uma reatância de $-0,371$ pu.

6.3.3 SDR com compensação de defasagem

Os resultados mostrados da Figura 6.12 à Figura 6.18 foram obtidos para o SDR com filtro de segunda ordem operando com frequência de chaveamento de 5kHz e com compensação de defasagem. Novamente, os resultados mostrados são para as mesmas condições de falta simuladas para compensação com capacitores, com indutores ideais, com VAPAR com filtro de primeira ordem e SDR com filtro de segunda ordem sem compensação de defasagem. Na simulação foi usado um ganho constante, R_{comp} , necessário para que a corrente esteja em quadratura com a tensão, conforme ilustrado na Figura 6.10.

O valor de resistência necessário para fazer com que a corrente esteja em quadratura com a tensão, que é dado por:

$$R_{comp} = \text{Re}(Z_{SDR}(j2\pi 60)) = 24,18 \quad (6.21)$$

A figura mostra a impedância sintetizada pelo SDR considerando os parâmetros usados na simulação e a resistência de compensação. Com a compensação, a fase da impedância sintetizada se torna igual a -90° em 60Hz.

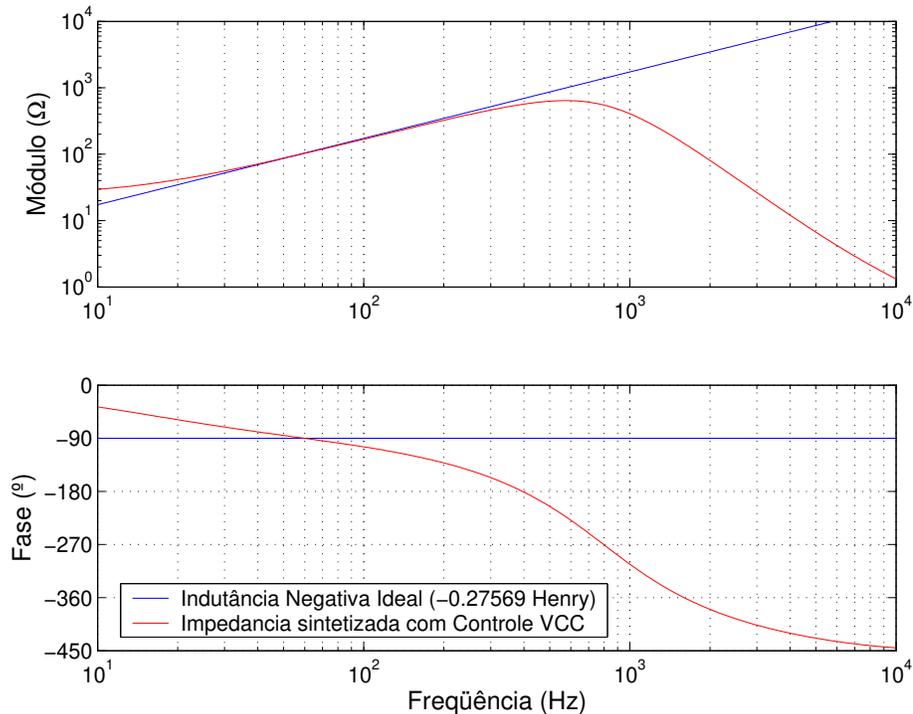


Figura 6.19 – Impedância de seqüência positiva produzida pelo SDR com os parâmetros adotados.

A Figura 6.20 mostra a tensão e a corrente nos terminais do SDR para a fase a, o torque eletromagnético e os torques em duas seções do eixo, LPA-LPB e GEN-EXC. Comparando o resultado com os resultados correspondentes da Figura 2.16, Figura 6.3, Figura 6.12 e Figura 6.20 nota-se que o torque eletromagnético não oscila tanto quanto nos casos anteriores. A introdução do termo que corrige a defasagem entre a tensão e a corrente nos terminais do SDR contribui para amortecer as oscilações de torque eletromagnético e, como conseqüência, as variações de torque observados nas outras seções do eixo reduzem ainda mais.

A recuperação da tensão no barramento A, mostrado na Figura 6.21, se dá de forma mais rápida se comparada ao caso sem compensação de defasagem, Figura 6.13.

Pela Figura 6.22, na qual são mostradas as tensões, correntes e potência nos terminais do dispositivo de compensação, verifica-se uma ligeira redução do valor máximo de corrente

alcançado nos transitório de curto-circuito e uma significativa redução das oscilações de potência ativa e reativa. Estes gráficos podem ser vistos em detalhe na Figura 6.24.

Na Figura 6.23 e na Figura 6.25 estão mostradas as tensões, correntes e potência nos terminais dos conversores de cada uma das fases. Comparando-se o resultado com os obtidos para o SDR sem compensação de defasagem, Figura 6.15 e Figura 6.17, observa-se uma expressiva redução da corrente e da potência ativa e reativa medidas nos terminais do conversor. A parte exponencial da corrente que aparece devido ao transitório possui uma constante de tempo menor. Como consequência, a duração do transitório é menor e os esforços de potência para o conversor são significativamente reduzidos. Além disto, o valor final ou de regime permanente obtido para as correntes no conversor para esta situação são praticamente nulos, já que o capacitor do filtro de saída foi dimensionado com este propósito.

Por fim, na Figura 6.26 estão mostradas as tensões de referência e tensões nos terminais do SDR. Conforme esperado, ao contrário do que ocorria para o caso sem compensação de defasagem, Figura 6.18, para cada uma das fases, os sinais de referência e reais estão em fase. No entanto, ocorrem ligeiras diferenças entre os sinais imediatamente após o início dos transitórios, o que não ocorria no caso anterior.

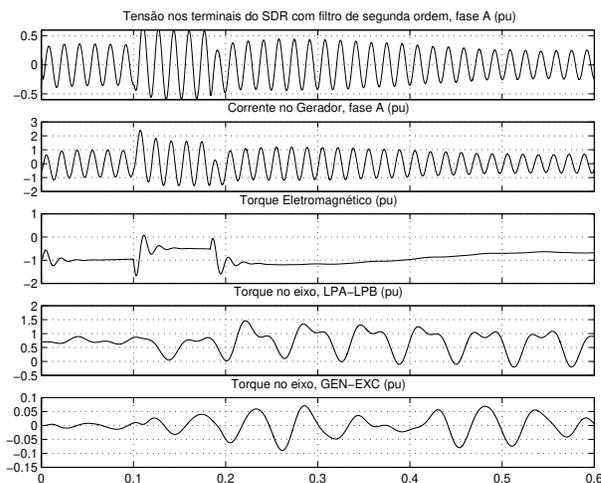


Figura 6.20 – Simulação da compensação série com um dispositivo SDR implementado com compensação de defasagem e produzindo uma reatância de $-0,371$ pu.

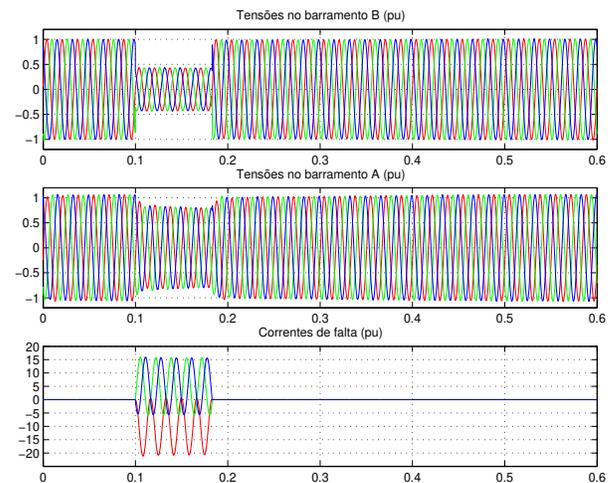


Figura 6.21 – Simulação da compensação série com um dispositivo SDR implementado com compensação de defasagem e produzindo uma reatância de $-0,371$ pu.

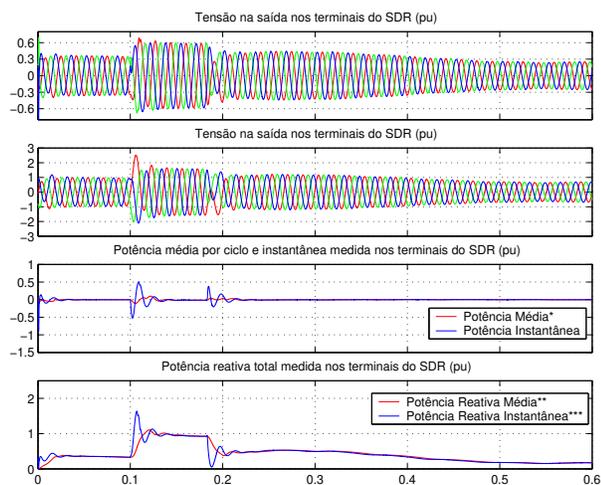


Figura 6.22 – Simulação da compensação série com um dispositivo SDR implementado com compensação de defasagem e produzindo uma reatância de $-0,371$ pu. *, ** e *** veja comentários no final do Capítulo 2.

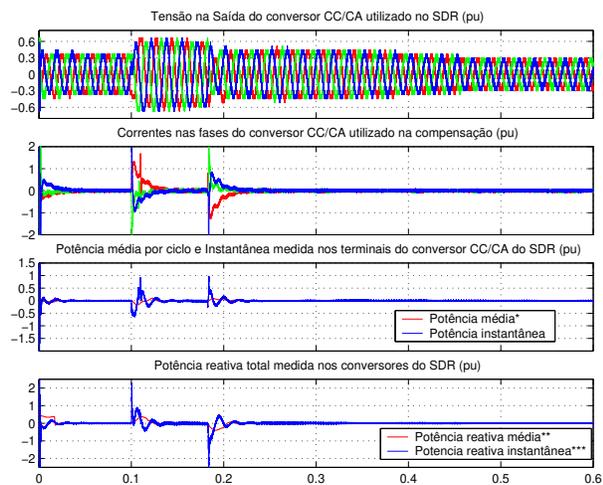


Figura 6.23 – Simulação da compensação série com um dispositivo SDR implementado com compensação de defasagem e produzindo uma reatância de $-0,371$ pu. *, ** e *** veja comentários no final do Capítulo 2.

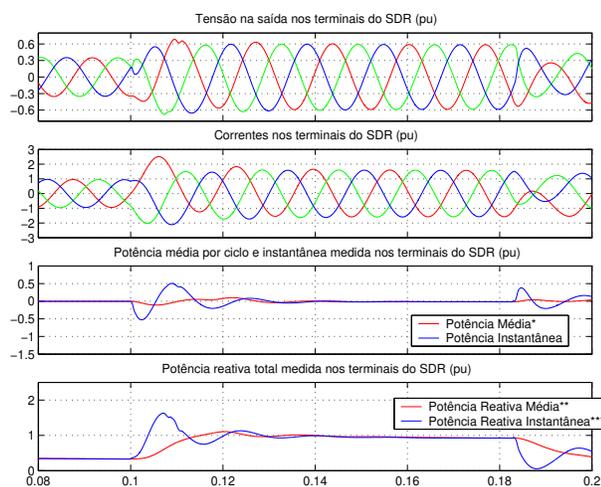


Figura 6.24 – Detalhe do transitório da Figura 6.22.

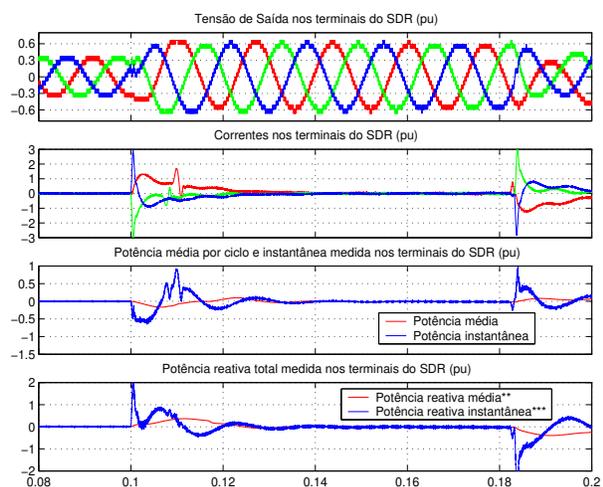


Figura 6.25 – Detalhe do transitório da Figura 6.22.

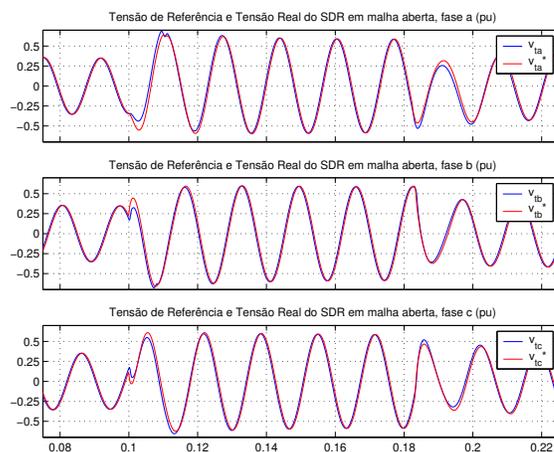


Figura 6.26 - Simulação da compensação série com um dispositivo SDR implementado com compensação de defasagem e produzindo uma reatância de $-0,371$ pu.

6.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram realizadas simulações do modelo descrito no Capítulo 2, porém considerando o algoritmo de controle e os atrasos necessários para a realimentação das variáveis. Foram mostradas simulações referentes aos métodos de realização VAPAR e SDR.

Para o VAPAR foi utilizado o método de controle com filtro de primeira ordem. É importante lembrar que, como sugerido pelos autores em [7], esta estratégia de controle pode ser usada para a realização do VAPAR com filtro de terceira ordem. No entanto, neste caso, deverá ser considerada ainda uma estratégia de controle suplementar para estabilizar o filtro, o que não foi considerado na simulação mostrada. Também não foi considerado o ajuste de fase em 60Hz necessário para que a corrente esteja em quadratura com a tensão, controle CC.

Para o SDR foi utilizada a estratégia proposta no Capítulo 5 para duas situações distintas, com e sem controle da tensão total do barramento CC, ou seja, com e sem ajuste de fase em 60Hz.

Os resultados de simulação obtidos com o uso do VAPAR e do SDR, ambos sem compensação, são bastante similares. As tensões e correntes nos terminais do dispositivo de compensação são bastante similares às obtidas com indutância negativa ideal, mostradas no capítulo 2.

Quando a compensação de fase é realizada, a impedância produzida pelo SDR se distancia do valor desejado em baixas frequências. No entanto, os resultados de simulação mostrados indicam uma melhor resposta dinâmica obtida. Os transitórios de torque, tensão e corrente observados são mais rápidos e menos oscilatórios. Além disto, a corrente que passa pelo conversor neste caso é minimizada, pois o capacitor de saída foi dimensionado com esta finalidade.

CAPÍTULO 7

Resultados Experimentais

7.1 INTRODUÇÃO

Com o objetivo de obter resultados experimentais para validar a estratégia de controle SDR sugerida, foi implementado em bancada o circuito da Figura 5.1. A Tabela 7.1 mostra algumas características dos componentes usados na implementação e os parâmetros elétricos do circuito (L_f , L_S , R_{L_f} , R_S , C_f e R_{C_f}) usado em bancada. A posição escolhida para os pólos do derivador e a posição dos pólos alocados pela realimentação de estados são as mesmas do sistema simulado descrito na Seção 5.4.

A rotina de controle para um sistema trifásico de compensação com conversor multinível, que foi realizada em um Processador Digital de Sinais (DSP), leva cerca de 40us para ser executada. Este tempo determina a frequência máxima de chaveamento possível. Considerando que a amostragem seja feita duas vezes por período de chaveamento, a frequência de chaveamento máxima é de cerca de 12,5kHz, que corresponde à metade do inverso do período de amostragem.

Para aplicações de potência elevada, seria desejável a operação com uma frequência de chaveamento a mais baixa possível. No entanto, existem limitações de ordem prática que restringem a diminuição arbitrária da frequência. Algumas das limitações, já citadas na Seção 5.6, são o atraso necessário para a realimentação das variáveis de estado e as capacitâncias parasitas.

No entanto existem muitas outras limitações que podem influenciar no desempenho do controle proposto, tais como: o tempo morto de comutação e a queda de tensão nas chaves; a histerese dos materiais magnéticos; as indutâncias e resistências elementos parasitas no conversor e filtros de saída; o atraso e a imprecisão dos sensores; o ruído nas placas de condicionamento etc [62], [63] [64].

Este conjunto de fatores faz com que haja uma frequência mínima de chaveamento possível, para a qual a estratégia deixa de ser estável. No entanto, a determinação desta frequência é difícil de ser determinada, dada a dificuldade de incluir todos estes fatores no projeto. Por esta razão, em geral, a frequência mínima é determinada em bancada através de testes. Em bancada, obteve-se resultados satisfatórios com uma frequência de chaveamento de 12kHz, pouco abaixo da frequência máxima. Todos os resultados mostrados neste capítulo foram obtidos com esta frequência de chaveamento. Outros detalhes sobre a implementação podem ser encontrados no Apêndice D.

Tabela 7.1 – Parâmetros do Sistema Implementado

Filtro de saída	$L_f = 3,257\text{mH}$, $R_{L_f} = 1,0\Omega$, (medida à 1kHz, núcleo de pó de ferro) $C_f = 34,0\mu\text{F}$, $R_{C_f} = 0,096\Omega$, de Poliéster.
Indutor série	$L_S = 0,448\text{mH}$, $R_S = 17,98\Omega$, Núcleo de aço laminado
Tensão VAB	175Vrms
Pólos do Derivador	$p_1 = -2\pi 800 \angle 30^\circ$ $p_2 = -2\pi 800 \angle -30^\circ$
Pólos Alocados	$p' = -2\pi 800 \angle 45^\circ$ $p'' = -2\pi 800 \angle -45^\circ$
Ganhos	$k_{iL_f} = -22,0560$, $k_{iR} = 22,926$, $k_{vC_f} = 1,791$, $k_g = 2,798$
Tensão V_{CC}	$(V_1^* \ V_2^* \ V_3^*) = (20V \ 33,3V \ 100V)$ Tensão DC total: $\sum V_{CC} = 153,3V$
Controlador	Frequência de chaveamento: 12kHz Frequência de amostragem 24kHz
Conversor CC/CA	Conversor Multinível Assimétrico em cascata com 3 células monofásicas. Capacitâncias dos Barramentos CC por módulo inversor 2,82mF (eletrolítico)

7.2 RESULTADOS EM REGIME PERMANENTE

Da Figura 7.2 à Figura 7.9 estão mostrados resultados experimentais que foram obtidos com o uso de conversores CC/CA monofásicos operando em PWM ou com o uso do conversor

CC/CA multinível em cascata assimétrico. O conversor multinível assimétrico foi implementado com 3 módulos monofásicos do tipo ponte-H conectados em série com tensões no lado CC seguindo a proporção de (6 : 2 : 1,2), conforme indicado na Tabela 7.1.

No caso do conversor multinível CC/CA, a estratégia de correção de fase apresentada na Seção 5.5, pode ser aplicada considerando-se o somatório das tensões CC totais nos barramentos ou apenas a maior das tensões. A equalização da tensão nas diferentes células foi conseguida com o uso da estratégia de controle de tensão apresentada na Seção 4.5. Portanto, nenhuma fonte CC foi conectada em nenhum dos barramentos CC do conversor.

A implementação do método proposto não depende da topologia do conversor tampouco da estratégia de modulação. Portanto, qualquer conversor CC/CA pode ser usado. Na Figura 7.1 e na Figura 7.2 estão mostradas formas de onda obtidas com o indutor negativo controlado pelo método SDR, produzindo uma indutância de negativa de $-0,16H$, que corresponde a 35,6% da reatância série. A Figura 7.1 foi obtida usando-se um conversor do tipo ponte-H operando com modulação PWM. Na Figura 7.2 está mostrado o mesmo resultado, porém com o uso do inversor multinível. Estes testes foram realizados com uma tensão equivalente entre os barramento AB, v_{AB} , de $175V_{rms}$ - 100Hz. Na parte superior da figura estão a tensão e a corrente nos terminais do indutor virtual, de acordo com a convenção mostrada na Figura 5.1. Na parte inferior, estão mostradas a tensão e a corrente nos terminais do conversor, v_c e i_{Lf} . Como esperado, de acordo com os resultados mostrados nas figuras, o conteúdo de alta frequência produzido pelo conversor, é bem maior para o conversor convencional do que para o conversor multinível. Porém, os conteúdos espectrais em baixa frequência das variáveis dos terminais de saída, v_t e i_t , são semelhantes nos dois casos. Isto pode ser confirmado pela análise da transformada rápida de Fourier FFT das correntes de linha, mostradas nas Figura 7.3 e Figura 7.4. Comparando-se os espectros, pode-se notar que há componentes de baixa frequência que são ligeiramente maiores no caso do conversor multinível, Figura 7.4.

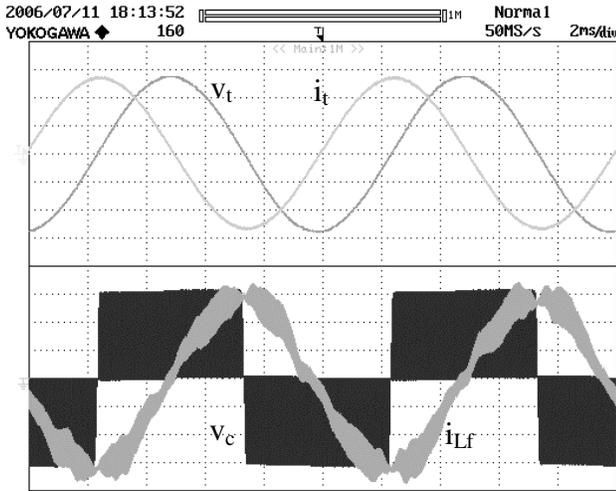


Figura 7.1 - Resultado Experimental - Tensões e correntes obtidas com o método SDR e um conversor do tipo ponte-H – Operação em regime permanente – $V_{DC} = 151,8V$, $v_{AB} = 175V_{rms}$, $100Hz$, $L_{neg} = -0,16Henry$. Escalas: Tensões (50V/div), Correntes (0,5A/div).

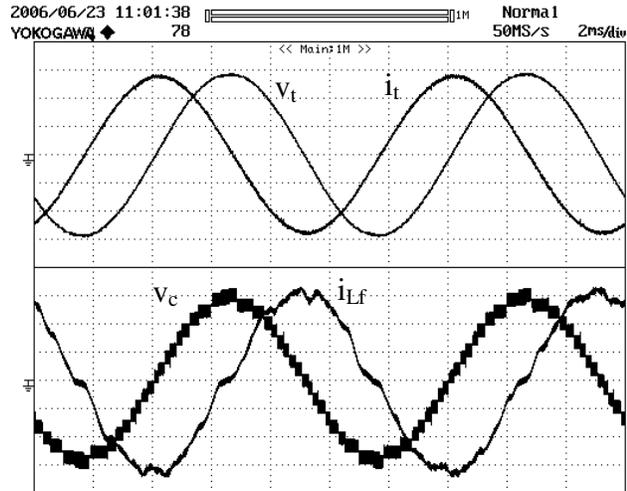


Figura 7.2 - Resultado experimental – Tensões e correntes obtidas com o método SDR e um conversor do tipo multinível assimétrico – Operação em regime permanente - $v_{AB} = 175V_{rms}$, $100Hz$, $L_{neg} = -0,16Henry$. Escalas: Tensões (50V/div), Correntes (0,5A/div).

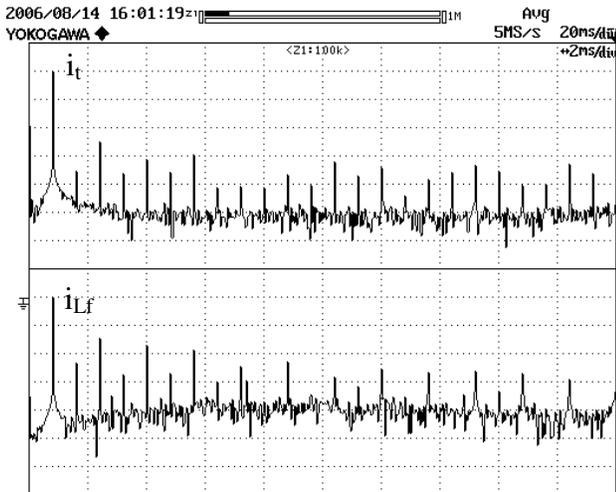


Figura 7.3 - Resultado Experimental – Espectro em frequência da corrente de linha, i_t , e da corrente no conversor, i_{Lf} , obtidas com conversor monofásico do tipo ponte-H. Escala Vertical: (20dB/div), Escala Horizontal: (250Hz/div).

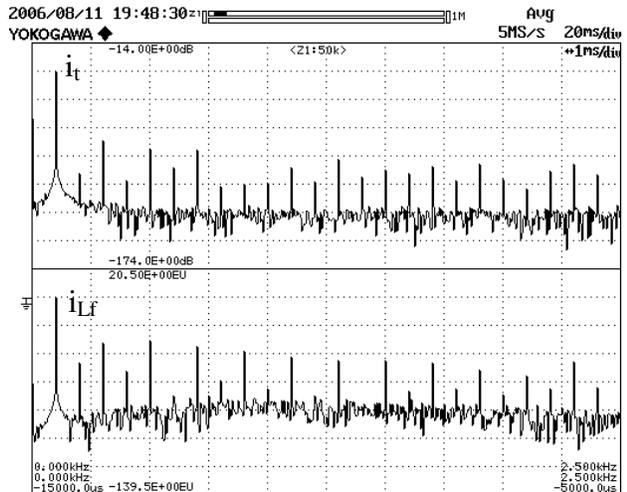


Figura 7.4 - Resultado experimental – Espectro em frequência da corrente de linha, i_t , e da corrente no conversor, i_{Lf} , obtidas com conversor multinível assimétrico. Escala Vertical: (20dB/div), Escala Horizontal: (250Hz/div).

Na Figura 7.5 e Figura 7.6 estão mostrados resultados similares aos mostrados na Figura 7.2, porém com frequências de operação diferentes, de 80 e 60Hz respectivamente. Comparando os resultados mostrados para diferentes frequências, nota-se uma nítida degradação das formas de onda de tensão nos terminais do SDR à medida que a frequência diminui. Tal degradação deve-se à saturação da indutância série, que é maior em frequências baixas, visto que foram mantidas a

tensão v_{AB} e a indutância de referência nos testes. Tal efeito não deve ocorrer em sistemas práticos de compensação, já que o fluxo enlaçado não satura devido à característica do ar.

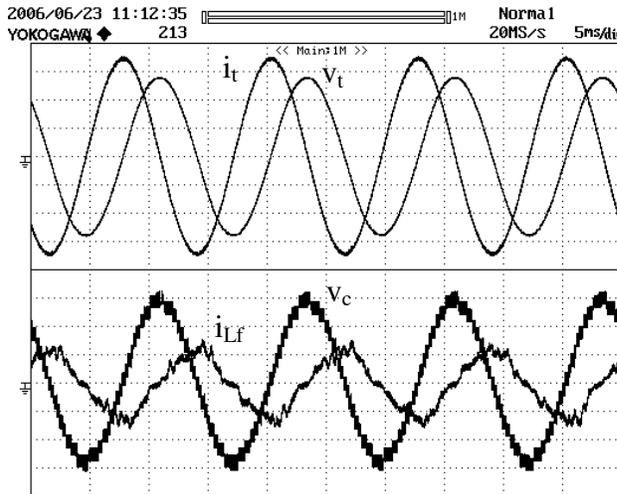


Figura 7.5 - Resultado Experimental - Tensões e correntes obtidas com o método SDR e um conversor do tipo multinível assimétrico – Operação em regime permanente - $v_{AB} = 175\text{Vrms}$, 80Hz , $L_{neg} = -0,16\text{Henry}$. Escalas: Tensões (50V/div), Correntes (0,5A/div).

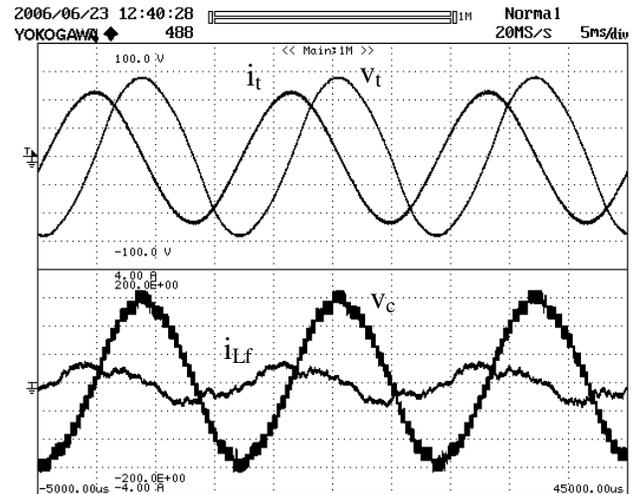


Figura 7.6 - Resultado Experimental - Tensões e correntes obtidas com o método SDR e um conversor do tipo multinível assimétrico – Operação em regime permanente - $v_{AB} = 175\text{Vrms}$, 60Hz , $L_{neg} = -0,16\text{Henry}$. Escalas: Tensões (50V/div), Correntes (1A/div).

Na Figura 7.7 estão mostrados o espectro da corrente de linha para duas situações diferentes: O gráfico da parte superior foi obtido sem a conexão de um conversor CC/CA, enquanto que o gráfico da parte inferior foi obtido com o SDR em operação para operação em 60Hz, situação idêntica a da Figura 7.6. O teste foi realizado de modo que o valor *rms* da corrente na linha fosse o mesmo em ambos os casos. Como pode ser verificado, as componentes em baixa frequência estão presentes mesmo sem que o conversor CC/CA esteja conectado ao circuito. Isto é, no circuito montado em bancada existe de um espectro de fundo, cujos componentes estão bem abaixo da fundamental (cerca de 40dB) e que são devidos à tensão de alimentação e não linearidades do indutor, L_S . Também pode ser observado que a operação do SDR compensando parte da impedância da linha não necessariamente prejudica o espectro da corrente i_i . De fato, o espectro obtido melhorou, principalmente se os componentes harmônicos pares forem considerados. Isto ocorreu porque foi utilizado um ajuste manual dos desvios de valor médio produzidos pelos sensores de corrente e tensão (*offset*) que visava minimizar os harmônicos pares da corrente. O *offset* nos sinais medidos de tensão e de corrente é a principal causa para o surgimento dos harmônicos pares, pois faz com que a referência do conversor possua uma componente CC indesejável. Para que se possa obter um resultado tão bom quanto o mostrado em

implementações práticas, nas quais podem ocorrer variações do valor de *offset* ao longo do tempo, é recomendado que haja uma correção automática que deve atuar enquanto o dispositivo estiver funcionando.

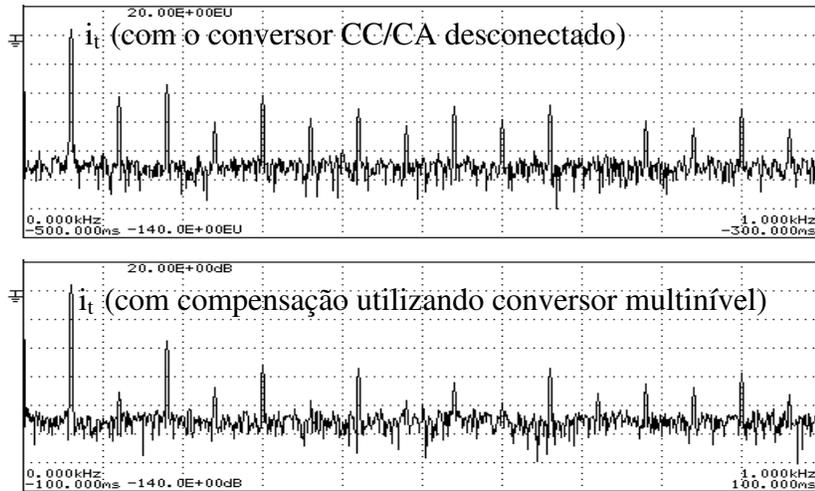


Figura 7.7 - Resultado experimental – Espectro em frequência da corrente de linha, i_t , obtida sem que o conversor CC/CA esteja conectado ao sistema. Escala Vertical: (20dB/div), Escala Horizontal: (100Hz/div).

A estratégia de controle, que realimenta os estados e calcula a tensão de referência a partir da corrente na linha, é afetada pelos componentes harmônicos do espectro de fundo. Ou seja, as harmônicas de baixa frequência, provocadas por não idealidades na fonte de alimentação e no indutor L_S , também podem ser as principais responsáveis pela distorção na tensão no capacitor de filtragem e na corrente do conversor. No resultado de simulação apresentado na Figura 5.7, que foi obtido com fontes e indutores ideais, verifica-se claramente que não ocorrem tais distorções.

Mesmo com as não-idealidades, que não dependem da estratégia de controle proposta, como mostrado nos espectros das Figura 7.3 e Figura 7.4, o resultado final é bastante satisfatório. De fato, mesmo se for considerada uma aplicação em sistemas de tensão elevada, os resultados estão em acordo com a norma IEEE-519. Em ambos os casos, a corrente terminal apresenta distorção harmônica bastante baixa, com amplitudes das componentes ímpares abaixo de 48dB ($\cong 0,4\%$) da fundamental e abaixo de 70dB ($\cong 0,03\%$) para componentes pares.

Pela comparação entre estas três Figuras (Figura 7.2, Figura 7.5 e Figura 7.6), pode-se notar também que a componente fundamental da corrente no conversor, i_{Lf} , está avançada quando a frequência de operação é 60Hz e atrasada quando a frequência de operação é de 80 ou 100Hz. De fato, não é difícil deduzir que a componente fundamental da corrente que passa pelo conversor em regime permanente depende também do valor desejado da indutância de referência,

L_{neg} , e da capacitância de filtro, C_f . A componente fundamental de corrente é zerada sempre que a equação (5.29) for satisfeita, ou seja:

$$2\pi f \cdot L_{neg} = \frac{I}{2\pi f \cdot C_f} \quad (7.1)$$

Conforme mencionado na Seção 5.5, teoricamente a capacitância de filtragem, C_f , poderia ser escolhida para minimizar a componente fundamental em regime permanente da corrente do conversor para uma dada indutância negativa de referência, de modo que a potência do conversor e suas perdas sejam minimizados para uma dada condição de operação em regime permanente. Infelizmente, neste caso, a estratégia de controle e de compensação de desequilíbrios entre as tensões CC do conversor multinível assimétrico pode não ser possível de ser realizada, pois depende da existência de corrente no conversor.

Na Figura 7.8 está mostrado um transitório de uma variação em degrau da tensão v_{AB} de $116V_{rms}$ -60Hz para $175V_{rms}$ -60Hz (50% de aumento). O valor de referência da indutância negativa, L_{neg} , usado neste teste foi $-0,16$ H. Na Figura 7.9 está mostrado um transitório de variação em degrau no valor da indutância de referência de $-0,08$ H para $-0,16$ H. Nos transitórios, pode-se notar uma componente CC no sinal de corrente que cai exponencialmente poucos ciclos após o início dos transitórios. Este tipo de resposta transitória é tipicamente relacionada a circuitos RL de primeira ordem. Outro ponto importante a ser considerado é o fato de que não há oscilações de tensão ou corrente, que certamente ocorreriam se capacitores fossem usados na compensação ou se os pólos da planta não tivessem corretamente alocados no plano complexo.

A Figura 7.10 mostra a tensão total produzida pelo conversor multinível e as tensões produzidas por cada um dos módulos inversores. Na figura, não são observados chaveamentos de alta frequência nos módulos de mais alta tensão. Esta característica é bastante desejável para este tipo de conversor, pois, em geral, as chaves de maior tensão possuem a capacidade de chaveamento bastante limitada. O resultado indica que a tensão de referência do conversor possui componentes de alta frequência suficientemente baixas, de modo que elas não provocam chaveamentos indesejáveis nos módulos de maior tensão. Isto foi conseguido graças aos pólos adicionados ao conversor e ao condicionamento adequado dos sinais medidos. Em outros testes realizados durante o desenvolvimento do software de controle, verificou-se também que os

componentes do filtro, que afetam os ganhos da realimentação de estados, podem contribuir consideravelmente para o aparecimento de componentes de alta frequência na referência para o conversor. Os melhores resultados foram obtidos com os menores componentes de filtragem.

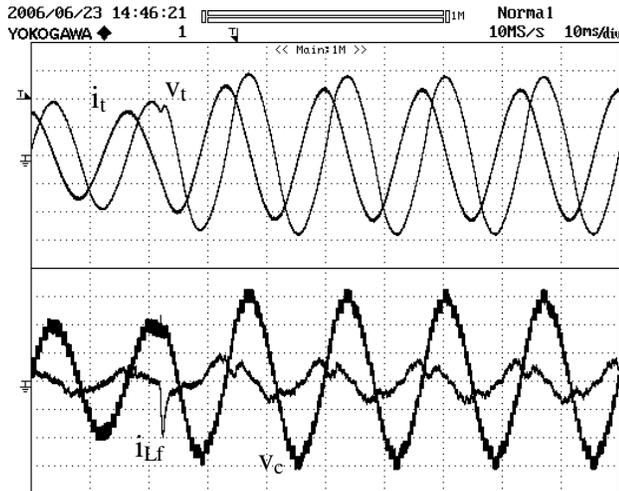


Figura 7.8 - Resultado Experimental – Resposta transitória de uma variação na tensão de linha v_{AB} , de 116Vrms para 175Vrms, 60Hz. Escalas: Tensões (50V/div), Correntes (1A/div).

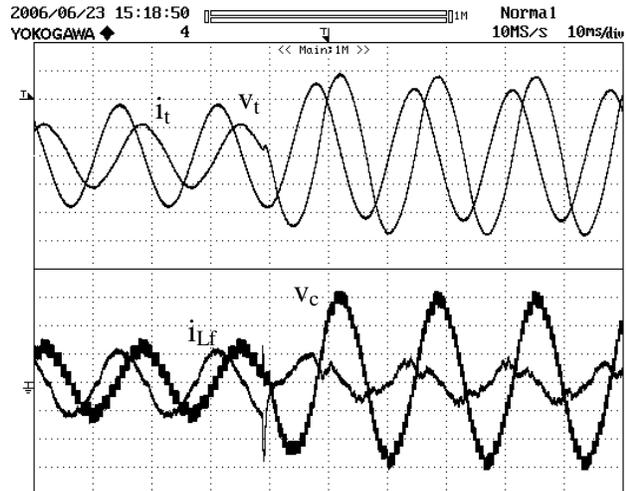


Figura 7.9 - Resultado Experimental – Resposta transitória de uma variação na indutância de referência, L_{neg} , de $-0,08H$ para $-0,16H$, $v_{AB} = 175Vrms$, 60Hz. Escalas: Tensões (50V/div), Correntes (1A/div).

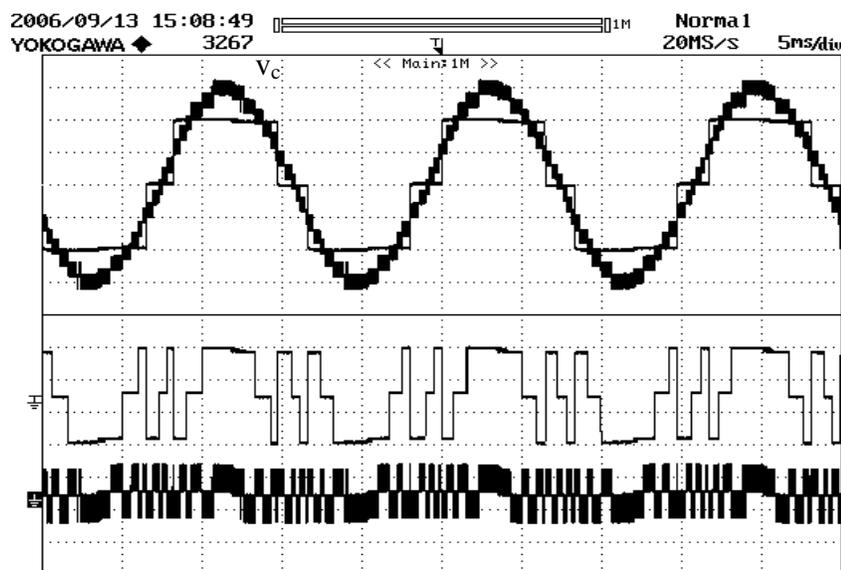


Figura 7.10 - Resultado Experimental – Tensão total na saída do conversor multinível, v_c , e tensões individuais produzidas por cada uma das células inversoras em cascata - $v_{AB} = 180Vrms$, 60Hz, $L_{neg} = -0,16Henry$. Escalas: Tensões da parte superior (50V/div), tensões da parte inferior (25V/div).

7.3 TESTE DE COMPENSAÇÃO DE CINTILAÇÃO LUMINOSA

A existência de cargas intermitentes como fornos elétricos, aparelhos de solda, bombas e compressores pode provocar o surgimento de flutuações de tensão na rede. Um dos principais problemas destas variações é que elas afetam os equipamentos de iluminação, como lâmpadas incandescentes e causam o problema da cintilação luminosa (*Flicker*). Ela ocorre quando as perturbações são periódicas e estão na faixa de frequências compreendida entre 1 e 30 Hz, sendo que a frequência de sensibilidade máxima é em torno de 8,8Hz. Sua percepção se dá mesmo se as variações de amplitude de tensão são pequenas, menores que 1% da amplitude nominal [65].

Indutâncias negativas podem ser usadas com a finalidade de evitar que estas oscilações de tensão ocorram em um dado barramento. O circuito da Figura 7.11 ilustra um caso simples em que o problema pode ocorrer. No sistema há duas cargas que são alimentadas pela barra B, ou Ponto de Acoplamento Comum - PAC. O chaveamento da carga B e provoca uma mudança na amplitude da tensão no barramento, provocando distúrbios indesejáveis na carga A.

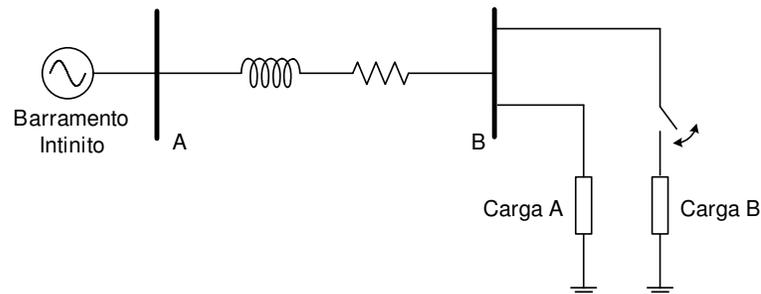


Figura 7.11 – Diagrama esquemático de circuito para simulação de *Flicker*.

Supondo a ligação de uma indutância negativa de valor ajustável em série com a linha, conforme ilustrado na Figura 7.12, pode-se controlar a queda de tensão na linha, de forma a minimizar os distúrbios de tensão no PAC causados pelo chaveamento da carga B. Para isto, é preciso determinar um método para obter o valor de indutância de referência necessário para a realização da compensação. A obtenção deste valor deve estar relacionada com as variáveis que tem alguma relação com a tensão no PAC: a própria tensão no PAC, a corrente na carga B e a corrente na linha.

A Tabela 7.2 mostra os parâmetros do circuito usado para obtenção de resultados experimentais. Os parâmetros são semelhantes aos adotados nas simulações do Capítulo 5.

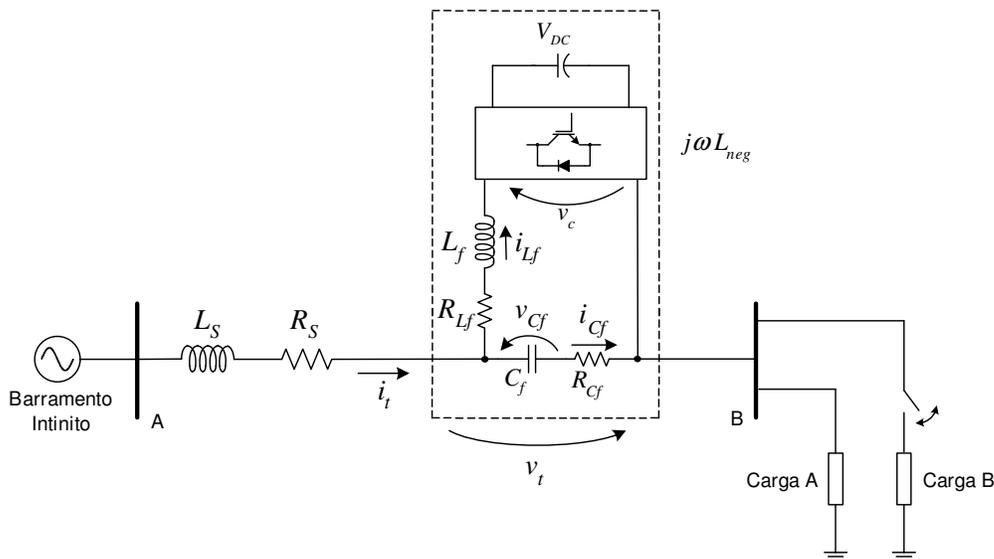


Figura 7.12 – Diagrama esquemático da compensação de *Flicker* através de indutância negativa

Tabela 7.2 – Parâmetros do Sistema Implementado

Filtro de saída	$L_f = 3,257\text{mH}$, $R_{L_f} = 1,0\Omega$. (medida à 1kHz)
	$C_f = 34,0\mu\text{F}$, $R_{C_f} = 0,096\Omega$.
Indutor série	$L_S = 0,1575\text{mH}$, $R_S = 2,8\Omega$.
Resistências de carga	Carga A = 146Ω , Carga B = 438Ω
Pólos do Derivador	$p_1 = -2\pi 800 \angle 30^\circ$ $p_2 = -2\pi 800 \angle -30^\circ$
Pólos Alocados	$p' = -2\pi 800 \angle 45^\circ$ $p'' = -2\pi 800 \angle -45^\circ$
Ganhos	$k_{iL_f} = -22,555$, $k_{i_t} = 20,732$, $k_{vC_f} = 1,777$, $k_g = 2,798$
Tensão na Barra A	300V_{rms}
Tensão V_{DC}	$(V_1^*, V_2^*, V_3^*) = (20\text{V}, 33,3\text{V}, 100\text{V})$
	Tensão DC total: $\sum V_{CC} = 153,3\text{V}$
Controlador	Frequência de chaveamento: 12kHz Frequência de amostragem 24kHz
Conversor CC/CA	Conversor Multinível Assimétrico em cascata com 3 células monofásicas.
	Capacitâncias dos Barramentos CC por módulo inversor $2,82\text{mF}$ (eletrolítico)

Na Figura 7.13, na Figura 7.14 e na Figura 7.15 estão mostrados resultados experimentais referentes ao sistema da Figura 7.11, sem compensação das flutuações de tensão. Na parte superior da Figura 7.13 estão mostradas as tensões nas três fases no PAC e, na parte inferior, a corrente na fase A em situação de regime permanente com a carga B desconectada. A Figura 7.14 mostra as mesmas variáveis em regime permanente, agora com a carga B conectada.

Comparando-se as figuras, observa-se que a carga B provoca uma queda da tensão no PAC de cerca de $20V_{rms}$ ($> 6\%$). A Figura 7.15 mostra os transitórios nos momentos em que a carga B é ligada e desligada.

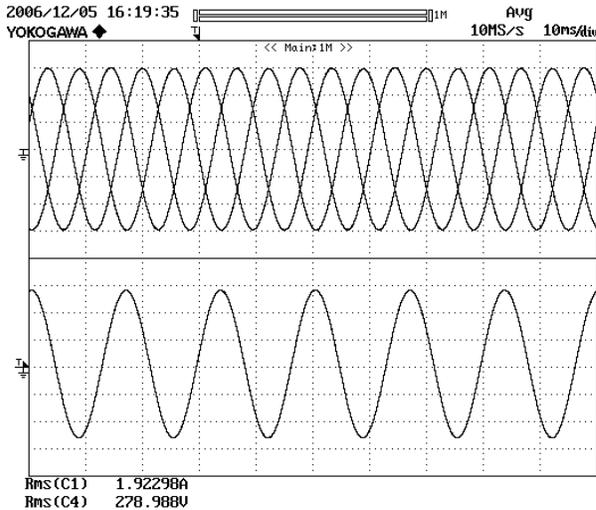


Figura 7.13 – Teste em Regime permanente sem uso de indutância negativa. $V_S = 300V_{rms}$, $L_{neg} = 0,0H$, $R_{carga} = 109,5\Omega$ (2500W). Tensões no ponto de acoplamento (133V/div), Corrente na linha (1A/div).

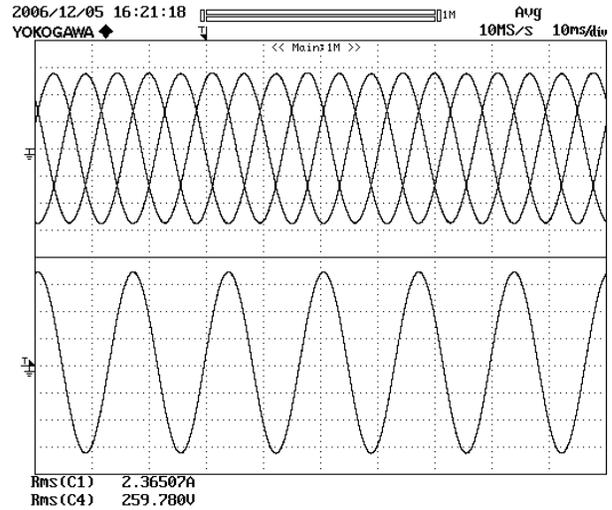


Figura 7.14 – Teste em Regime permanente sem uso de indutância negativa. $V_S = 300V_{rms}$, $L_{neg} = 0,0H$, $R_{carga} = 146,0\Omega$ (1900W). Tensões no ponto de acoplamento (133V/div), Corrente na linha (1A/div).

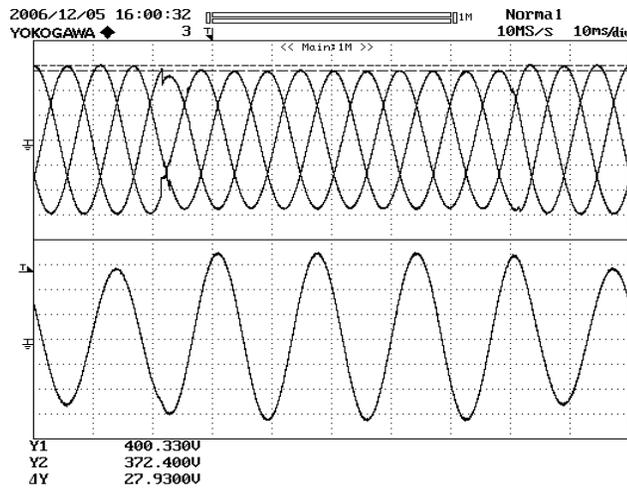


Figura 7.15 – Transitórios de variação de carga entre $R_{carga} = 109,5\Omega$ e $146,0\Omega$ obtido para $V_S = 300V_{rms}$ e $L_{neg} = 0,0 H$. Tensões no ponto de acoplamento (133V/div), Corrente na linha (1A/div).

Como os fatores de potência da impedância da linha de transmissão e da carga são diferentes, seria necessário que a indutância de referência para a realização da compensação fosse determinada a partir de uma análise vetorial dos fasores de tensão e corrente do circuito. No entanto, como o objetivo é simplesmente mostrar a possibilidade do uso da indutância negativa para compensar quedas de tensão na linha, consideraremos um controle mais simples, realizado em malha aberta a partir da corrente de pico na linha, I_{pico} . A seguinte relação empírica, obtida em

bancada, determina a indutância necessária para a realização da compensação para um dado valor da corrente de pico na linha:

$$L_{neg} = -L_S + \frac{0,27}{I_{pico}} \tag{7.2}$$

Sendo que, para o caso de um sistema trifásico esta corrente pode ser determinada instantaneamente a partir das correntes nas três fases, conforme mostra a equação.

$$I_{pico} = \sqrt{\left(\frac{2}{3}i_{ta} - \frac{1}{3}i_{tb} - \frac{1}{3}i_{tc}\right)^2 + \left(\frac{\sqrt{3}}{3}i_{tb} + \frac{\sqrt{3}}{3}i_{tc}\right)^2} \tag{7.3}$$

A Figura 7.16 mostra o diagrama de controle por fase implementado. A equalização da tensão nas diferentes células de cada uma das três fases também foi conseguida com o uso da estratégia de controle de tensão apresentada na Seção 4.5. Nenhuma fonte CC foi conectada em nenhum dos barramentos CC do conversor.

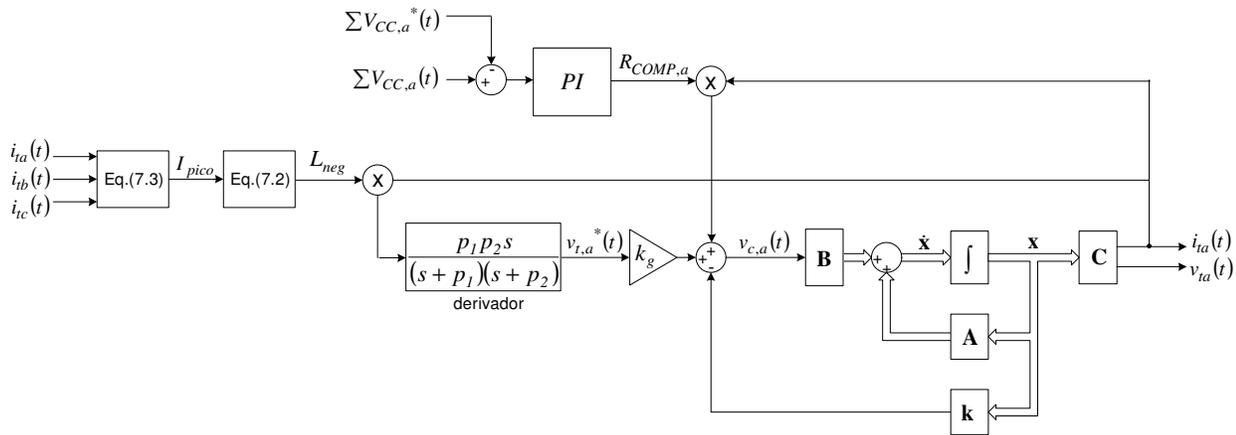


Figura 7.16 – Diagrama de controle de uma das fases

Na Figura 7.17 e na Figura 7.18 estão mostradas (de cima para baixo) a corrente na linha, a tensão no PAC, a tensão produzida pelo conversor multinível e a indutância negativa de referência. A Figura 7.17 corresponde à situação em regime com a carga B não conectada ao PAC. Neste caso, indutância de referência é de $-0,062$ H e a tensão no PAC possui um valor eficaz de $283,71V$, conforme indicado na parte inferior da figura. Para a condição em que a carga B está conectada ao PAC, mostrada na Figura 7.18, a indutância de referência passa a ser de $-0,104$ H e a tensão eficaz no PAC é de $283,77V$, ou seja, a regulação da tensão no PAC é ligeiramente negativa, o que só é possível pelo fato da indutância ser determinada em malha aberta.

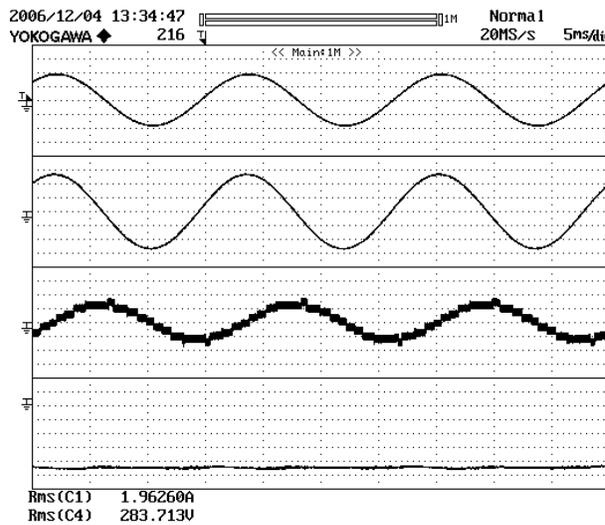


Figura 7.17 – Teste em regime permanente para $L_{neg} = -0,062H$, $R_{carga} = 146,0\Omega$ (1700W). De cima para baixo: Corrente de linha (1.5A/div), Tensão no ponto de acoplamento (150V/div), Tensão produzida pelo conversor (50V/div), Indutância negativa de referência (valor médio: -0,062H, Escala: -0,008 Henry/div).

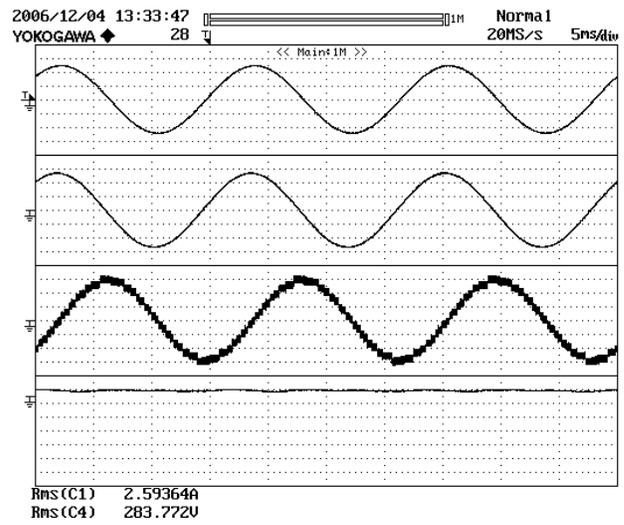


Figura 7.18 – Teste em Regime permanente para $L_{neg} = -0,104H$, $R_{carga} = 109,5\Omega$ (2270W). De cima para baixo: Corrente de linha (1.5A/div), Tensão no ponto de acoplamento (150V/div), Tensão produzida pelo conversor (50V/div), Indutância negativa de referência (valor médio: -0,104H, Escala: -0,008Henry/div).

Na Figura 7.19, na Figura 7.20, na Figura 7.21 e na Figura 7.22 estão mostrados ensaios de transitórios da conexão da carga B ao PAC. Conforme mostrado na Figura 7.19, a conexão da carga provoca um o incremento de 1/3 no valor de pico da corrente. Apesar disto, o transitório da tensão no PAC provocado por este aumento súbito da corrente é pequeno. Na Figura 7.20, pode-se verificar que a tendência de afundamento das tensões é rapidamente compensada e não se nota variações significativas em seus valores de pico. As tensões produzidas pelo conversor no momento do transitório estão mostradas na Figura 7.21. Conforme pode ser verificado na figura, ocorre uma grande variação no índice de modulação. Isto porque, além do aumento da corrente na linha, ocorre simultaneamente um aumento da indutância negativa de referência (de $-0,062 H$ para $-0,104 H$) e ambos os fatos contribuem para o aumento da tensão nos terminais do SDR e, conseqüentemente, do índice de modulação dos conversores. Na Figura 7.22 estão mostradas as correntes nos conversores multiníveis das três fases. Diferentemente do que ocorre com a tensão no conversor, no transitório não houve variações significativas dos valores de pico da corrente. Isto ocorre por que, apesar do fato do aumento da corrente na linha ter impacto positivo no aumento da corrente do conversor, o aumento da indutância de referência provoca um impacto negativo, pois quando a indutância de referência aumenta aproxima-se do ponto de corrente mínima determinado pela a equação (5.29). Para a freqüência de 60 Hz e a capacitância de filtragem escolhida, a indutância de referência que minimiza a corrente seria de:

$$L_{neg} = \frac{I}{4\pi^2(60\text{Hz})^2 \cdot 34\mu\text{F}} = -0,207\text{H} \quad (7.4)$$

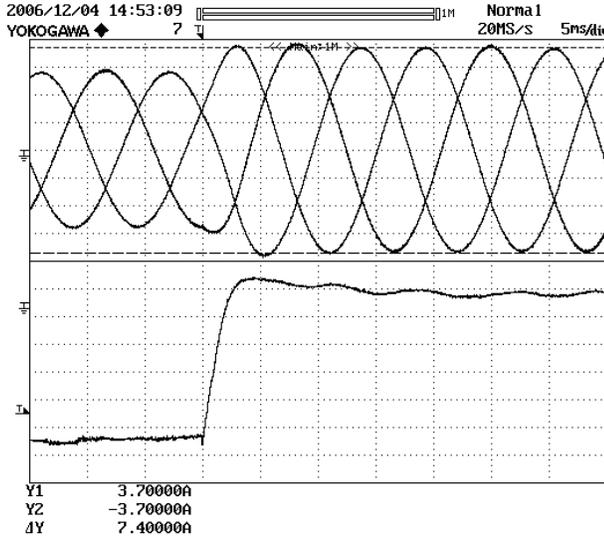


Figura 7.19 – Transitório de variação de carga de $R_{carga} = 146,0\Omega$ (1700W) para $109,5\Omega$ (2270W). Parte superior: Correntes de linha (1,0A/div). Parte inferior: Indutância negativa de referência (valor médio de $-0,062$ H antes do transitório e de $-0,104$ H depois do transitório, Escala: $-0,008\text{H/div}$).

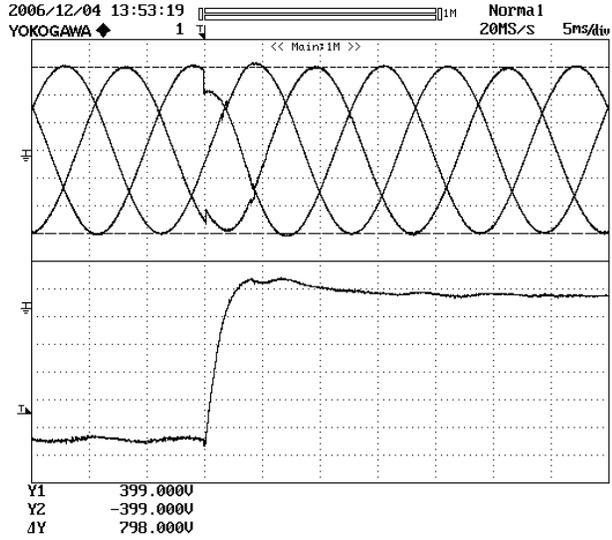


Figura 7.20 – Transitório de variação de carga de $R_{carga} = 146,0\Omega$ (1700W) para $109,5\Omega$ (2270W). Parte superior: Tensões no PAC (133V/div). Parte inferior: Indutância negativa de referência (valor médio de $-0,062$ H antes do transitório e de $-0,104$ H depois do transitório, Escala: $-0,008\text{H/div}$).

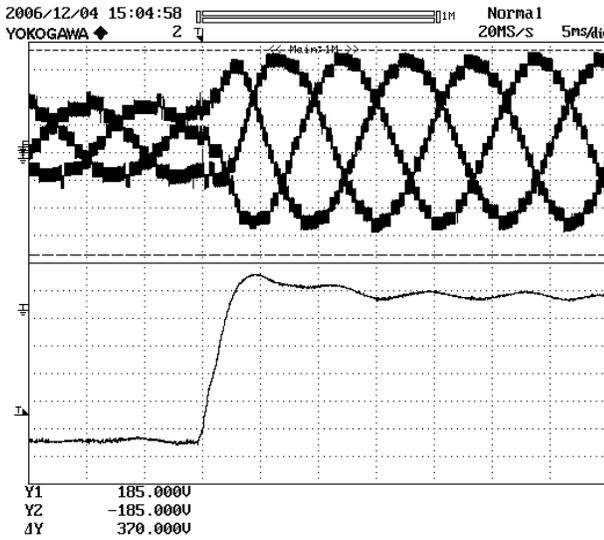


Figura 7.21 – Transitório de variação de carga de $R_{carga} = 146,0\Omega$ (1700W) para $109,5\Omega$ (2270W). Parte superior: Tensões produzidas pelos conversores CC/CA (50V/div). Parte inferior: Indutância negativa de referência (valor médio de $-0,062$ H antes do transitório e de $-0,104$ H depois do transitório, Escala: $-0,008$ H/div)

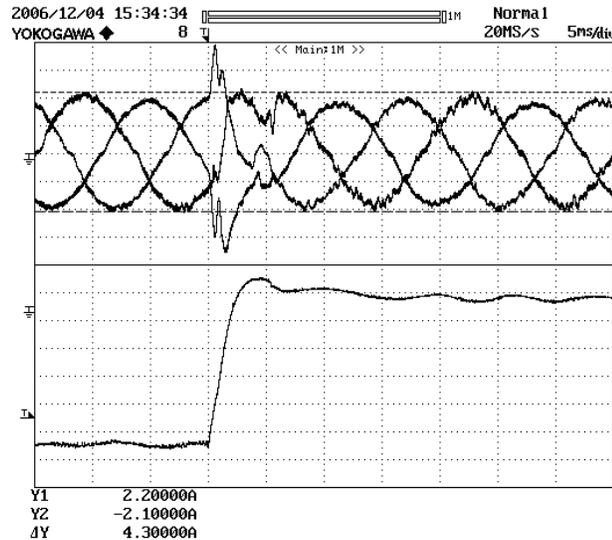


Figura 7.22 – Transitório de variação de carga de $R_{carga} = 146,0\Omega$ (1700W) para $109,5\Omega$ (2270W). Parte superior: Correntes nos conversores (1,0A/div). Parte inferior: Indutância negativa de referência (valor médio de $-0,062$ H antes do transitório e de $-0,104$ H depois do transitório, Escala: $-0,008$ H/div)

Na Figura 7.23, na Figura 7.24, na Figura 7.25 e na Figura 7.26 estão mostrados os ensaios inversos, de desconexão da carga B ao PAC. Os resultados são similares aos mostrados

na figuras Figura 7.19, Figura 7.20, Figura 7.21 e Figura 7.22 respectivamente. Com exceção de uma pequena sobretensão em uma das fases, também não são observados transitórios significativos nas tensões do PAC, Figura 7.24.

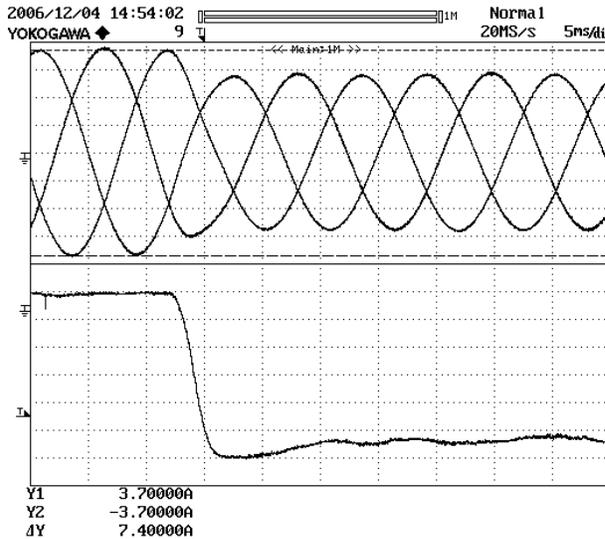


Figura 7.23 – Transitório de variação de carga de $R_{carga} = 146,0\Omega$ (1700W) para $109,5\Omega$ (2270W). Parte superior: Correntes de linha (1,0A/div). Parte inferior: Indutância negativa de referência (valor médio de $-0,104$ H antes do transitório e de $-0,062$ H depois do transitório, Escala: $-0,008\text{H/div}$)

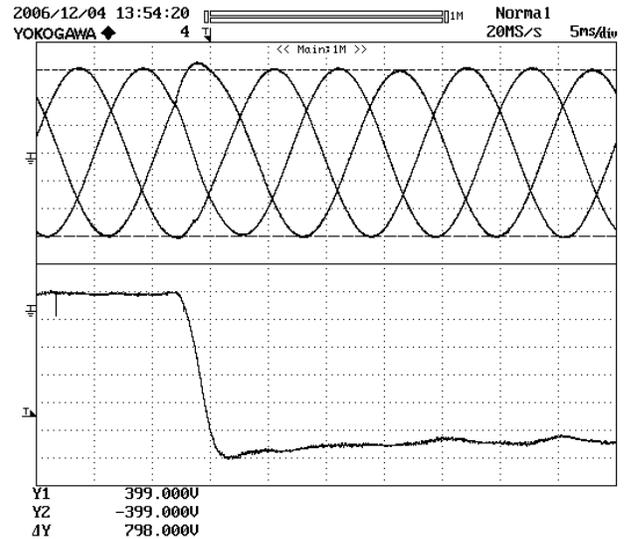


Figura 7.24 – Transitório de variação de carga de $R_{carga} = 146,0\Omega$ (1700W) para $109,5\Omega$ (2270W). Parte superior: Tensões no PAC (133V/div). Parte inferior: Indutância negativa de referência (valor médio de $-0,104$ H antes do transitório e de $-0,062$ H depois do transitório, Escala: $-0,008\text{H/div}$)

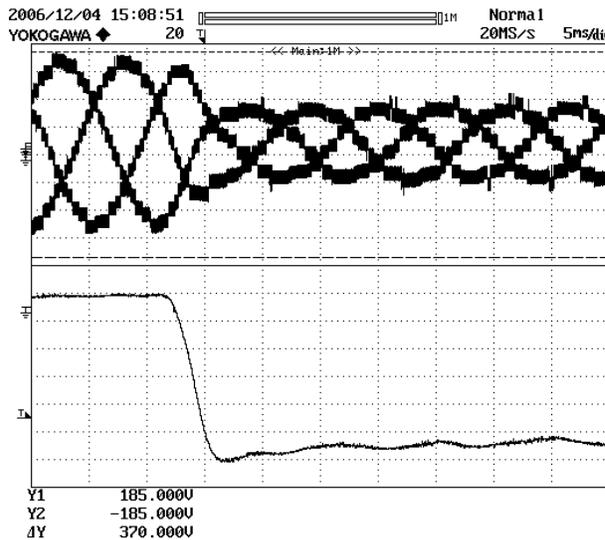


Figura 7.25 – Transitório de variação de carga de $R_{carga} = 146,0\Omega$ (1670W) para $109,5\Omega$ (2270W) obtido para $V_{DC} = 150\text{V}$ e $V_S = 300\text{Vrms}$. Parte superior: Tensões nos conversores CC/AC (50V/div). Parte inferior: Indutância negativa de referência (valor médio: $-0,104$ H antes do transitório e de $-0,062$ H depois do transitório, Escala: $-0,008\text{H/div}$).

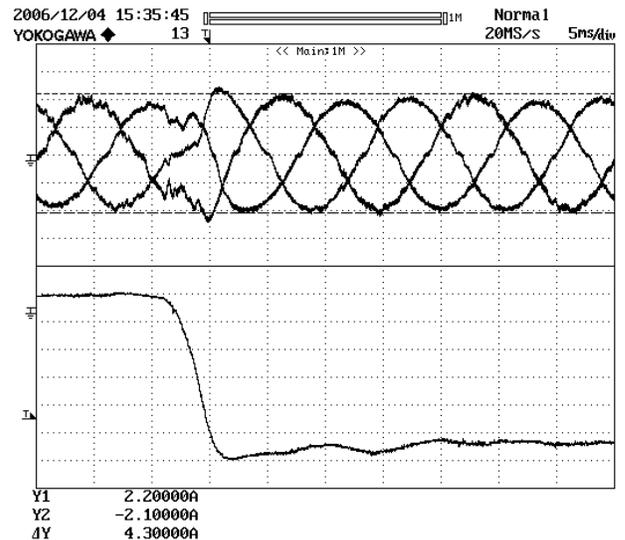


Figura 7.26 – Transitório de variação de carga de $R_{carga} = 146,0\Omega$ (1670W) para $109,5\Omega$ (2270W) obtido para $V_{DC} = 150\text{V}$ e $V_S = 300\text{Vrms}$. Parte superior: Correntes nos conversores (1,0A/div). Parte inferior: Indutância negativa de referência (valor médio de $-0,104$ H antes do transitório e de $-0,062$ H depois do transitório, Escala: $-0,008\text{H/div}$).

7.4 CONCLUSÃO

Os resultados experimentais apresentados mostram que o método proposto para realização de indutâncias negativas através da técnica SDR permite conseguir formas de onda com qualidade suficiente para atender normas rigorosas, como a IEEE 519. Além disto, obteve-se resultados bastante satisfatórios nos testes transitórios, os quais indicam que o método é bastante estável para a aplicação estudada. Observa-se ainda que a realimentação de estados é capaz de eliminar possíveis oscilações devidas à interação entre o capacitor de filtragem e os elementos indutivos.

Os resultados obtidos com a implementação em bancada também mostram que é possível obter referências de qualidade, livres de componentes de alta frequência, de modo a não causar chaveamentos indesejados nas células de maior tensão. Durante testes preliminares, pôde-se observar que isto é mais fácil de ser conseguido se o valor dos componentes de filtragem e, conseqüentemente, os ganhos da realimentação de estados são menores.

Neste capítulo também foi mostrada a possibilidade do uso de indutâncias negativas com a finalidade de compensação de flutuações de tensão. Pelos testes realizados, pode-se comprovar que a estratégia proposta é suficientemente estável e rápida, com tempos de estabilização menores que meio ciclo de rede. Por isto, pode ser utilizada mesmo em aplicações que exijam um desempenho considerável, como compensação de cintilação luminosa. Tal desempenho não pode ser conseguido com técnicas convencionais de compensação baseadas em capacitores, devido a ressonância com a linha de transmissão.

Se comparado com outros sistemas de compensação de afundamentos de tensão, como o DVR (*Dynamic Voltage Restorer*) por exemplo, o método não tem a mesma capacidade de compensar grandes afundamentos. Em contrapartida, para afundamentos pequenos, o método proposto não requer que haja fontes CC de tensão para a realização da compensação.

CAPÍTULO 8

Conclusões e Sugestões para Trabalhos Futuros

8.1 CONCLUSÃO

Esta tese apresentou algumas discussões e alternativas para a realização da compensação série de redes de energia elétrica com conversores estáticos de potência. Em relação às técnicas usuais de compensação série usando capacitores, mostramos ao longo do texto que com a utilização de conversores estáticos pode ser possível obter sistemas mais estáveis e com desempenho superior. Simulações e resultados experimentais mostraram que com a utilização de um dispositivo eletrônico controlado adequadamente poder-se-ia evitar oscilações elétricas e ressonâncias indesejadas, melhorando a estabilidade do sistema. Além disto, este dispositivo FACTS, pode ser programado para agir de diferentes formas e realizar funções diversas de acordo com o estado do sistema ou de acordo com uma intervenção do operador.

Apesar das vantagens, a viabilidade técnica da compensação série de linhas de transmissão usando-se conversores CC/CA é desafiadora sob vários aspectos: financeiro, mecânico, térmico, robustez etc. Nos poucos trabalhos sobre o assunto, pouco foi discutido ou sugerido para reduzir estas dificuldades. Nesta tese, foram apresentadas algumas alternativas que podem contribuir para tornar uma possível implementação prática um pouco mais viável.

Uma das maiores dificuldades é o fato de que a eficiência deve, necessariamente, ser elevada. Esta é a principal razão que faz com que as topologias multiníveis sejam mais adequadas para tais aplicações. Conversores multiníveis apresentam outras vantagens no que diz respeito ao tamanho e custo dos elementos de filtragem além de produzirem um menor nível de Interferência Eletromagnética (EMI). Dentre as topologias de conversor estudadas, optou-se pelo Conversor Multinível em Cascata Assimétrico (CMCA) por ser uma topologia que produz um elevado número de níveis com a utilização de um menor número de componentes. Além disso, sua estratégia de modulação permite a construção sistemas de conversão CC/CA de alta eficiência, já que apenas uma parte da tensão total no barramento CC deve ser chaveada em alta frequência. Não havia na literatura um método que permitesse a realização da compensação de desequilíbrios entre as tensões do barramento CC, o que dificultaria seu emprego na aplicação de compensação série. Na Seção 4.5 foi elaborado um procedimento que permite realizar a compensação de desequilíbrios de tensão nos barramentos CC do Conversor Multinível em Cascata Assimétrico. A estratégia de controle proposta pode reduzir o custo e complexidade de implementações que usam o CMCA em aplicações em que não há potência ativa envolvida, como: Compensadores de Reativos e Síntese de impedâncias não-naturais. Apesar do fato de que os resultados experimentais obtidos tenham sido conseguidos com um inversor de 3 células em cascata, a proposta de controle pode ser estendida para conversores com um número maior de células.

Outras dificuldades da utilização de conversores CC/CA para compensação série são requisitos de capacidade de bloqueio de tensão e de condução de corrente das chaves. A primeira, pode ser minimizada se vários dispositivos de compensação forem conectados ao longo da rede elétrica, de acordo com o conceito de Compensadores Série Estáticos Distribuídos (*Distributed Static Series Compensator - DSSC*) introduzidos em [61]. A segunda, pode ser minimizada se o valor da capacitância de filtragem for escolhido para diminuir a corrente pelo conversor para uma dada condição de compensação, conforme sugerido na Seção 5.5 e mostrado nos resultados da Seção 6.3. Além disto, a capacitância de filtragem é de importância fundamental, pois, para a aplicação de compensação série, não há filtragem efetiva das componentes de alta frequência produzidas pelo conversor.

Nesta tese, também foi apresentado um novo método de controle para realização de indutâncias negativas. O método foi desenvolvido para utilização de um filtro de segunda ordem

na saída, e pode ser utilizado com qualquer tipo de conversor CC/CA de tensão, multinível ou não. Alguns pontos negativos da técnica originalmente proposta em [20] para realização da indutância negativa para compensação série foram superados com o auxílio da realimentação de estados, que introduz amortecimento ao filtro de saída, e a utilização de pólos na operação de derivação, que diminuem o ganho em altas frequências.

Os resultados experimentais e de simulação obtidos mostram que, apesar de operar com uma estratégia de controle relativamente simples, baseada em realimentação de estados, é possível obter formas de onda de tensão e corrente de baixo conteúdo harmônico, com qualidade suficiente para atender as normas de distorção para aplicações de alta tensão.

Nos testes de transitórios realizados em bancada, obteve-se resultados bastante satisfatórios, o tempo de estabilização obtido é relativamente baixo e não houve oscilações de tensão ou corrente. Sua velocidade de resposta, tornou possível a execução de funções que seriam irrealizáveis com métodos tradicionais de compensação ajustáveis, TCSC (*Thyristor Controlled Series Capacitors*). Foi possível realizar a compensação de forma rápida de pequenos afundamentos de tensão que, se fossem intermitentes poderiam causar cintilação luminosa (*Flicker*).

Os estudos sobre estabilidade realizados mostraram que a estratégia é robusta para variações de parâmetros da planta. No entanto, resultados de simulação obtidos mostram que o sistema pode ser tornar instável quando o atraso de realimentação é alto e há capacitâncias parasitas distribuídas.

8.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

A seguir estão descritas algumas sugestões para a continuação de trabalhos relacionados a esta tese.

Considerar capacitâncias distribuídas da linha de transmissão na modelagem da planta, a fim de propor alguma solução para os problemas de estabilidade verificados na Seção 5.6.3.

Realizar modelagem em tempo discreto para o sistema, o que pode permitir a inclusão dos atrasos de realimentação e de acionamento do conversor para a identificação dos limites de

estabilidade mais precisos. O procedimento poderá tornar possível a redução da frequência de chaveamento necessária.

Verificar a possibilidade da utilização de estratégias de controle ainda mais robustas para o conversor multinível, como o controle por histerese multinível, descrito em [66], [67], [68], [69] e [70].

Realizar estudos mais aprofundados sobre a estabilidade do controle das tensões nos barramentos CC do conversor multinível em cascata assimétrico. No apêndice A está descrito um procedimento que pode ajudar nesta tarefa para o caso de tensões e correntes senoidais.

Realizar o cálculo dos autovalores para modelo do sistema de geração radial estudado no Capítulo 2 com o esquema de controle de compensação SDR completo proposto no Capítulo 5. O estudo não pôde ser realizado, pois, dada a ordem do sistema resultante, não foi possível realizar os cálculos manualmente. Além disto, também não foi possível obter resultados coerentes com a utilização de funções do software *Matlab* específicas para este propósito (*LINMOD* e *LINMOD2*). Talvez isto tenha ocorrido devido à presença de alguns dos elementos não-lineares utilizados na representação em diagramas de blocos da simulação como: Limitadores, Quantizadores, Chaves e Pontes Inversoras. Além disto, um outro fator que pode ter contribuído, pode ser a dificuldade de estabelecer as condições iniciais necessárias para que o sistema simulado inicie em um ponto de equilíbrio. Sugere-se substituir os blocos do tipo “função de transferência” por blocos do tipo “Espaço de estados”, para os quais é possível estabelecer condições iniciais.

Verificar a possibilidade de soluções híbridas, que conjuguem o uso da tecnologia tradicional de compensação, utilizando capacitores e reatores controlados por tiristores, com conversores estáticos de mais alta frequência em paralelo com os mesmos. Tais soluções podem fazer com que a potência requerida pelo conversor em alta frequência seja reduzida para qualquer condição de operação sem que o desempenho conseguido seja significativamente afetado. Outra alternativa é a utilização de capacitores chaveados, de modo a minimizar a corrente do conversor para várias condições de compensação.

Estudar alternativas para realização de proteção dos conversores. Para aplicações em que o conversor é ligado em paralelo, no caso de um curto circuito ou de uma falha em algum componente, pode-se proteger o conversor desligando-o. No entanto, no caso de aplicações em

que o conversor é ligado em série, o mesmo procedimento pode causar danos ao conversor. Portanto, é necessário propor e implementar sistemas auxiliares de proteção.

8.3 PUBLICAÇÕES RESULTANTES DESTA PESQUISA

1 - Silva, L. A.; Pimentel, S. P.; Pomilio, J. A.; “Analysis and Proposal of Capacitor Voltage Control for an Asymmetric Cascaded Inverter,” Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC 05. pp. 809-815.

2 - Silva, L. A.; Pimentel, S. P.; Pomilio, J. A.; “Nineteen-level Active Filter System using Asymmetrical Cascaded Converter with DC Voltages Control,” Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC 05. pp. 303-308.

3 - Silva, L. A.; Pimentel, S. P.; Pomilio, J. A.; “Sistema de Filtragem Ativa com Inversor Multinível Assimétrico em Cascata de Dezenove Níveis e Controle de Tensão nos Barramento CC”, Revista Eletrônica de Potência - SOBRAEP, Vol 11, Nº1, Março de 2006, pp. 17-24.

4 - Silva, L. A.; Ferreira, A. A.; Pomilio, J. A.; “Realization of Negative Inductance using Direct Reactance Synthesis (DRS) Technique” IECON 2006 - The 32nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2006.

5 - Silva, L. A.; Ferreira, A. A.; Pomilio, J. A.; “Realização de Indutância Negativa usando a técnica da síntese Direta de Reatâncias (SDR)”. Congresso Brasileiro de Automática, 2006 - CBA 2006.

Apêndice A

Sugestão para Melhoramentos na Estratégia de Controle das Tensões CC

A estratégia de controle das tensões dos barramentos CC apresentada nas seções 4.5.1 e 4.5.2 e publicada em [57] pode ser usada para a implementação de filtros ativos de potência [58] e na realização de indutâncias negativas [60]. Em ambos os casos, testes realizados até o momento mostram que o controle proposto pode apresentar desempenho satisfatório mesmo em transitórios consideráveis. No entanto, até o momento, uma investigação sobre a estabilidade do controle não pode ser realizada devido à dificuldade de modelagem da planta em questão. Este fato constitui uma forte restrição ao seu emprego em sistemas práticos, pois, sem que sejam realizados estudos aprofundados de estabilidade, o controle dificilmente poderá ser usado na prática, principalmente em sistemas de alta potência.

Esta seção se dedica à apresentação de uma variação daquela técnica de controle, que permitiu obter uma modelagem simplificada da planta para a aplicação de síntese de indutâncias negativas. Para a aplicação de filtros ativos de potência, a modelagem deve ser feita de outra forma e não será tratada neste trabalho. A modelagem pode ser usada na determinação de controladores mais adequados e de seus parâmetros. O estudo realizado até o momento não está completo e sua continuação é deixada como sugestão de trabalhos futuros.

MODELAGEM DA PLANTA

Por norma, a distorção harmônica da tensão e da corrente em sistemas de transmissão de energia deve ser baixa. Desta maneira, considerando-se como aplicação a compensação série de

linhas de transmissão, conforme proposto no capítulo 1, espera-se que a tensão de referência e a corrente do conversor também sejam praticamente senoidais.

Quando a referência de tensão é senoidal, Figura 4.19, a simetria das tensões produzidas por cada um dos módulos, v_3 , v_2 e v_1 , permite dizer que suas componentes fundamentais estão em fase com a referência senoidal, conforme ilustrado na figura. A amplitude de cada uma destas componentes fundamentais depende do índice de modulação, que, para a configuração de 19 níveis ($V_{CC}, 2V_{CC}, 6V_{CaC}$), é definido conforme a equação (A. 1).

$$m = \frac{v^*}{V_1 + V_2 + V_3} = \frac{v^*}{9V_1} \quad (\text{A. 1})$$

Se o índice de modulação muda, mudam também as componentes produzidas por cada um dos módulos, conforme a Figura 4.26 (b). No entanto, a simetria é mantida e as componentes em quadratura das tensões produzidas pelos módulos são nulas para qualquer índice de modulação.

A expressão para a potência ativa medida nos terminais de entrada do módulo inversor n é:

$$P_n = \overline{v_n \cdot i_{conv}} \quad (\text{A. 2})$$

No caso de aplicações em que a corrente que passa pelo conversor pode ser considerada essencialmente senoidal, pode-se utilizar uma representação vetorial para a expressão da potência no módulo n , que se torna:

$$\overline{P}_n = \frac{\vec{v}_n \bullet \vec{i}_{conv}}{2} = \frac{v_{n,d} \cdot i_{conv,d} + v_{n,q} \cdot i_{conv,q}}{2} \quad (\text{A. 3})$$

Orientando-se a corrente de modo que sua componente direta seja nula, de acordo com a convenção gráfica mostrada na Figura A.1, e considerando que as perdas de condução e comutação nas chaves são desprezíveis, a potência elétrica medida nos terminais de entrada dos conversores se iguala às potências medidas no lado CC. Desta forma, as seguintes relações são verdadeiras:

$$\overline{P}_n = \frac{v_{n,q} \cdot i_{conv,q}}{2} = V_n \cdot I_n \quad (\text{A. 4})$$

Dividindo-se a tensão CC em uma parte média, \overline{V}_n , e uma pequena parte oscilante, \tilde{V}_n , pode-se encontrar uma expressão simplificada para a corrente no capacitor, como mostrado na equação (A. 5).

$$I_n = \frac{v_{n,q} \cdot i_{conv,q}}{2 \cdot V_n} = \frac{v_{n,q} \cdot i_{conv,q}}{2 \cdot (\bar{V}_n + \tilde{V}_n)} \cong \frac{v_{n,q} \cdot i_{conv,q}}{2 \cdot \bar{V}_n} \quad (\text{A. 5})$$

Sabe-se também que a expressão que relaciona a tensão e corrente no capacitor dada por:

$$V_n = \frac{I}{sC_n} I_n \quad (\text{A. 6})$$

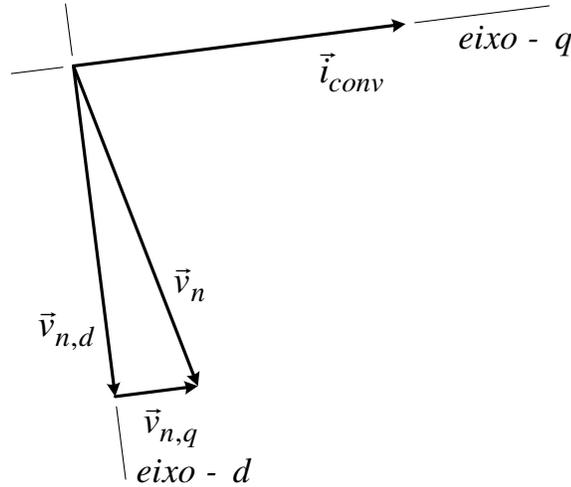


Figura A.1 - Orientação da corrente

Da expressão (A. 5) pode-se concluir que a parcela de tensão em quadratura com a corrente não influi nas potências médias nos capacitores e, portanto, não influi no desequilíbrio de tensão entre as células. Por outro lado, a componente de tensão em fase com a corrente é responsável pela existência de potência nas fontes CC. Como a corrente é comum para as três células, a potência no lado CC para cada uma das células é diretamente proporcional à componente direta de tensão produzida por cada uma das células, as quais dependem fortemente do índice de modulação, conforme mostrado na Figura 4.26 (b).

No caso de conversores que utilizam apenas um banco de capacitores, conversores monofásicos em ponte-H por exemplo, o controle de tensão pode ser realizado adicionando um sinal que controla a componente da tensão de referência que está em fase com a corrente. Para o caso do CMCA este sinal, δ_3 , pode ser inserido conforme mostrado na Figura A.2. Porém, são necessários pelo menos mais dois sinais independentes de controle, δ_2 e δ_1 , já que as variáveis controladas são três.

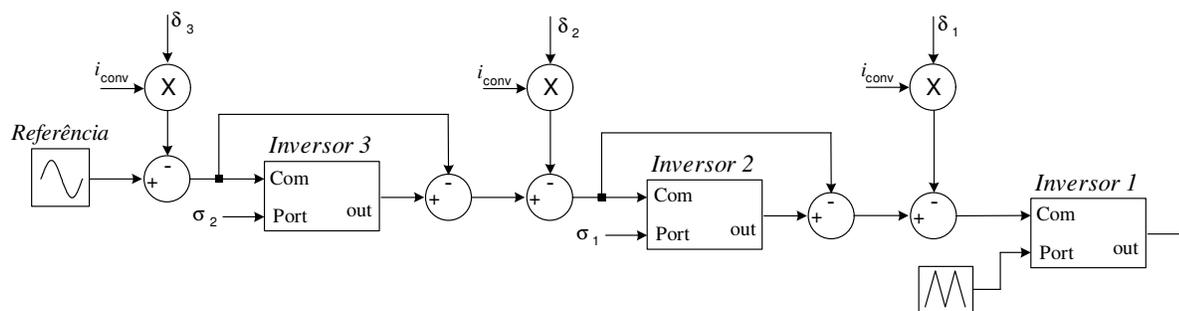


Figura A.2 - Modulação PWM para o CMCA com sinais de controle δ_3 , δ_2 e δ_1

Uma das dificuldades para a realização do controle é o fato de que quando se atua em uma das entradas de controle, δ_n , afeta-se a componente fundamental da tensão produzida pelos módulos subsequentes, $v_{m,q} \forall m \leq n$. A entrada δ_3 , afeta as tensões em quadratura, $v_{1,q}$, $v_{2,q}$ e $v_{3,q}$, e, conseqüentemente, as potências P_1 , P_2 e .

Os gráficos da Figura A.3, Figura A.4 e Figura A.5 mostram a variação incremental das tensões em fase com a corrente, componente q , com relação as variáveis de controle δ_3 , δ_2 e δ_1 respectivamente.

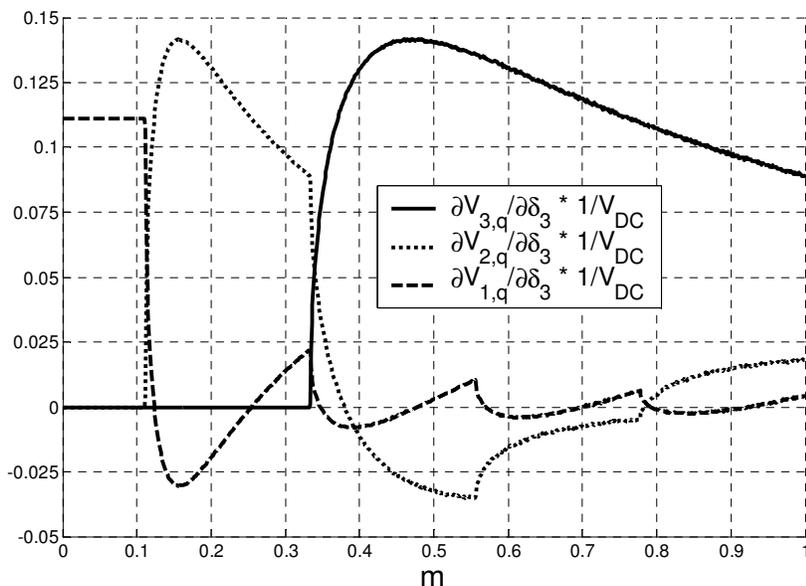


Figura A.3- Variações incrementais das componentes em quadratura das tensões produzidas pelos conversores com relação a δ_3 .

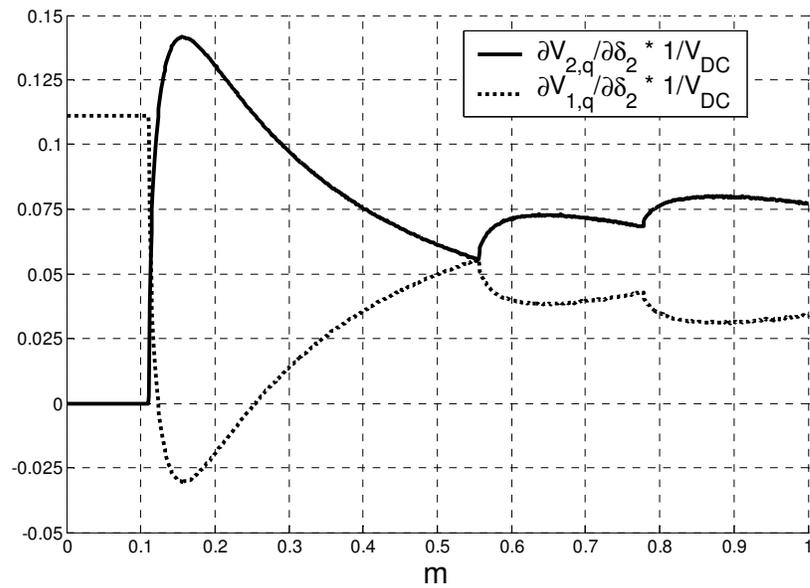


Figura A.4- Variações incrementais das componentes em quadratura das tensões produzidas pelos conversores com relação a δ_{21} .

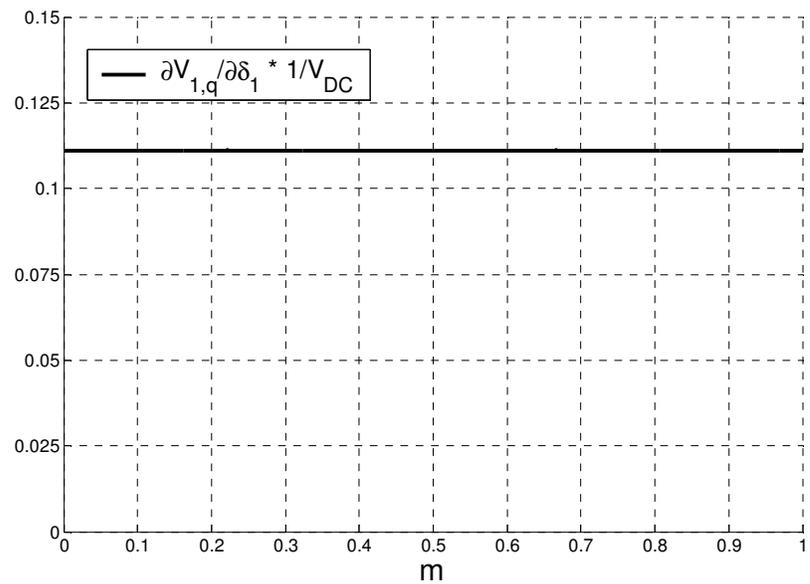


Figura A.5- Variação incremental da componente em quadratura da tensão $V_{1,q}$ produzida pelo conversor com relação a δ_1 .

Para um determinado índice de modulação, a partir dos gráficos das figuras pode-se obter a matriz Jacobiana que relaciona o vetor das componentes de tensão em fase com a corrente, $v_{n,q}$, e o vetor das variáveis de controle, δ_n .

$$\begin{bmatrix} v_{1,q} \\ v_{2,q} \\ v_{3,q} \end{bmatrix} \cong \mathbf{M} \cdot \begin{bmatrix} \delta_1 \\ \delta_2 \\ \delta_3 \end{bmatrix} = \frac{I}{V_{CC}} \begin{bmatrix} \frac{\partial v_{1,q}}{\partial \delta_1} & \frac{\partial v_{1,q}}{\partial \delta_2} & \frac{\partial v_{1,q}}{\partial \delta_3} \\ 0 & \frac{\partial v_{2,q}}{\partial \delta_2} & \frac{\partial v_{2,q}}{\partial \delta_3} \\ 0 & 0 & \frac{\partial v_{3,q}}{\partial \delta_3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \delta_1 \\ \delta_2 \\ \delta_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A. 7})$$

Na qual, os termos $\frac{\partial v_{i,q}}{\partial \delta_j}$ são funções de m .

A inversa da matriz \mathbf{M} pode ser usada para desacoplar as influências cruzadas entre as variáveis de controle $v_{i,q}$ e $\delta_j \forall i \neq j$ para um dado ponto de operação, conforme ilustrado na Figura A.6. O ponto de operação é determinado pelo índice de modulação, m , e pela amplitude do valor de corrente, $i_{conv,q}$. Na figura também estão mostrados controladores das tensões CC que determinam as tensões em quadratura de referência para cada um dos módulos.

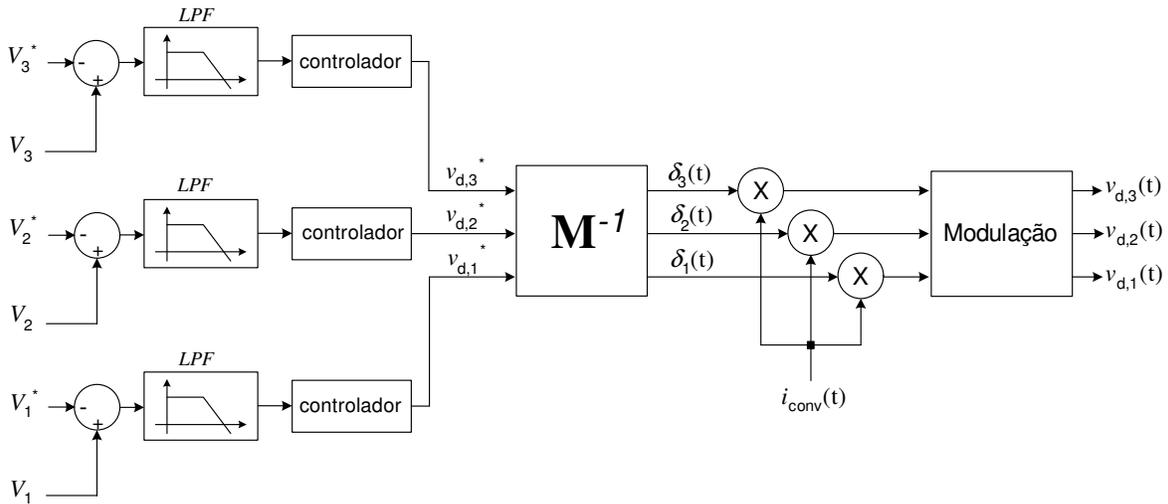


Figura A.6– Desacoplamento das influências cruzadas entre as variáveis de controle $v_{i,q}$ e $\delta_j \forall i \neq j$.

As entradas de controle, δ_3 , δ_2 e δ_1 , devem ser necessariamente pequenas por duas razões: A primeira é que a matriz foi obtida para variações pequenas em torno do ponto de operação e, portanto, deixa de ser válida quando se afasta deste ponto. A segunda razão é que as entradas $i_{conv} \cdot \delta_2$ e $i_{conv} \cdot \delta_1$, afetam a modulação, o que pode fazer com que o conversor produza em sua saída uma tensão muito diferente da tensão de referência e, conseqüentemente, pode causar distúrbios indesejados na aplicação. Para que $i_{conv} \cdot \delta_2$ e $i_{conv} \cdot \delta_1$ sejam pequenos, é

necessário garantir que a referência da modulação, v^* , e a corrente no conversor estejam aproximadamente em quadratura. Ou seja, é necessário operar próximo de um ponto de equilíbrio, para o qual a potência nos três conversores é próxima de zero, de maneira que pequenas variações de δ_3 , δ_2 e δ_1 sejam suficientes para controlar as tensões nos barramentos. Para isto, pode ser necessário dividir o termo δ_3 em duas partes, conforme ilustrado na Figura A.7. Sendo que, uma delas, $\bar{\delta}_3$, é um termo constante que garante a operação em torno de um ponto de equilíbrio, e um termo oscilatório, $\tilde{\delta}_3$, que deve ser usado na expressão (A. 7), a qual se torna:

$$\begin{bmatrix} v_{1,q} \\ v_{2,q} \\ v_{3,q} \end{bmatrix} \cong \mathbf{M} \cdot \begin{bmatrix} \delta_1 \\ \delta_2 \\ \tilde{\delta}_3 \end{bmatrix} = \frac{I}{V_{CC}} \begin{bmatrix} \frac{\partial v_{1,q}}{\partial \delta_1} & \frac{\partial v_{1,q}}{\partial \delta_2} & \frac{\partial v_{1,q}}{\partial \delta_3} \\ 0 & \frac{\partial v_{2,q}}{\partial \delta_2} & \frac{\partial v_{2,q}}{\partial \delta_3} \\ 0 & 0 & \frac{\partial v_{3,q}}{\partial \delta_3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \delta_1 \\ \delta_2 \\ \tilde{\delta}_3 \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

Além disto, é recomendado aumentar a tensão da célula de menor tensão, que opera em PWM, e prever limitadores para $i_{conv} \cdot \delta_2$ e $i_{conv} \cdot \delta_1$, conforme discutido na seção 4.5.

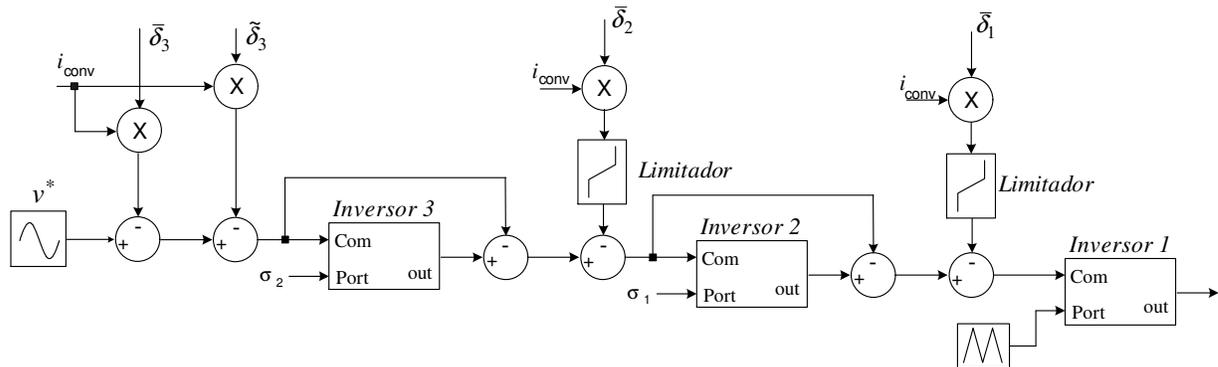


Figura A.7– Modulação PWM para o CMCA com sinais de controle δ_3 , δ_2 e δ_1

O desacoplamento permite estabelecer funções de transferência independentes para cada um dos módulos inversores. Desta forma, utilizando-se as expressões (A. 5) e (A. 6), fechando-se a malha de controle podemos obter o diagrama de blocos simplificado mostrado na Figura A.8. Os blocos com atraso de constante de tempo T_n representam uma aproximação do atraso na modulação, pois uma variação na referência, $v_{n,q}^*$, não é percebida instantaneamente na componente em quadratura produzida, $v_{n,q}$. Este atraso é diferente para cada um dos módulos

sendo maior para o módulo de mais alta tensão, já que este é modulado em baixa frequência. Consideraremos que as constantes de atraso T_3 , T_2 e T_1 , sejam iguais a:

$$T_3 = \frac{I}{4 \cdot f_{rede}}, \quad T_2 = \frac{I}{16 \cdot f_{rede}}, \quad T_1 = \frac{I}{f_{sh}} \quad (\text{A.9})$$

Nas quais, f_{rede} é a frequência da rede e f_{sh} é a frequência de chaveamento.

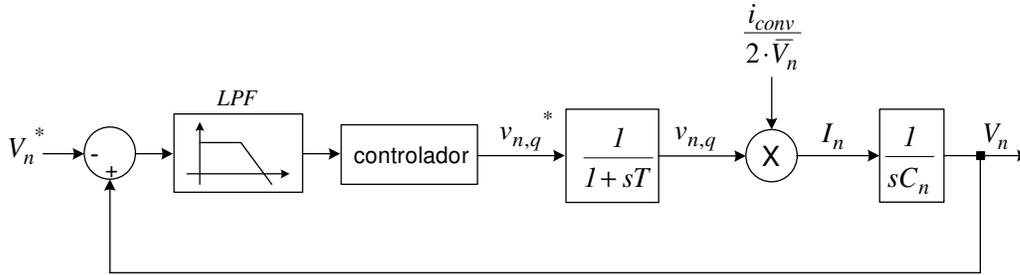


Figura A.8– Diagrama de controle em malha fechada por módulo inversor resultante do desacoplamento.

DEFINIÇÃO DO CONTROLADOR E RESULTADOS SIMULADOS

Até o momento não foi desenvolvido um procedimento para projeto do controlador. A elaboração de tal procedimento é deixada como sugestão de trabalhos futuros.

Para a definição dos controladores usados para teste, usou-se a ferramenta “SISO Tool” do software Matlab. Os resultados que apresentaremos nesta seção buscam principalmente validar o modelo desenvolvido na seção anterior.

Como discutido na seção anterior, os resultados mostrados são válidos para o ponto de operação fixo, que é determinado pelo índice de modulação e pela amplitude da corrente que passa pelo conversor. A correção de ganhos necessária quando há variação da amplitude da corrente pode ser feita pela normalização proposta em [58]. Já o efeito da mudança no índice de modulação na estabilidade do sistema pode ser estudado pela verificação do lugar das raízes com a mudança do índice de modulação m .

Para obtenção dos resultados simulados considerou-se o sistema de Síntese Direta de Indutâncias descrito no capítulo anterior. A simulação foi realizada no software PSIM e seu diagrama de blocos está mostrado na Figura A.9.

O ponto de operação possui coordenadas $m = 1$ e $I_{rms} = 1$. Para isto, a indutância de referência escolhida é de $-0,2\text{H}$ a tensão V_{AB} é $183\text{V}_{rms} - 60\text{Hz}$ e a tensão V_{cc} correspondente ao

índice de modulação unitário é de 202,5V, os quais são divididos entre as células de forma que as tensões individuais seguem a proporção (1:2:6) ou (22,5V: 45V: 135V). Para evitar distorções indesejadas devidas à ação do controle CC, a tensão da célula de menor tensão é aumentada em 50%, de forma que a tensão total no barramento CC foi de 213,75V (33,75V: 45V: 135V). Os demais parâmetros da rede e dos elementos de filtragem são os mesmos mostrados na tabela 1. Os parâmetros dos controladores usados, do tipo PI, estão mostrados na tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros do Sistema Implementado

	Ganho Proporcional	Ganho integral
Controlador do módulo de 135V	20,38	287
Controlador do módulo de 45V	9,18	164
Controlador do módulo de 33.75V	7,55	151

As Figuras A.10, A.11 e A.12 mostram resultados teóricos e simulados de variações em degrau nas tensões de referência para cada um dos módulos. Na parte superior das figuras estão os resultados teóricos de respostas a degraus de variação da tensão de referência, obtida a partir das funções de transferência utilizando-se o software MATLAB. Na parte inferior das figuras estão as respostas em degraus obtidas na simulação no PSIM, considerando o chaveamento e a estratégia de controle SDR. Pelas figuras, pode-se notar que, nos três casos, a simulação reproduziu bem o resultado obtido através das funções de transferência.

Para os três casos, o tempo de estabilização é satisfatório, da ordem de 0,15s. Houve sobretensões nas respostas obtidas da ordem de 30% do degrau, as quais são devidas aos controladores usados. Na prática, estas sobretensões podem não ser consideradas um problema, visto que na prática não devem ocorrer variações abruptas de referência. Caso seja necessário um desempenho melhor, outros controladores podem ser considerados.

A Figura A.13 mostra variações em degrau em seqüência nas referências de tensão nos três capacitores. De cima para baixo estão mostradas as tensões V_3 , V_2 e V_1 e seus respectivos valores de referência, V_3^* , V_2^* e V_1^* . Observa-se que existem distúrbios provocados na tensão em uma célula quando ocorrem variações na referência das células anteriores, o que indica que o desacoplamento realizado não é perfeito. Contudo, conforme mostrado na figura, houve um boa rejeição de distúrbios.

CONCLUSÃO

Os resultados obtidos até o momento são satisfatórios, no entanto, conforme mencionado anteriormente, o estudo mostrado não está completo. É necessário estudar alguns tópicos como:

1 - Garantir a estabilidade para diferentes índices de modulação. Para isto, sugere-se duas alternativas:

A - Projetar o controlador para um dado índice de modulação e verificar a estabilidade quando ocorrem variações do índice de modulação;

B - Usar um controle adaptativo para corrigir a matriz M^{-1} quando houver variação do índice de modulação.

2 – A parte não oscilatória de δ_3 , $\bar{\delta}_3$, que é usado para fazer com que o sistema esteja próximo de um ponto de equilíbrio, não é constante. Seu valor depende da parte real da expressão (5.23), a qual depende da indutância de referência, L_{neg} . Sugere-se verificar a viabilidade de obter o valor de $\bar{\delta}_3$ a partir do cálculo da expressão (A. 10).

$$\bar{\delta}_3 = \text{Re}\{Z_{SDR}(s)\} = \frac{[s \cdot L_{neg} \cdot k_g \cdot p_1 \cdot p_2 + (Z_{Lf} + k_{ilf} + k_{it})(s + p_1)(s + p_2)] \cdot (1 + sR_{Cf}C_f)}{[sC_f(Z_{Lf} + Z_{Cf} + k_{ilf}) - k_{vCf}](s + p_1)(s + p_2)} \quad (\text{A. 10})$$

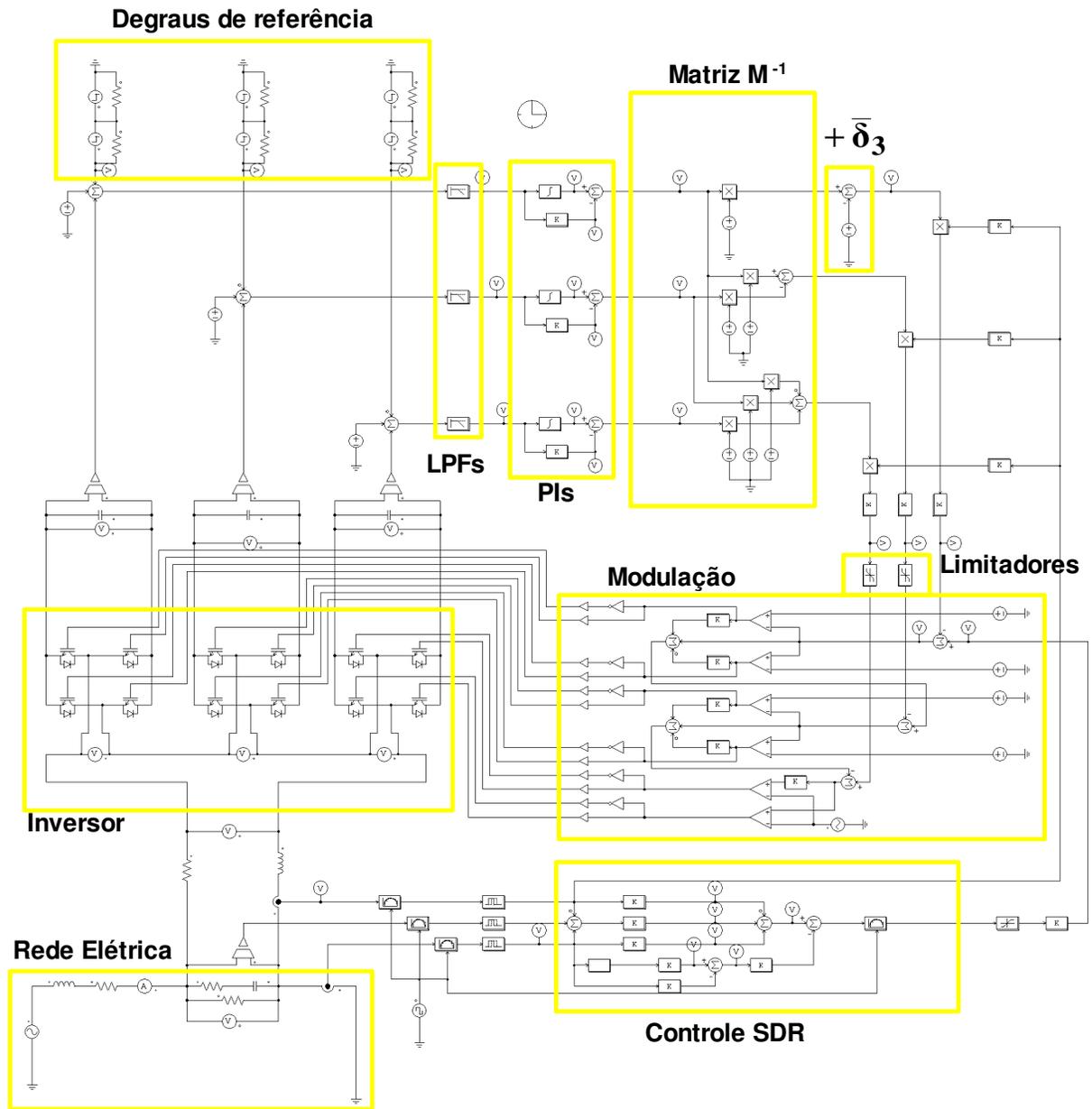


Figura A.9– Diagrama de blocos da simulação do software PSIM.

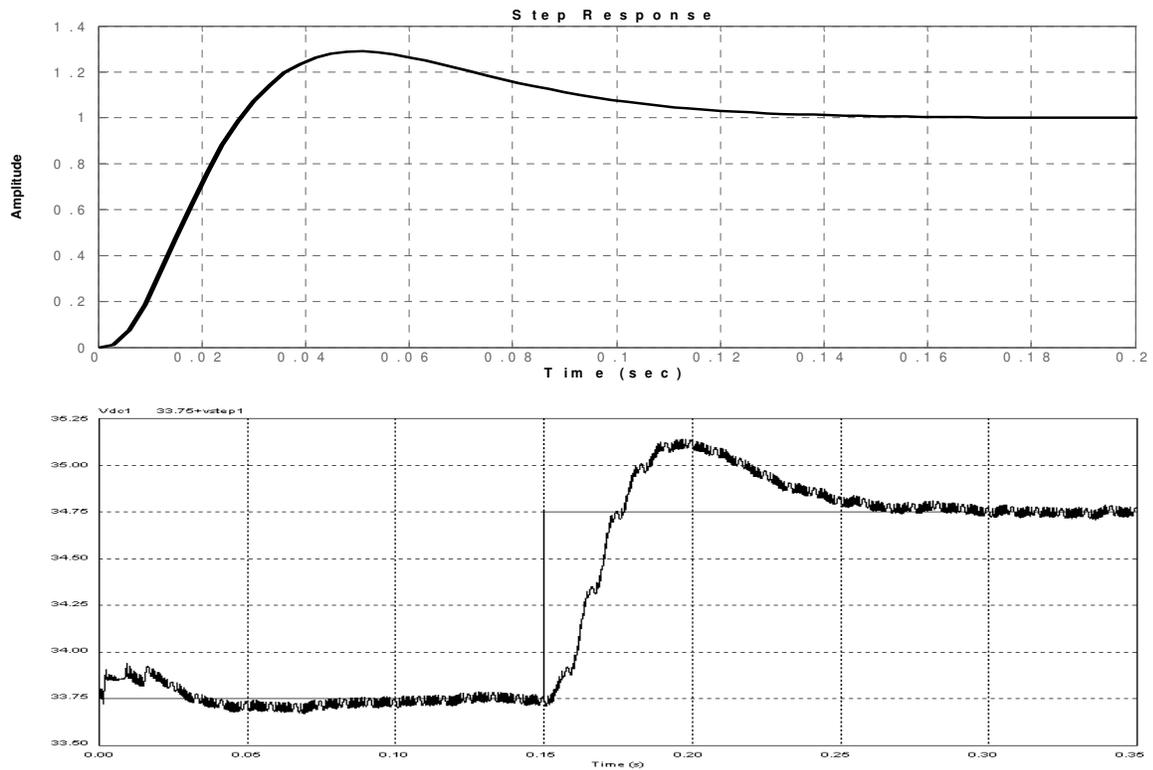


Figura A.10- Resposta ao degrau para o módulo de menor tensão. Parte superior: Resultado obtido a partir da função de transferência. Parte inferior: Resultado obtido através de simulação.

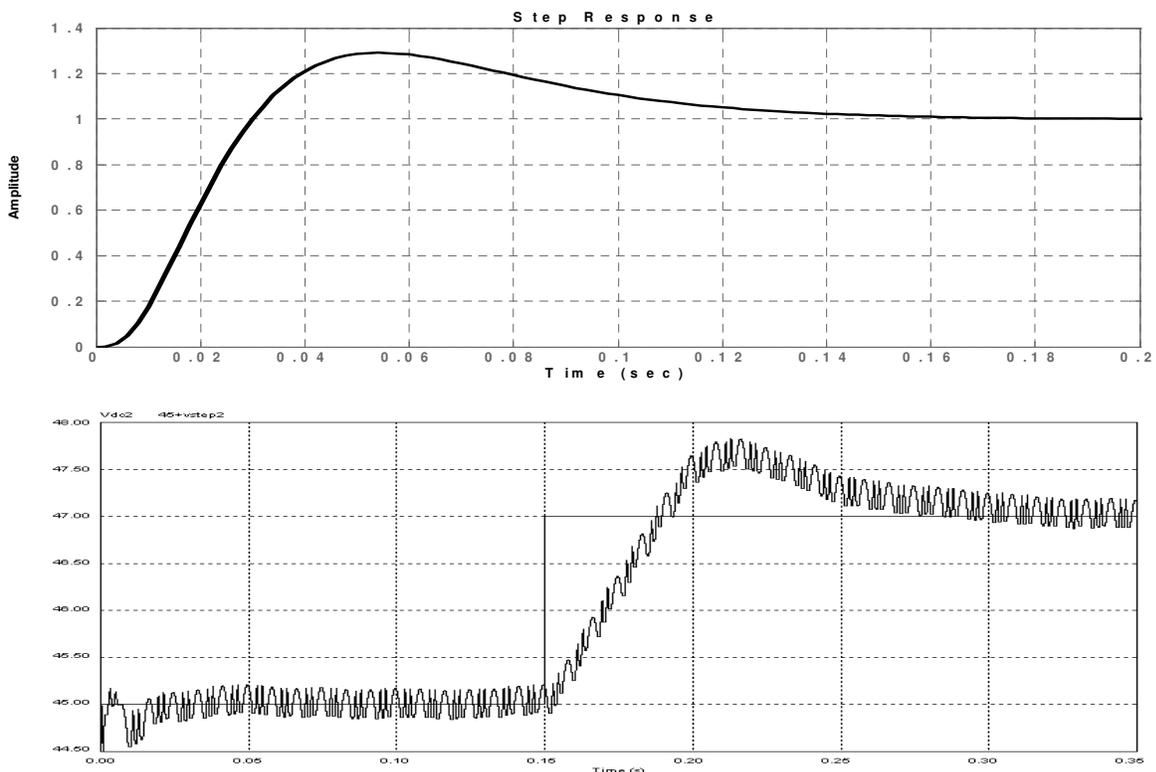


Figura A.11- Resposta ao degrau para o módulo de média tensão. Parte superior: Resultado obtido a partir da função de transferência. Parte inferior: Resultado obtido através de simulação.

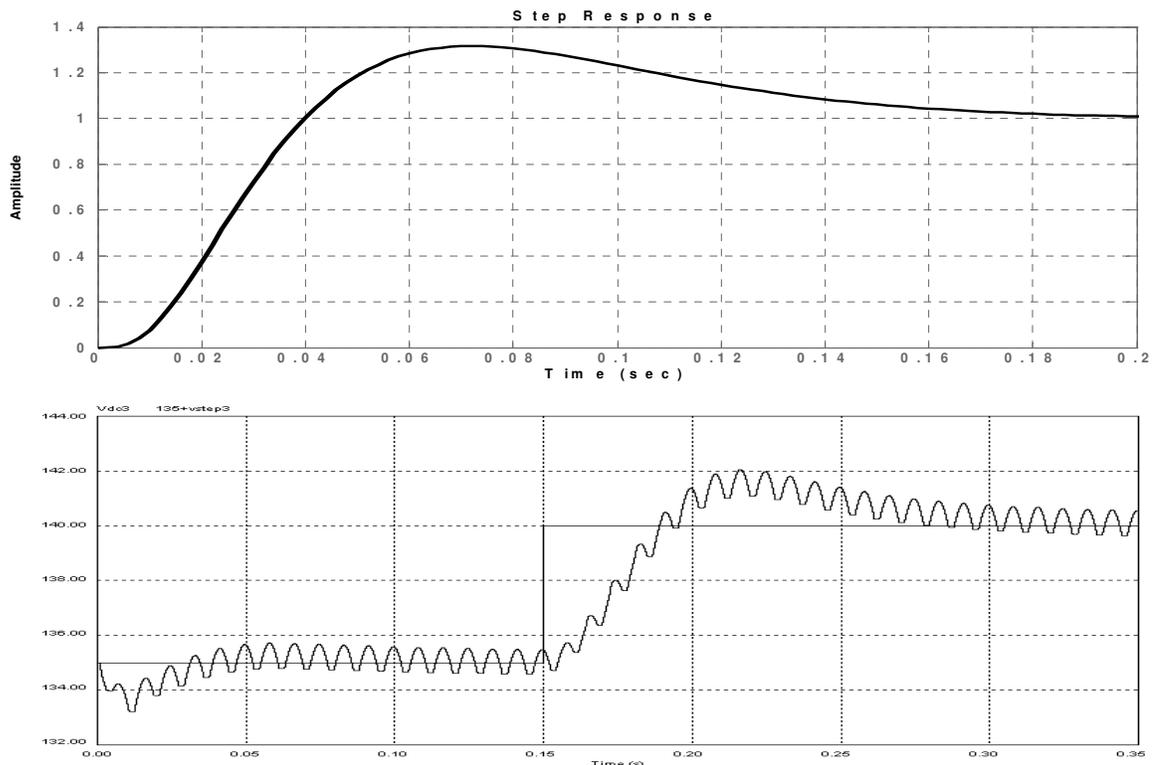


Figura A.12 - Resposta ao degrau para o módulo de maior tensão. Parte superior: Resultado obtido a partir da função de transferência. Parte inferior: Resultado obtido através de simulação.

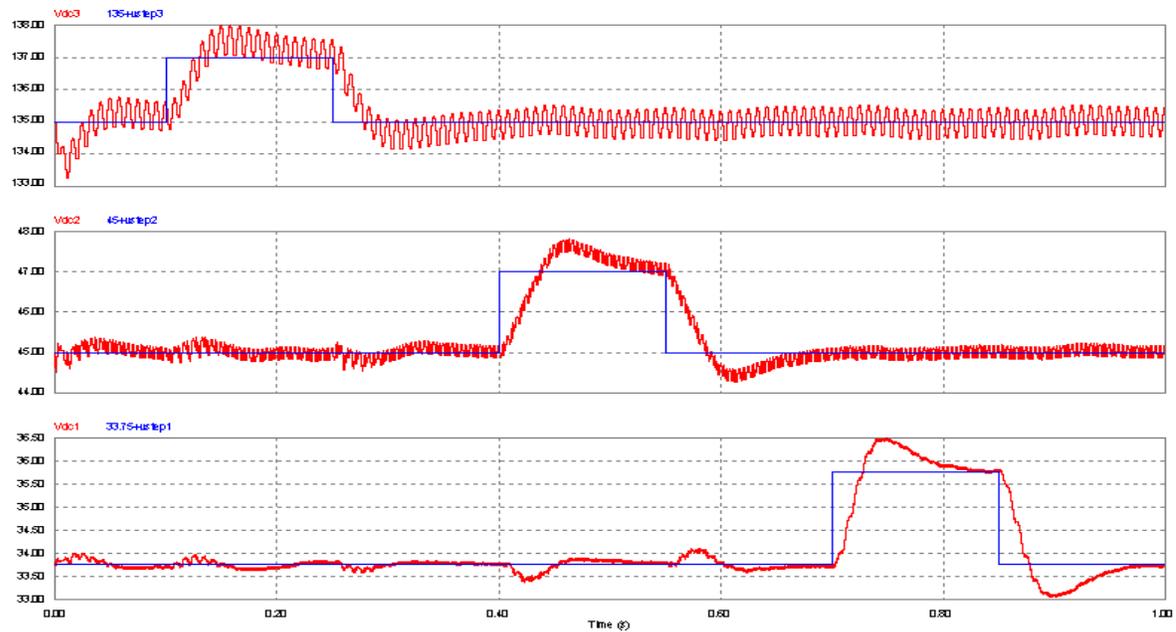


Figura A.13 - Resposta a degraus sucessivos nas referências nos três módulos.

Apêndice B

Transformação $abc \rightarrow dq0$

A matriz de transformação de variáveis no domínio abc para $dq0$ é:

$$\mathbf{T}_{abc \rightarrow dq0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}(\theta - 120^\circ) & -\text{sen}(\theta + 120^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

Sua inversa é:

$$\mathbf{T}_{abc \rightarrow dq0}^{-1} = \mathbf{T}_{dq0 \rightarrow abc} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\text{sen}(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - 120^\circ) & -\text{sen}(\theta - 120^\circ) & 1 \\ \cos(\theta + 120^\circ) & -\text{sen}(\theta + 120^\circ) & 1 \end{bmatrix}$$

Transformação de um conjunto trifásico de indutâncias no sistema abc para o sistema $dq0$

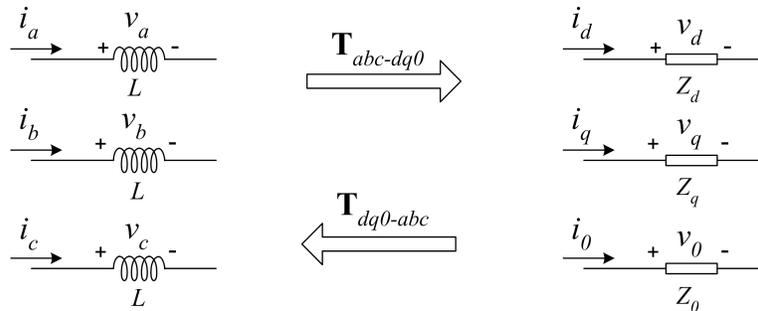


Figura B. 1 - Transformação de um conjunto trifásico de indutâncias no sistema abc para o sistema $dq0$.

A representação matricial do conjunto de indutores em abc é:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \end{bmatrix}$$

Aplicando-se a transformada em ambos os lados da equação temos:

$$\mathbf{T}_{abc \rightarrow dq0} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{abc \rightarrow dq0} \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \mathbf{T}_{dq0 \rightarrow abc} \cdot \mathbf{T}_{abc \rightarrow dq0} \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \end{bmatrix}$$

como

$$\mathbf{T}_{abc \rightarrow dq0} \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \mathbf{T}_{dq0 \rightarrow abc} = L \cdot \mathbf{T}_{abc \rightarrow dq0} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{T}_{dq0 \rightarrow abc} = L \cdot \mathbf{T}_{abc \rightarrow dq0} \cdot \mathbf{T}_{dq0 \rightarrow abc} = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix}$$

temos:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \cdot \mathbf{T}_{abc \rightarrow dq0} \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta)\dot{i}_a + \cos(\theta - 120^\circ)\dot{i}_b + \cos(\theta + 120^\circ)\dot{i}_c \\ -\text{sen}(\theta)\dot{i}_a - \text{sen}(\theta - 120^\circ)\dot{i}_b - \text{sen}(\theta + 120^\circ)\dot{i}_c \\ \frac{1}{2}\dot{i}_a + \frac{1}{2}\dot{i}_b + \frac{1}{2}\dot{i}_c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta)i_a + \cos(\theta - 120^\circ)i_b + \cos(\theta + 120^\circ)i_c \\ -\text{sen}(\theta)i_a \dot{\theta} - \text{sen}(\theta - 120^\circ)i_b \dot{\theta} - \text{sen}(\theta + 120^\circ)i_c \dot{\theta} \\ + \text{sen}(\theta)i_a \dot{\theta} + \text{sen}(\theta - 120^\circ)i_b \dot{\theta} + \text{sen}(\theta + 120^\circ)i_c \dot{\theta} \\ -\text{sen}(\theta)i_a - \text{sen}(\theta - 120^\circ)i_b - \text{sen}(\theta + 120^\circ)i_c \\ -\cos(\theta)i_a \dot{\theta} - \cos(\theta - 120^\circ)i_b \dot{\theta} - \cos(\theta + 120^\circ)i_c \dot{\theta} \\ + \cos(\theta)i_a \dot{\theta} + \cos(\theta - 120^\circ)i_b \dot{\theta} + \cos(\theta + 120^\circ)i_c \dot{\theta} \\ \frac{1}{2}i_a + \frac{1}{2}i_b + \frac{1}{2}i_c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{d}{dt}[\cos(\theta)i_a + \cos(\theta - 120^\circ)i_b + \cos(\theta + 120^\circ)i_c] + \\ \dot{\theta}[\text{sen}(\theta)i_a + \text{sen}(\theta - 120^\circ)i_b + \text{sen}(\theta + 120^\circ)i_c] \\ \frac{d}{dt}[-\text{sen}(\theta)i_a - \text{sen}(\theta - 120^\circ)i_b - \text{sen}(\theta + 120^\circ)i_c] \\ \dot{\theta}[\cos(\theta)i_a + \cos(\theta - 120^\circ)i_b + \cos(\theta + 120^\circ)i_c] \\ \frac{1}{2}i_a + \frac{1}{2}i_b + \frac{1}{2}i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d - i_q \dot{\theta} \\ i_q + i_d \dot{\theta} \\ i_o \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d - i_q \omega \\ i_q + i_d \omega \\ i_o \end{bmatrix}$$

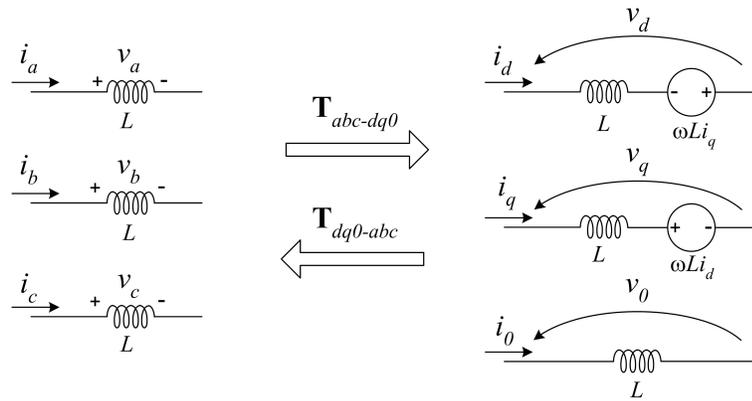


Figura B. 2 - Resultado da transformação dq0 sobre o conjunto trifásico de indutâncias

Transformação de um conjunto trifásico de capacitâncias no sistema abc para o sistema dq0

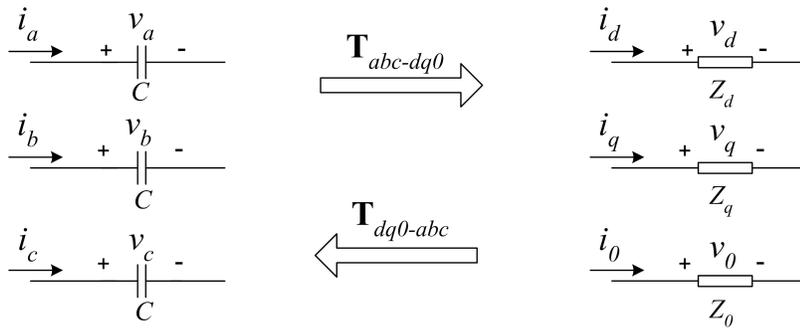


Figura 10.1 – Transformação de um conjunto trifásico de indutâncias no sistema abc para o sistema dq0.

A representação matricial do conjunto de indutores em abc é:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C & 0 & 0 \\ 0 & C & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{v}_a \\ \dot{v}_b \\ \dot{v}_c \end{bmatrix}$$

Aplicando-se a transformada em ambos os lados da equação temos:

$$\mathbf{T}_{abc \rightarrow dq0} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{abc \rightarrow dq0} \begin{bmatrix} C & 0 & 0 \\ 0 & C & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix} \mathbf{T}_{dq0 \rightarrow abc} \cdot \mathbf{T}_{abc \rightarrow dq0} \begin{bmatrix} \dot{v}_a \\ \dot{v}_b \\ \dot{v}_c \end{bmatrix}$$

temos:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C & 0 & 0 \\ 0 & C & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix} \cdot \mathbf{T}_{abc \rightarrow dq0} \begin{bmatrix} \dot{v}_a \\ \dot{v}_b \\ \dot{v}_c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} C & 0 & 0 \\ 0 & C & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta)\dot{v}_a + \cos(\theta - 120^\circ)\dot{v}_b + \cos(\theta + 120^\circ)\dot{v}_c \\ -\text{sen}(\theta)\dot{v}_a - \text{sen}(\theta - 120^\circ)\dot{v}_b - \text{sen}(\theta + 120^\circ)\dot{v}_c \\ \frac{1}{2}\dot{v}_a + \frac{1}{2}\dot{v}_b + \frac{1}{2}\dot{v}_c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C & 0 & 0 \\ 0 & C & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{v}_d - v_q \omega \\ \dot{v}_q + v_d \omega \\ i_0 \end{bmatrix}$$

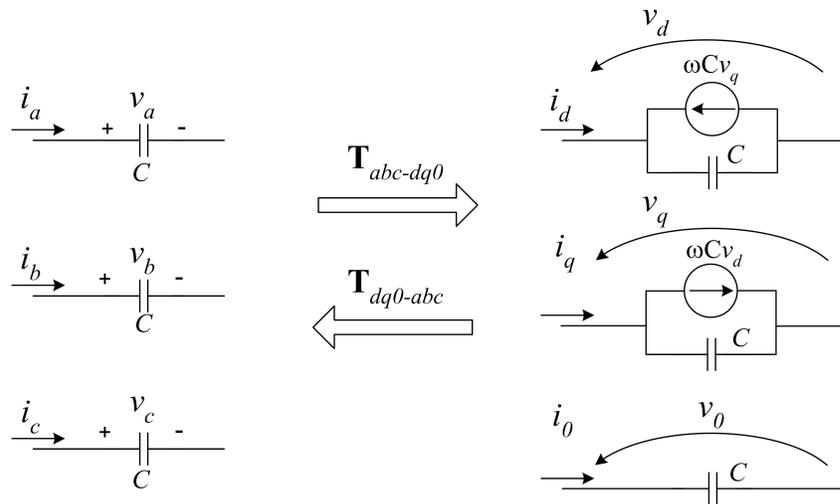


Figura B. 3 - Resultado da transformação dq0 sobre o conjunto trifásico de capacitâncias

Apêndice C

Realimentação das Variáveis de Estado

Considere o sistema controlável SISO (“Single Input Single Output”) dado por.

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u \\ y &= \mathbf{C}\mathbf{x}\end{aligned}\tag{C. 1}$$

A realimentação dos estados, ilustrada na Figura C. 1, consiste em fazer com que a entrada do sistema, u , seja dada pela soma de sinal de referência, r , com o resultado do produto de um vetor de ganhos pelos estados do sistema. Ou seja:

$$u = r - \mathbf{k}\mathbf{x} = r - [k_1 \quad k_2 \quad \cdots \quad k_n] \cdot [x_1 \quad x_2 \quad \cdots \quad x_n]^T\tag{C. 2}$$

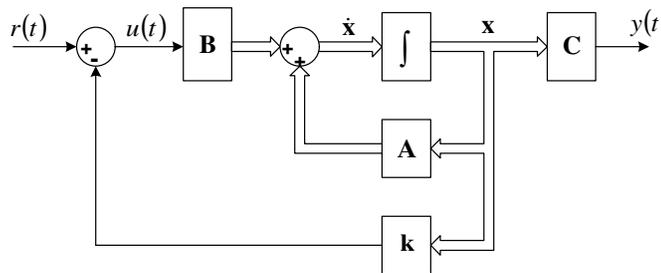


Figura C. 1 - Realimentação dos estados

Substituindo (C. 2) em (C. 1) encontra-se uma nova representação das equações em espaço de estados para este novo sistema realimentado, agora com entrada r .

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= (\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{k})\mathbf{x} + \mathbf{B}r \\ y &= \mathbf{C}\mathbf{x}\end{aligned}\tag{C. 3}$$

Note que a matriz que rege a dinâmica do sistema \mathbf{A} foi alterada ($\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{k}$) de forma que seus autovalores podem ser realocados convenientemente para alterar a dinâmica do sistema. Isto pode ser melhor entendido escrevendo-se as equações na forma canônica controlável

$$\dot{\bar{x}} = \bar{\mathbf{A}}\bar{x} + \bar{\mathbf{B}}u = \begin{bmatrix} -\alpha_1 & -\alpha_2 & \cdots & -\alpha_{n-1} & -\alpha_n \\ 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 \end{bmatrix} \bar{x} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (\text{C. 4})$$

$$y = \bar{\mathbf{C}}\bar{x} = [\beta_1 \quad \beta_2 \quad \cdots \quad \beta_n] \bar{x}$$

obtida a partir da transformação de similaridade dada por:

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{A}} &= \mathbf{P}\mathbf{A}\mathbf{P}^{-1} \\ \bar{\mathbf{B}} &= \mathbf{P}\mathbf{B} \\ \bar{\mathbf{C}} &= \mathbf{C}\mathbf{P}^{-1} \\ \bar{x} &= \mathbf{P}x \end{aligned} \quad (\text{C. 5})$$

A matriz de transformação, \mathbf{P} , é dada por:

$$\mathbf{P} = [\mathbf{B} \quad \mathbf{A}\mathbf{B} \quad \cdots \quad \mathbf{A}^{n-1}\mathbf{B}] \cdot \begin{bmatrix} 1 & \alpha_1 & \alpha_2 & \alpha_3 \\ 0 & 1 & \alpha_1 & \alpha_2 \\ 0 & 0 & 1 & \alpha_1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{C. 6})$$

e os coeficientes α_n e β_n obtidos a partir da função de transferência

$$G(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} = \frac{\beta_1 s^{n-1} + \beta_2 s^{n-2} + \cdots + \beta_n s^0}{s^n + \alpha_1 s^{n-1} + \cdots + \alpha_n s^0} \quad (\text{C. 7})$$

Nesta nova representação a realimentação de estados através do vetor de ganhos $\bar{\mathbf{k}}$ dada por

$$\bar{\mathbf{k}} = \mathbf{P}\mathbf{k} = [\bar{k}_1 \quad \bar{k}_2 \quad \cdots \quad \bar{k}_n] \quad (\text{C. 8})$$

permite que a forma canônica controlável seja alterada para

$$\dot{\bar{x}} = (\bar{\mathbf{A}} - \bar{\mathbf{B}}\bar{\mathbf{k}})\bar{x} + \bar{\mathbf{B}}r = \begin{bmatrix} -\alpha_1 - \bar{k}_1 & -\alpha_2 - \bar{k}_2 & \cdots & -\alpha_{n-1} - \bar{k}_{n-1} & -\alpha_n - \bar{k}_n \\ 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 & 0 \end{bmatrix} \bar{x} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} r \quad (\text{C. 9})$$

a qual possui um nova função de transferência dada por:

$$G(s) = \frac{\beta_1 s^{n-1} + \beta_2 s^{n-2} + \dots + \beta_n s^0}{s^n + (\alpha_1 + k_1) s^{n-1} + \dots + (\alpha_n + k_n) s^0} = \frac{\beta_1 s^{n-1} + \beta_2 s^{n-2} + \dots + \beta_n s^0}{s^n + \bar{\alpha}_1 s^{n-1} + \dots + \bar{\alpha}_n s^0} \quad (C. 10)$$

Note que os zeros da função de transferência não são afetados pela realimentação de estados e que é possível, através da realimentação, escolher quaisquer valores reais para coeficientes do novo polinômio característico desejado. Pode-se, portanto, alocar novos autovalores arbitrariamente de forma que qualquer condição inicial diferente de zero decaia rapidamente. Para isto, basta escolher os novos autovalores com parte real suficientemente negativa para que o tempo de estabilização seja rápido e interna à região delimitada pelo ângulo máximo θ , mostrado na Figura C. 2, para evitar respostas oscilatórias.

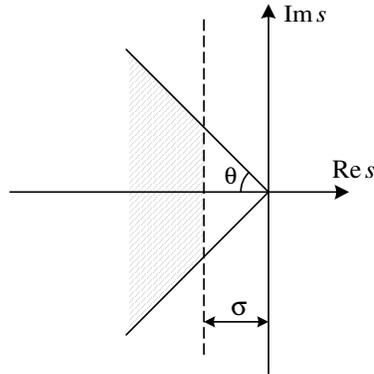


Figura C. 2 - Localização ideal para os autovalores

É claro que, dependendo da planta e dos novos autovalores escolhidos, a alocação pode exigir ganhos muito elevados que não podem ser realizados em sistemas práticos devido a limitações de potência, amplitude e velocidade da variação entrada, $u(t)$. Em função disto a escolha dos autovalores quase nunca estará vinculada apenas a critérios de desempenho, mas também de custo para a realização.

Além da alocação adequada dos pólos, a realização da realimentação dos estados para fins de controle depende ainda de um ajuste do ganho em regime permanente. Considerando que a não tenha zeros em $s = 0$, isto deve ser feito com a introdução de um ganho, k_g , conforme mostrado na Figura C. 3. Imaginando que a entrada de referencia $y^*(t)$ seja um degrau, a saída do sistema $y(t)$ converge assintoticamente para a entrada se:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \frac{y(t)}{y^*(t)} = 1 \Leftrightarrow \lim_{s \rightarrow 0} \frac{Y(s)}{Y^*(s)} = 1 \quad (C. 11)$$

De forma que o ganho, k_g , deve ser tal que:

$$\frac{Y(0)}{Y^*(0)} = k_g G(0) = 1 \quad (\text{C. 12})$$

pela equação (C. 10) o valor de k_g deve ser:

$$k_g = \frac{\bar{\alpha}_n}{\beta_n} \quad (\text{C. 13})$$

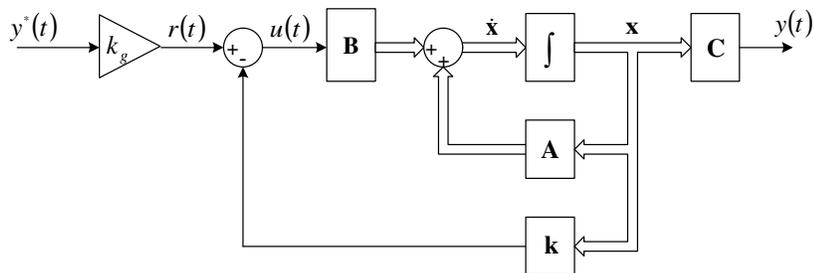


Figura C. 3 - Diagrama de blocos da Realimentação dos estados com ajuste de ganho

Apêndice D

Implementação do Sistema

INTRODUÇÃO

A seguir será descrita a implementação do sistema utilizado para a obtenção de resultados experimentais. Seu diagrama lógico está mostrado na Figura D. 1. O sistema é controlado por um DSP (TMS320F2812) que dispõe de um conjunto de periféricos específicos para aplicações de eletrônica de potência, alguns dos quais não disponíveis em outros DSPs no mercado, como 6 saídas PWM independentes. Todavia, a placa de desenvolvimento deste DSP, que contaria com conversor digital analógico e *buffers* para interface com portas de entrada e saída, ainda não foi disponibilizada no mercado. Por isto, estas facilidades tiveram que ser planejadas e implementadas, pois foi usado um *kit* de avaliação do DSP (eZdsp F2812).

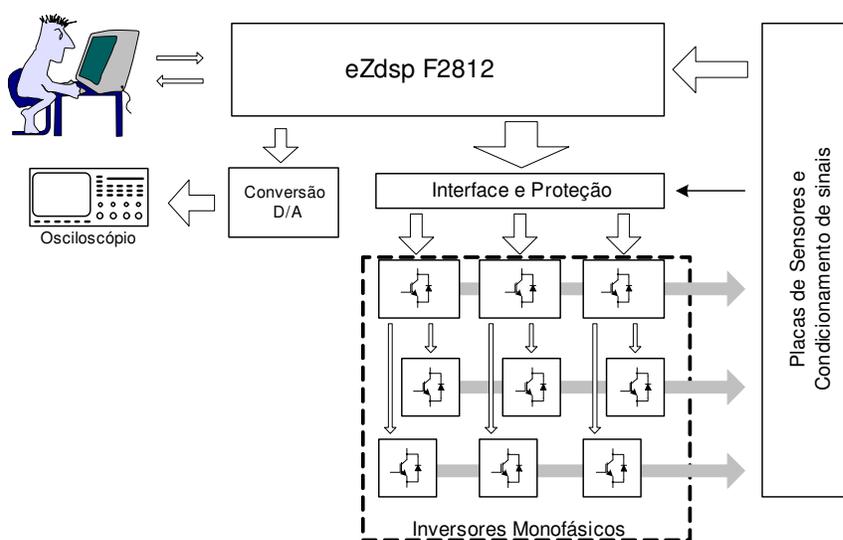


Figura D. 1– Diagrama de blocos do sistema implementado

Foram implementadas ainda duas placas de proteção e interface para os inversores, 9 inversores monofásicos e placas de condicionamento de sinais com capacidade para medição de 12 tensões e 4 correntes. A seguir estão descritos resumidamente as funções e os recursos destes sub sistemas.

INVERSORES MONOFÁSICOS

Os 9 inversores monofásicos foram construídos utilizando módulos de potência integrados (IRAMX16UP60A) sendo 3 principais e 6 auxiliares. O desenho esquemático da placa de cada um dos inversores principais está mostrado na Figura D. 2. Na Figura D. 3 está mostrado o desenho PCB (*Printed Circuit Board*) deste circuito. Na Figura D. 4 está mostrado o diagrama esquemático da placa de um dos inversores auxiliares enquanto que na Figura D. 5 está mostrado o respectivo PCB. A diferença entre estas duas placas é que a placa dos módulos principais possuem um *buffer* que repete os sinais recebidos da placa de interface e repassam parte destes sinais para os módulos secundários.

Existe isolamento elétrico entre os circuitos lógicos ligados aos módulos inversores e os demais circuitos ligados ao DSP. Para tanto, cada uma destas placas possui acopladores ópticos e fontes isoladas para alimentação dos circuitos lógicos internos aos módulos inversores e dos circuitos ligados diretamente a eles.

Como os módulos inversores (IRAMX16UP60A) são trifásicos, duas de suas seis chaves não serão usadas para operação normal do inversor multinível. No entanto, os circuitos implementados prevêem a utilização destas chaves em caso de falha de alguma das outras quatro. Neste caso, uma alteração da configuração da placa através de *jumpers* pode mudar o conjunto de chaves usadas, o que pode facilitar a sua manutenção ou reutilização como inversor trifásico de seis pulsos em projetos futuros do laboratório.

Os barramentos CC de todos os inversores monofásicos são isolados entre si, com capacitância de 2,82mF cada.

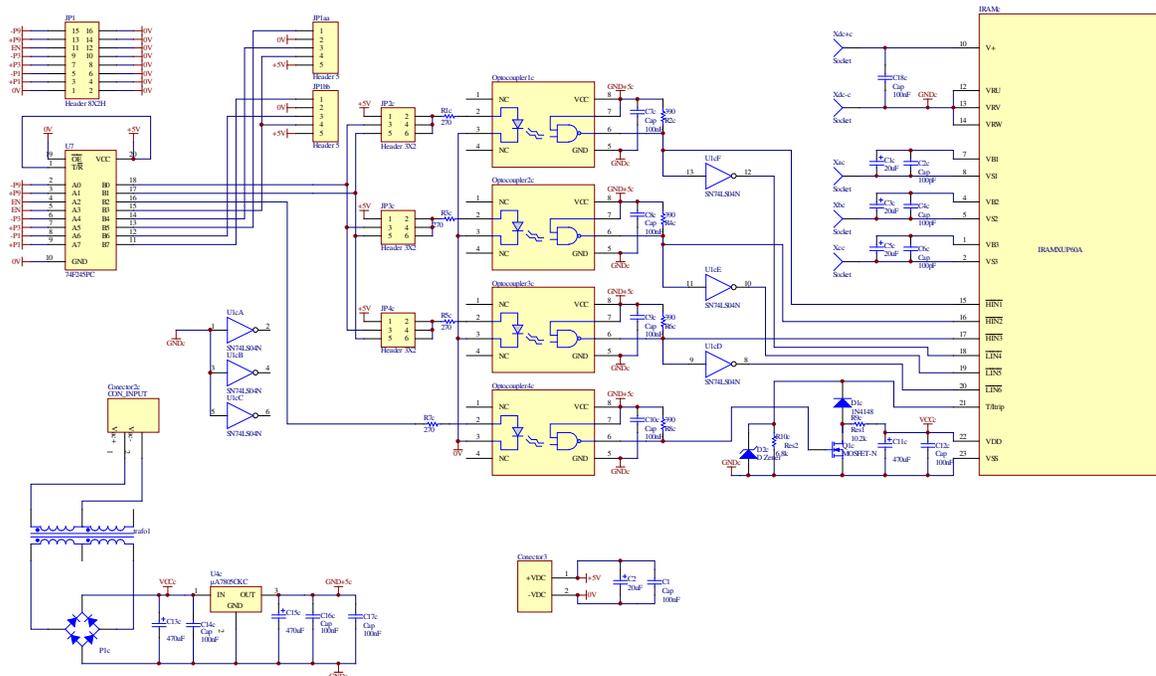


Figura D. 2 – Diagrama esquemáticos de cada um dos três inversores principais

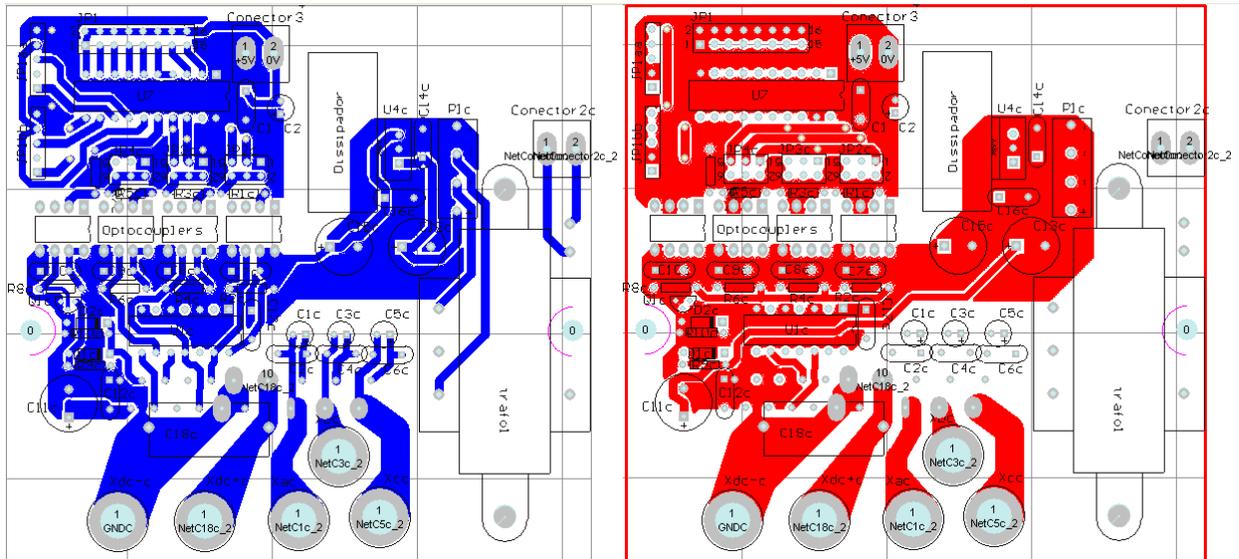


Figura D. 3 – Desenho da placa de cada um dos inversores principais

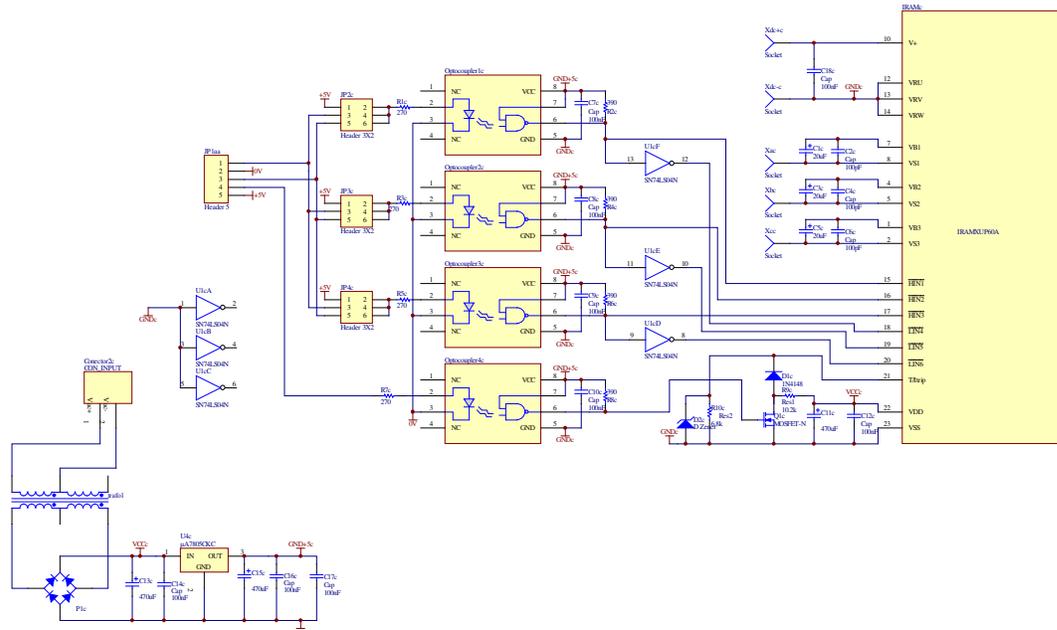


Figura D. 4 – Diagrama esquemático de cada um dos 6 inversores monofásicos secundários

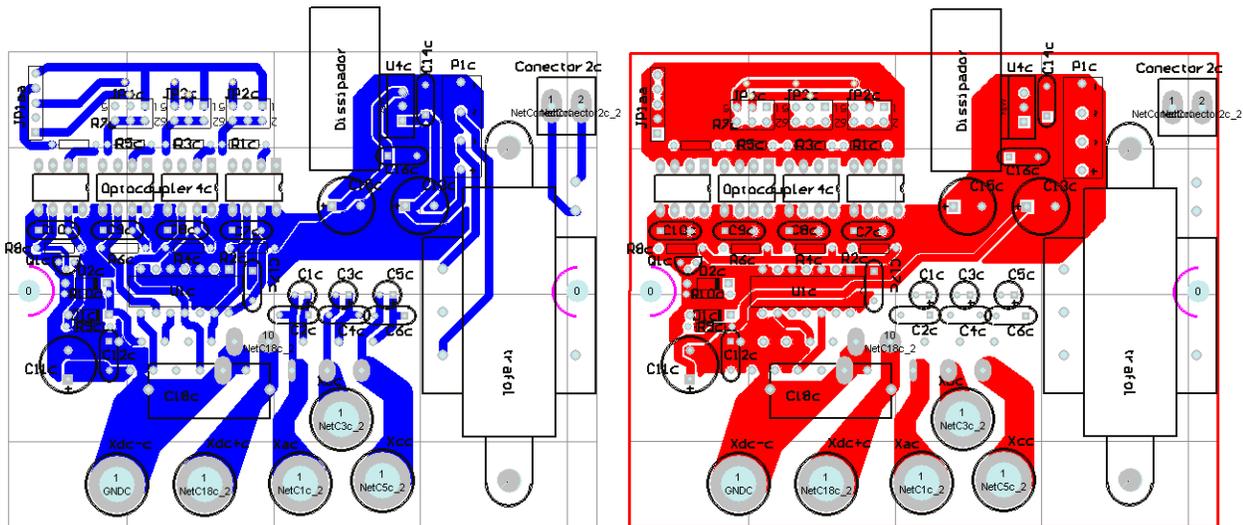


Figura D. 5 – Desenho da Placa dos outros 2 inversores de cada fase

PLACAS DE SENSORES E CONDICIONAMENTO DE SINAIS

Foram desenvolvidas quatro placas para condicionamento de sinais, três baseadas em sensores de efeito hall e uma com sensores diferenciais. A Figura D. 6 mostra parte do diagrama esquemático da placa de condicionamento para os sinais que utilizam sensores de efeito hall. O circuito mostrado corresponde a um dos 4 canais disponíveis em uma placa. Ele conta com

facilidades para utilização em diferentes plataformas de desenvolvimento como possibilidade do uso tanto de sensores de tensão quanto de corrente, ajuste de ganho, ajuste do nível de saturação para proteção do conversor AD e adição de nível CC no sinal condicionado opcional.

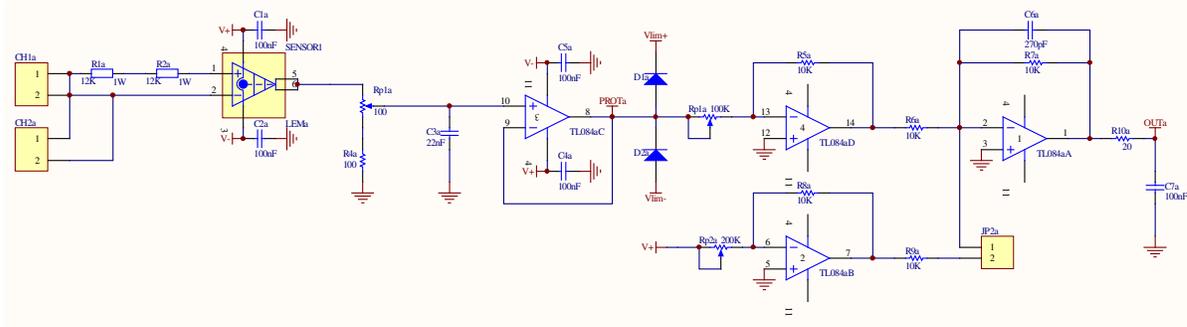


Figura D. 6 – Circuito de condicionamento usado para sensores de efeito hall

A Figura D. 7 mostra o circuito de proteção que é comum para os quatro circuitos de condicionamento disponíveis na placa. A proteção pode ser usada tanto para sinais em CC ou CA. Na mesma figura também está mostrado o circuito de limitação de tensão, diodos, para proteção da entrada do conversor DA.

O diagrama PCB de uma placa de sensores de efeito hall está mostrado na Figura D. 8. O desenho está fora de escala, sua dimensão real é 5x7 polegadas.

A Figura D. 9 mostra o diagrama esquemático de um dos seis sensores diferenciais montados. Assim como o circuito usado para os sensores de efeito hall, este circuito também conta com ajustes de ganho e adição de sinal CC opcional. O ajuste da limitação necessária para entrada do conversor AD é feita com o circuito da Figura D. 7– b.

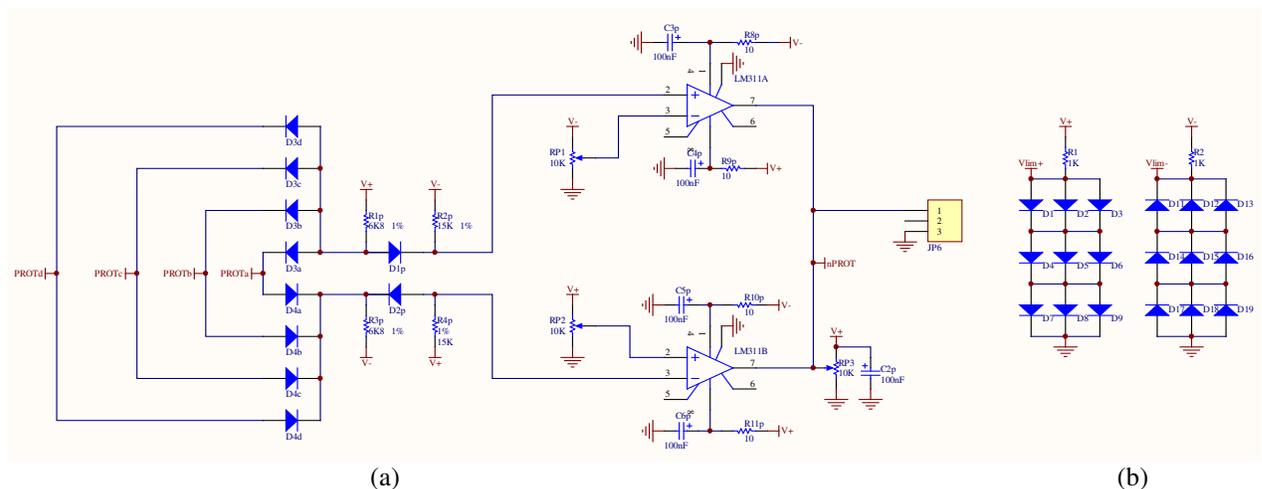


Figura D. 7 – (a) Circuito de proteção de sobretensão ou sobrecorrente. (b) Circuito para limitação de nível de tensão da entrada do AD.

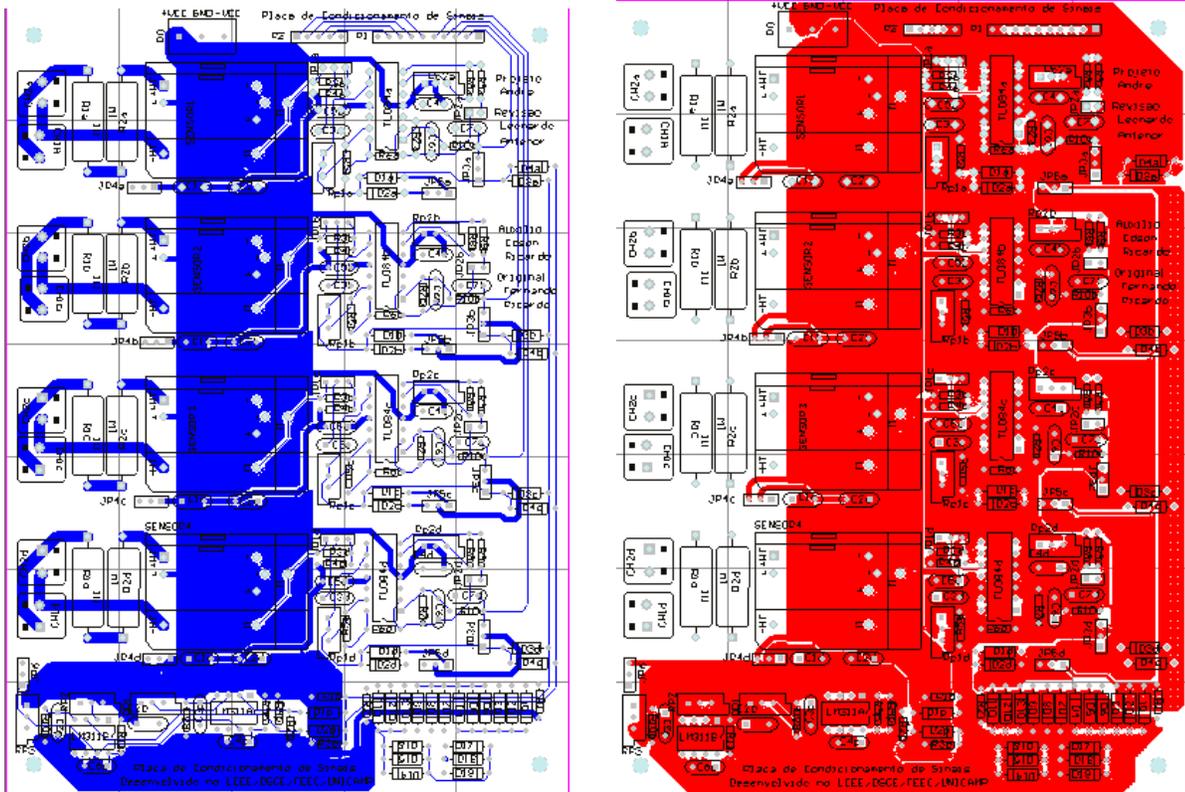


Figura D. 8 – Placa para sensores de efeito Hall de tensão e corrente e de condicionamento de sinais.

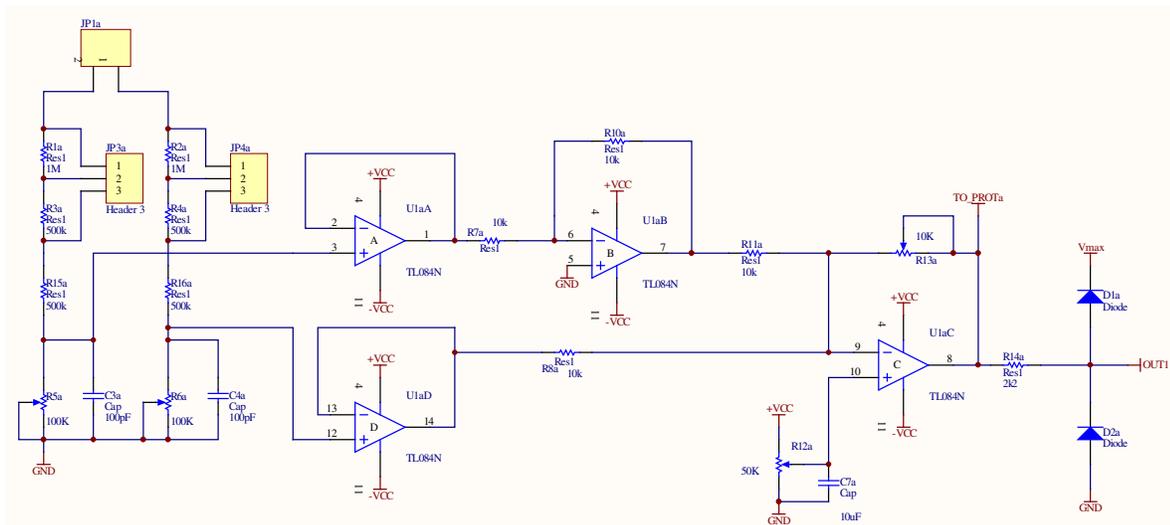


Figura D. 9 – Circuito para medição diferencial sem isolamento

Para o circuito de proteção, optou-se por realizar circuitos individuais de proteção de sobretensão ou sobrecorrente. Isto porque, desta maneira, pode-se ajustar os níveis de proteção independentemente dos demais canais de condicionamento na placa o que facilita a detecção de

possíveis erros de software e torna possível desabilitar a proteção de algum canal se necessário. O circuito de proteção de um dos seis canais da placa está mostrado na Figura D. 10 (a). O circuito atua em apenas um sentido, positivo, e é indicado para proteção de sinais CC. O ajuste de nível de limitação para proteção do AD é feita a partir de uma fonte de tensão controlada implementada com TL431 e mostra na Figura D. 10 (b).

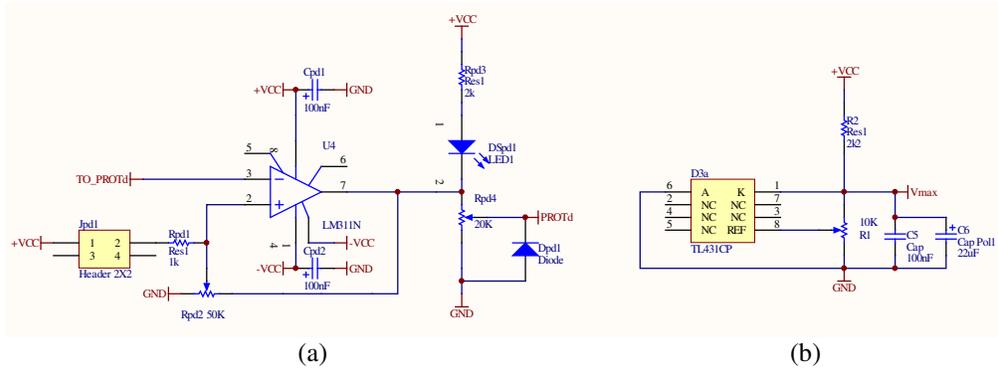


Figura D. 10 – Circuito de proteção de sobretensão ou sobrecorrente e de limitação de nível de tensão da entrada do AD.

O diagrama PCB de uma placa de sensores diferenciais está mostrado na Figura D. 11. O desenho está fora de escala, sua dimensão real também é de 5x7 polegadas.

A alimentação dos circuitos das placas é feita a partir de fontes lineares, Figura D. 12, cujo desenho PCB está mostrado na Figura D. 13. Devido à grande quantidade de circuitos nas placas de condicionamento de sinais, conversor D/A e interface, foi necessária a montagem de duas placas de alimentação com saídas de $\pm 15V$ e $\pm 5V$.

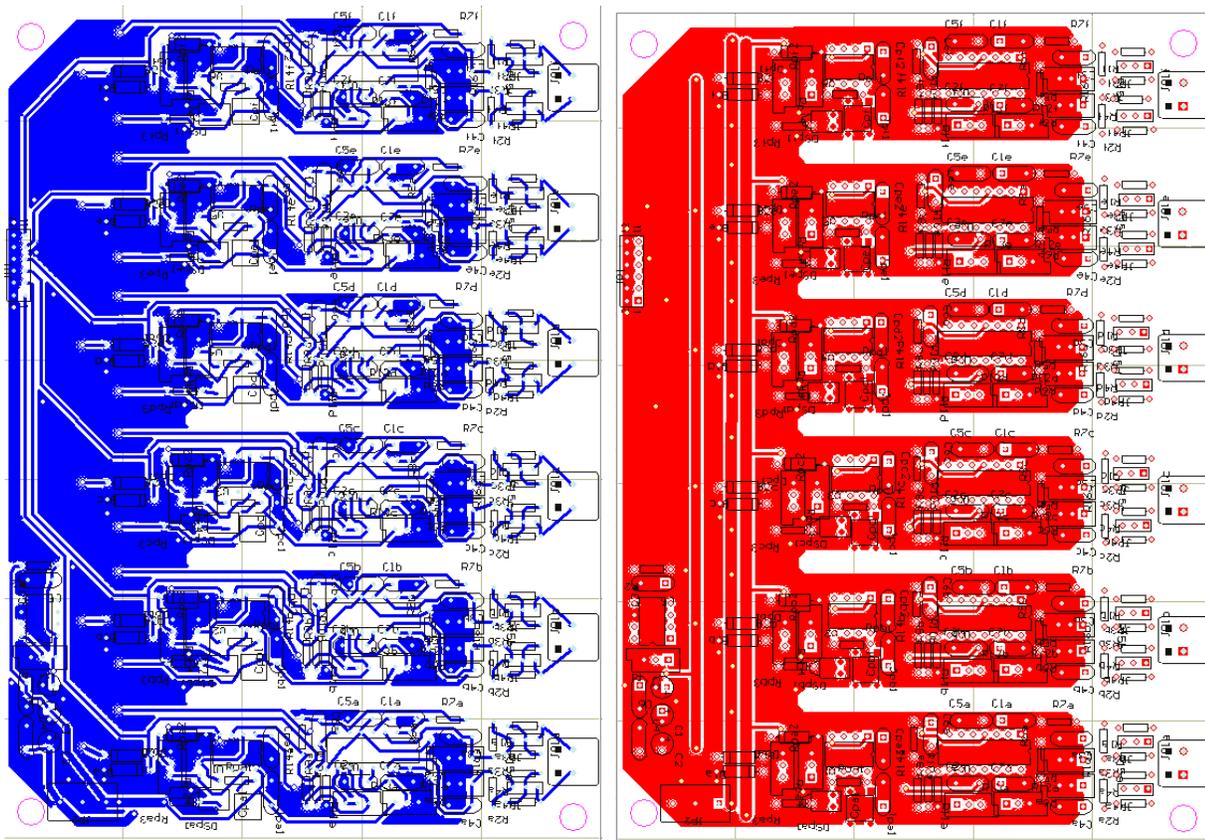


Figura D. 11 – Placa de sensores diferenciais de tensão e de condicionamento de sinais.

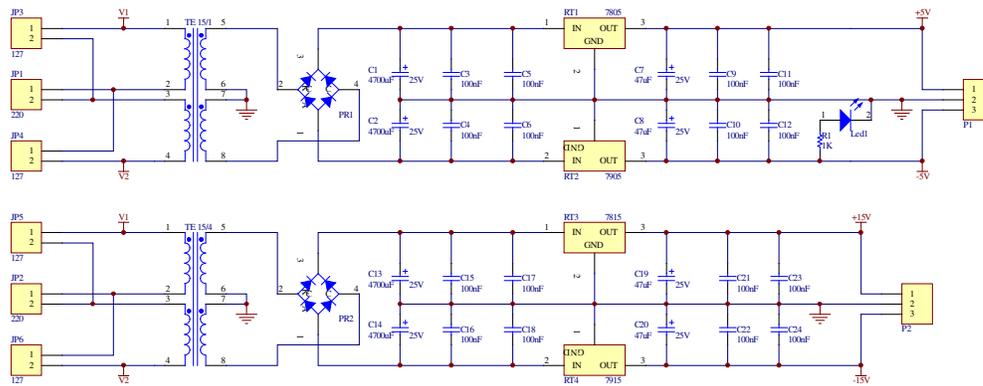


Figura D. 12 – Circuitos das fontes de alimentação lineares

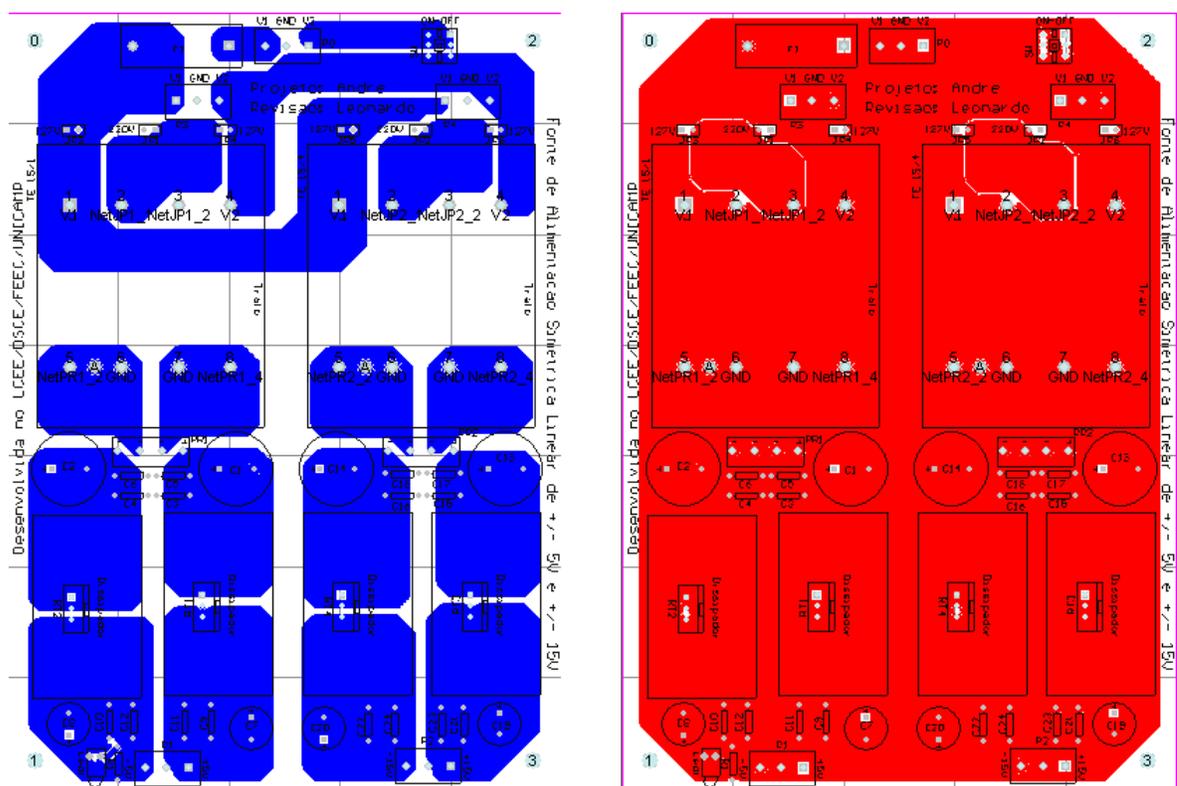


Figura D. 13 – Placas das fontes de tensão lineares para alimentação das placas de sensores, condicionamento, proteção e interface.

PLACAS DE PROTEÇÃO E INTERFACE COM INVERSOR

A placa de interface entre DSP e inversor multinível monofásico tem as seguintes funções:

Prover uma entrada de alta impedância para os sinais recebidos do DSP, evitando sobrecarga das portas de saída, e provendo interfaceamento entre lógica TTL 3,3V do DSP e 5 V dos circuitos externos usados;

Centralizar e condicionar os sinais de proteção recebidos das placas de condicionamento dos sinais, indicando a ocorrência, desligando os inversores e prover uma lógica de travamento para evitar religamento;

Decodificar os pulsos para os inversores a fim de verificar o funcionamento da modulação implementado no DSP;

Permitir que os inversores sejam ligados ou desligados sem que haja intervenção por software (*push buttons*).

Estas funções são realizadas de acordo com o circuito mostrado na Figura D. 14 – (a) (b) (c) e (d) respectivamente.

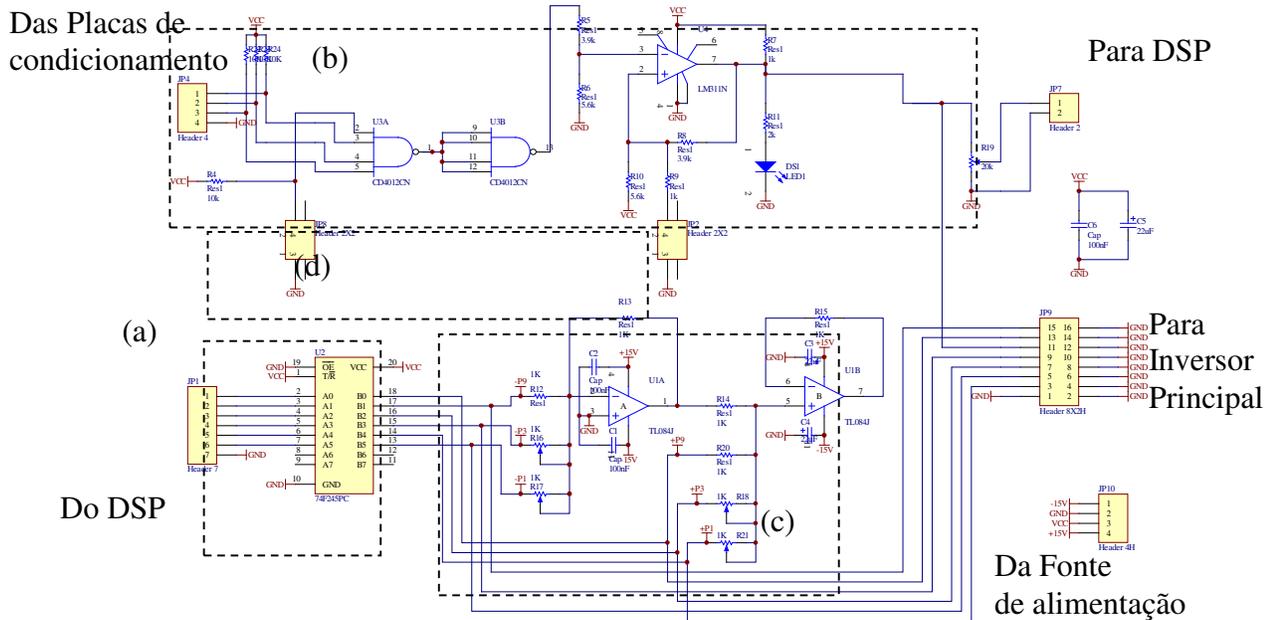


Figura D. 14 – Circuito da placa de proteção e interface com inversor monofásico

O desenho PCB desta placa está mostrada na Figura D. 15. A figura está fora de escala, a dimensão real da placa é 7x7cm.

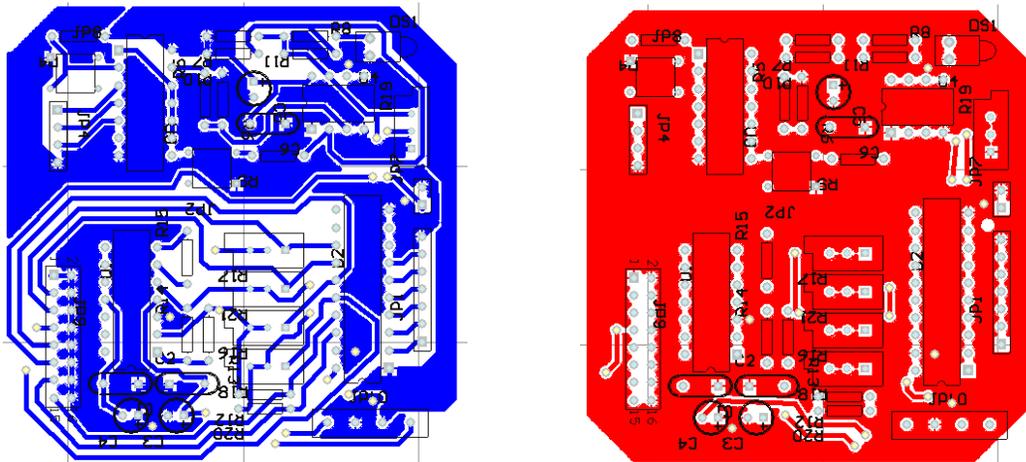


Figura D. 15 – Placa de proteção e teste de modulação para implementação monofásica.

A versão trifásica desta placa tem os mesmos circuitos e funções da interface da versão monofásica, exceto que o circuito de decodificação dos sinais do inversor foi excluído e o

número de entradas de sinais de pulsos das chaves e de entradas para sinais de proteção é maior. O circuito de interface para implementação trifásica está mostrado na Figura D. 16.

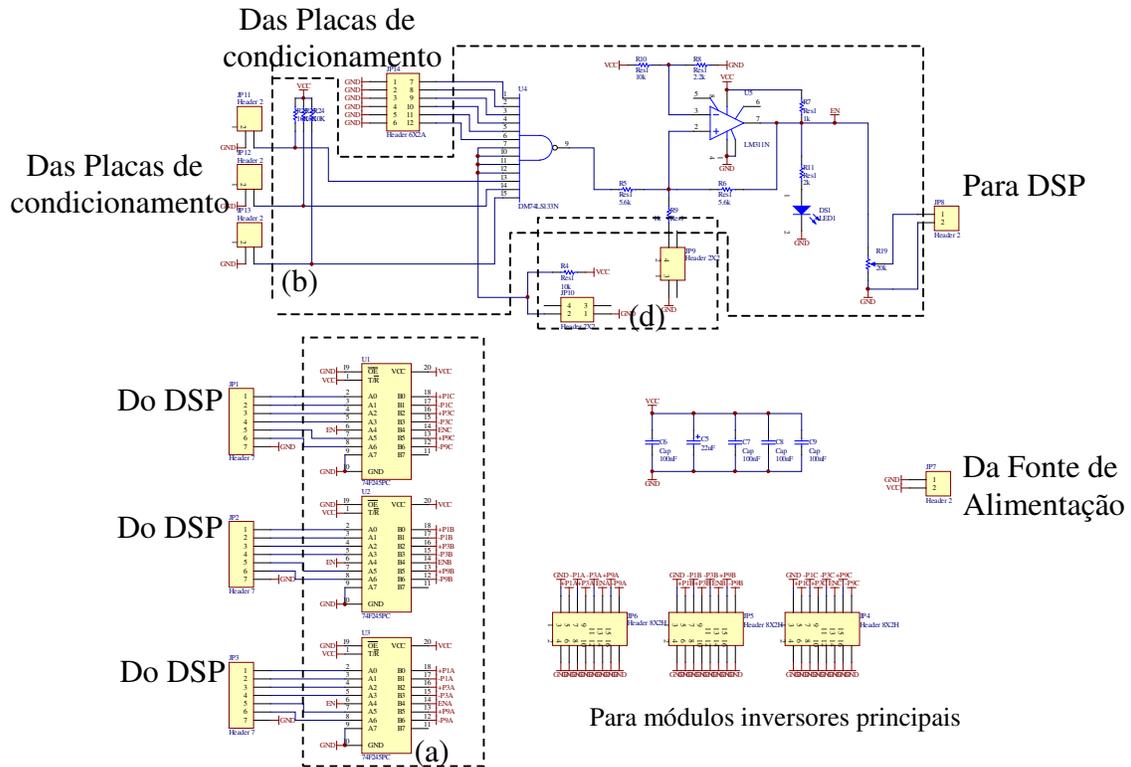


Figura D. 16 – Interface entre DSP e inversores para implementação trifásica

O desenho PCB desta placa está mostrada na Figura D. 17. A figura está fora de escala, a dimensão real da placa é 13x5cm.

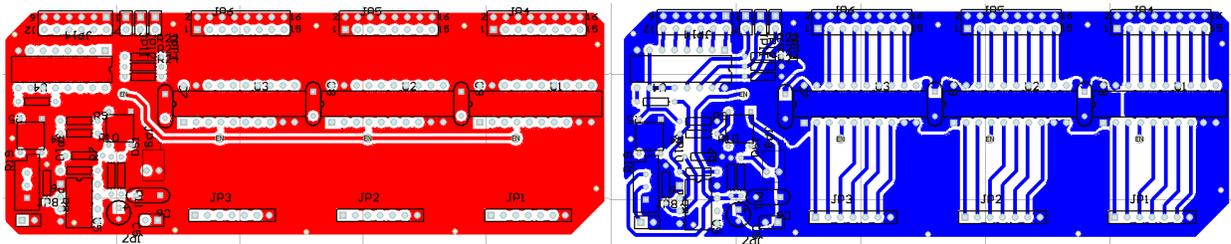


Figura D. 17 – Placa de proteção para implementação trifásica.

FOTOS

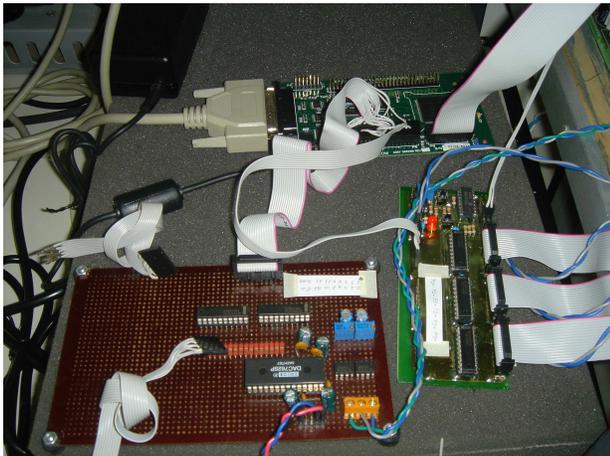


Figura D. 18 – Placas do DSP (acima), de interface com inversores (direita), e do conversor análogo/digital (esquerda)

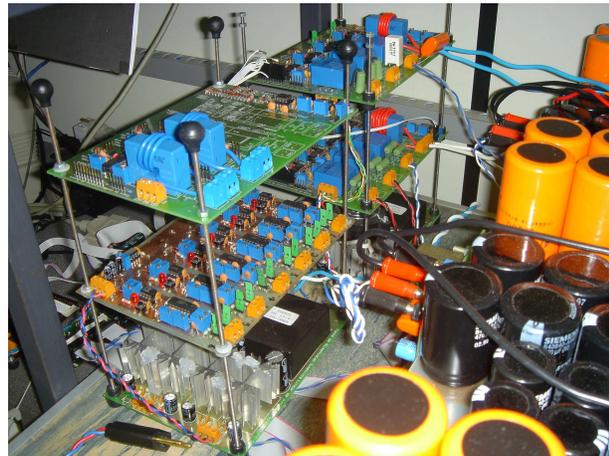


Figura D. 19 – Placas dos sensores de tensão, corrente e de fontes de alimentação para as mesmas.

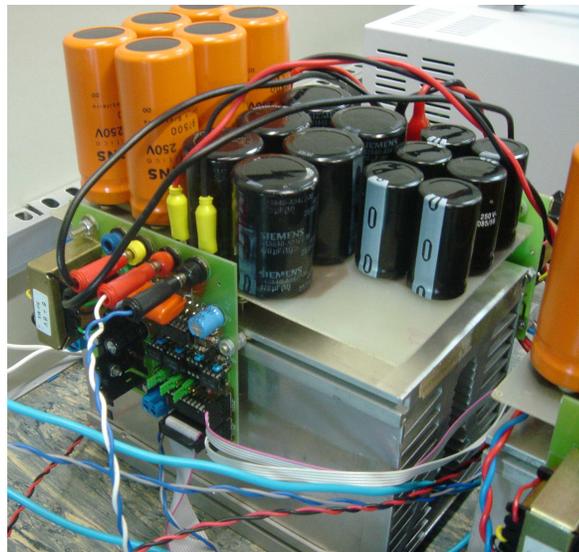


Figura D. 20 – Detalhe de uma das fases do inversor multinível em cascata.



Figura D. 21 – Inversor Multinível em Aascata trifásico com 3 células monofásicas por fase

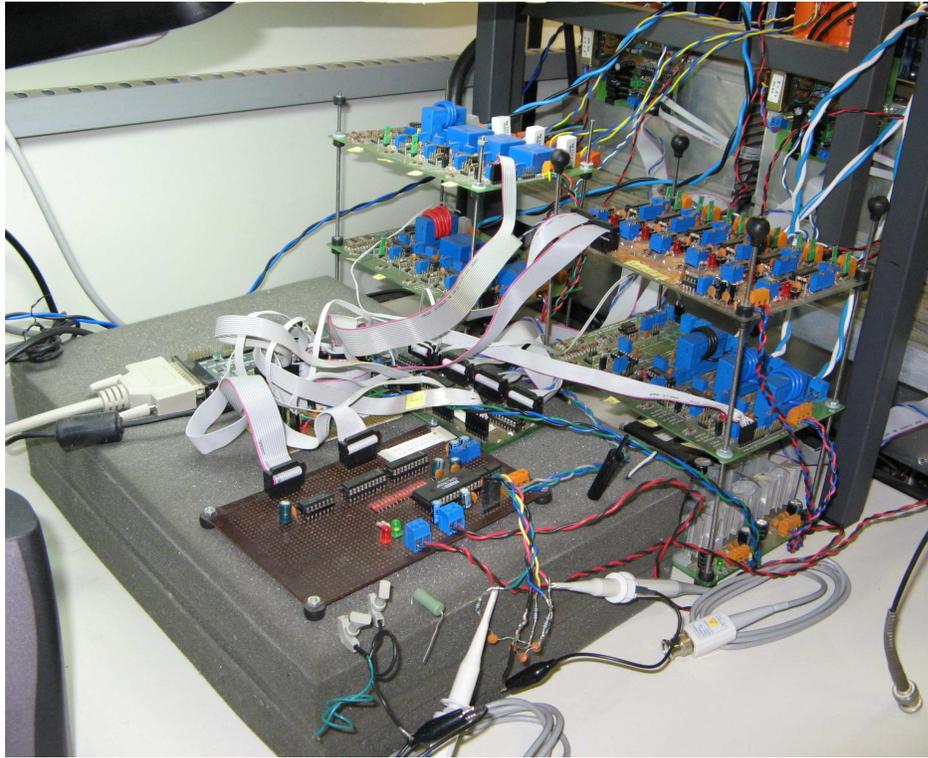


Figura D. 22 – Placas do DSP, de Interface, de proteção, Condicionamento de sinais, Fontes de Alimentação, Conversor Digital Analógico e conexões.

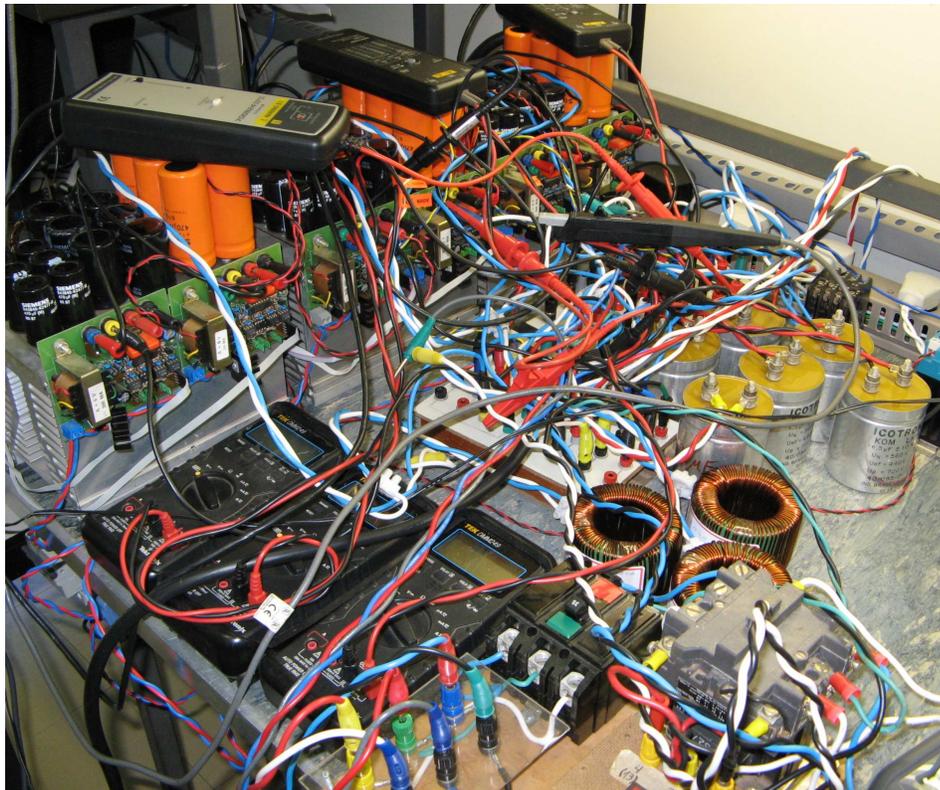


Figura D. 23 – Parte de Potência do SDR implementado. Conversor Multinível Trifásico e Filtros de saída.

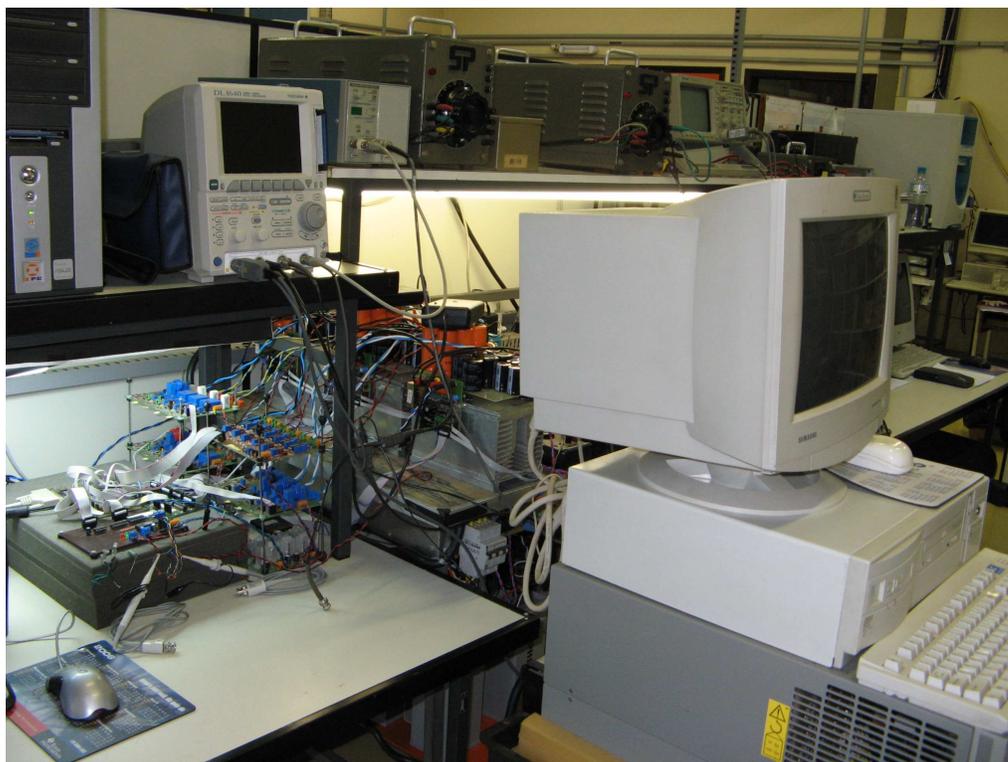


Figura D. 24 – Visão geral do sistema implementado

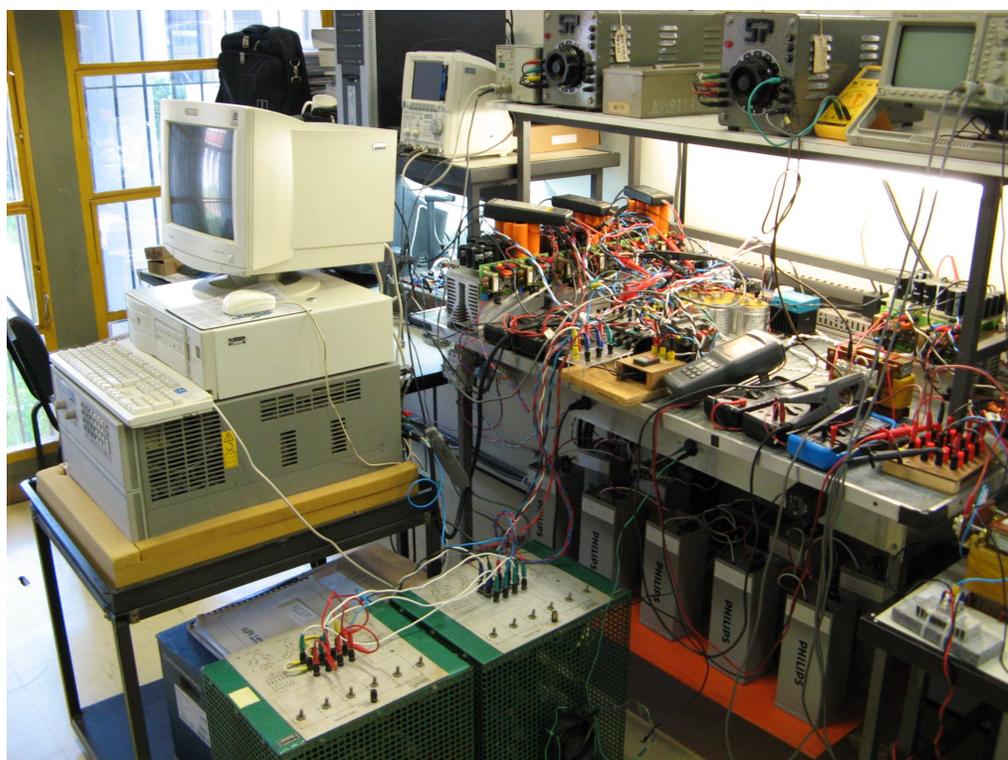


Figura D. 25 – Visão geral do sistema implementado

BIBLIOGRAFIA

- [1] - H. Funato and A. Kawamura: "Proposal of variable active-passive reactance," *international Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation and Automation, 1992, San Diego, Califórnia, USA. Vol. 1 (NºPE-10): 381-388.*
- [2] - H. Funato and A. Kawamura: "Analysis of variable active-passive reactance," *Power Conversion Conference, 1993. Yokohama 1993., Conference Record of the, 19-21 April 1993 Pages:647 – 652.*
- [3] - H. Funato and A. Kawamura: "Control of variable active-passive reactance (VAPAR) and negative inductance," *Power Electronics Specialists Conference, PESC '94 Record., 25th Annual IEEE , 20-25 June 1994, Pages:189 - 196 vol.1.*
- [4] - H. Funato and A. Kawamura: "Realization of negative inductance using variable active-passive reactance (VAPAR)," *IEEE Transactions on Power Electronics, volume: 12, Issue: 4 , July 1997, Pages:589 – 596.*
- [5] - H. Funato, A. Kawamura, T. Watanabe and K. Kamiyama: "Improvement of Reactance Compensator using Variable Active-Passive Reactance with Output Filter," *Proceedings of the Conference - Nagaoka 1997, Volume: 1 , 3-6 Aug. 1997, Pages: 355 - 360.*
- [6] – H. Funato, A. Kawamura, T. Watanabe and K. Kamiyama: "Analysis of power control using variable active-passive reactance (VAPAR)," *The 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1997. IECON 97. Volume 2, 9-14 Nov. 1997 Page(s): 850 - 855.*
- [7] - H. Funato and K. Kamiyama: "Fully digital controlled variable active-passive reactance (VAPAR)," *Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Volume 1, 14-18 March 1999, Page(s): 629 - 634.*
- [8] – T. Ishikawa, H. Funato, T. Ohtaki and K. Kamiyama: "Transmission power control using variable inductance with feedforward - and feedback-based power controllers," *Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS '99. Volume 1, 27-29 July 1999 Page(s):46 - 51.*
- [9] - H. Funato, K. Kamiyama, A. Kawamura: "A New Instantaneous Power Flow Control Method Using Variable Inductance Realized by Variable Active-Passive Reactance (VAPAR),"

Transactions of the Institute of Electrical Engineers of Japan, T.IEE Japan, Vol. 120-D, Nº 10, 2000.

[10] – H. Funato, K. Kamiyama and A. Kawamura: "Transient performance of power circuit including virtual inductance realized by fully digital controlled variable active-passive reactance (VAPAR)," *IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. Volume 3, 18-23 June 2000, Page(s): 1195 - 1200.*

[11] – H. Funato, T. Ishikawa and K. Kamiyama: "Transient response of three phase variable inductance realized by variable active-passive reactance (VAPAR)," *Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Volume 2, 4-8 March 2001, Page(s):1281 - 1286.*

[12] - H. Funato: "Instantaneous power of power circuit including three phase variable inductance," *The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2001. IECON 01. Volume 2, 29 Nov.-2 Dec. 2001, Page(s): 1084 - 1089.*

[13] – O. Dranga, H. Funato, S. Ogasawara and J. Hamar: "Investigating stability of power configuration including virtual negative inductance," *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. Volume 4, 2004 Page(s): 2703 - 2707.*

[14] - D. C. Hamill and M. Tavakoli Bina: "The bootstrap variable inductance and its applications in AC power systems," *Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Volume: 2 , 14-18 March 1999, Pages:896 - 902.*

[15] - D. C. Hamill and M. Tavakoli Bina: "The Bootstrap Variable Inductance: A New FACTS Control Element," *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. Volume: 2 , 27 June-1 July 1999, Pages:619 - 625.*

[16] - M. Tavakoli Bina and D. C. Hamill: "Transient Response and Stability of the Bootstrap Variable Inductance (BVI)," *IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001. Volume 2, 17-21 June 2001 Page(s):510 - 515.*

[17] - M.T. Bina and D. C. Hamill: "Harmonic analysis of the PWM series/parallel bootstrap variable inductance," *Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS '99. Volume 1, 27-29 July 1999 Page(s): 22 - 27.*

[18] - N.T. Bina and D.C. Hamill: "Average model of the bootstrap variable inductance (BVI)," *IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. Volume 2, 18-23 June 2000 Page(s):967 - 972.*

[19] - T. E. Núñez Zuñiga: "Síntese e Aplicações de Indutâncias Negativas," *Tese de Doutorado, FEEC, Universidade Estadual de Campinas - Unicamp, Brasil. Dezembro de 2002.*

[20] - T. E. Nuñez-Zuñiga e J. A. Pomilio: "Síntesis de Impedancias No Naturales y Aplicaciones en Sistemas eléctricos," *Anais do IX Congreso Internacional de Ingeniería Electrónica, Eléctrica y de Sistemas - INTERCON'99, Callao, Perú, Agosto de 2002.*

[21] - T. E. Nunez-Zuniga and J. A. Pomilio: "Techniques for Power Negative Inductance Synthesis and its Applications," *The 7th Brazilian Power Electronics Conference - COBEP 2003, Fortaleza - Brazil, September 21 to 24, 2003, pp. 536-541.*

-
- [22] - IEEE Subsynchronous resonance working group: "First benchmark model for computer simulation of subsynchronous resonance," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-96, No. 5, October 1977, pp. 1565-1572.
- [23] - IEEE Subsynchronous resonance working group: "Second benchmark model for computer simulation of subsynchronous resonance," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Vol. PAS-104, No. 5, May 1985, pp. 1057-1066.
- [24] - IEEE Committee Report by Subsynchronous Resonance Working Group of the System Dynamic Performance Subcommittee: "Reader's guide to subsynchronous resonance," *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 7, Issue 1, Feb. 1992, Page(s):150 - 157.
- [25] - Prabha Kundur: "Power System Stability and Control," Ed. McGraw-Hill, Inc. 1989, Inc, ISBN 0-07-035958-X.
- [26] - Chi-Tsong Chen, "Linear System Theory and Design," Oxford University Press, Inc. 3rd. ed. 1999.
- [27] - José C. Geromel e Alvaro G. B. Palhares, "Análise Linear de Sistemas Dinâmicos : Teoria, Ensaio Práticos e Exercícios" Editora Edgard Blucher Ltda, 2004, ISBN - 85-212-0335-7.
- [28] - Akagi H. KanazawaY and Nabae A: "Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits," *Proc. Of the Intern. Pow. Electric. Conf. (IPED.)* Tokyo, Japan, 1983.
- [29] - M. D. Manjrekar, P. K. Steimer and T. A. Lipo: "Hybrid Topology for Multilevel Power Conversions," U. S. Patent 6 005 788, 1999.
- [30] - M. D. Manjrekar and T. A. Lipo: "A hybrid multilevel inverter topology for drive applications," *Proceedings of the Thirteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998. APEC '98. Volume 2, 15-19 Feb. 1998 Pg.: 523 - 529 vol.2*
- [31] - M. D. Manjrekar and T. A. Lipo: "A generalized structure of multilevel power converter," *Proceedings of the International Conference on Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1998. Volume 1, 1-3 Dec. 1998, Page(s): 62 - 67.*
- [32] - M. D. Manjrekar, P. K. Steimer and T. A. Lipo: "Hybrid Multilevel Power Conversion System: A Competitive Solution for High-Power Applications," *IEEE Transactions on Industry Applications, Volume: 36, Issue: 3, May-June 2000, pp. 834-841.*
- [33] - B. P. McGrath, D. G. Holmes, M. Manjrekar and T. A. Lipo: "An Improved Modulation Strategy for a Hybrid Multilevel Inverter," *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE , Volume: 4 , 8-12 Oct. 2000, pp. 2086-2093.*
- [34] - R. Lund, M. D. Manjrekar, P. K. Steimer and T. Lipo: "Control strategy for a hybrid seven-level inverter," in *Proc. European Power Electronics Conf. (EPE'99), Lausanne, Switzerland, 1999,pp 1461-1469.*
- [35] - Bum-Seok Suh; G. Sinha, M. D. Manjrekar, T. A. Lipo: "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, pp. AD-11 - AD-24.

[36] - J. Dixon and L. Moran: "Multilevel inverter, based on multi-stage connection of three-level converters scaled in power of three," *IECON 02, Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the*, Volume: 2, 5-8 Nov. 2002 Page(s): 886 - 891.

[37] - M. G. Lopez, L. T. Moran, J. C. Espinoza and J. R. Dixon: "Performance analysis of a hybrid asymmetric multilevel inverter for high voltage active power filter applications," *The 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03. Volume 2*, 2-6 Nov. 2003 Page(s): 1050 - 1055.

[38] - V. G. Agelidis and M. Calais: "Application Specific Harmonic Performance Evaluation of Multicarrier PWM Techniques," *The 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1998. PESC 98. Volume 1*, 17-22 May 1998 Page(s):172 - 178.

[39] - D. G. Holmes and T. A. Lipo: "Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice," Ed. *IEEE Press Series on Power Engineering, 2003, ISBN 0-471-20814-0*.

[40] - Xiaoming Yuan, H. Stemmler and I. Barbi: "Investigation on the Clamping Voltage Self-Balancing of the Three-Level Capacitor Clamping Inverter," *Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE* , Volume: 2 , 27 June-1 July 1999.

[41] - F. Z. Peng, Jih-Sheng Lai, J. McKeever and J. VanCoevering: "A Multilevel Voltage-Source Inverter with Separate DC Sources for Static Var Generation," *Conference Record of the 1995 IEEE Industry Applications Conference, 1995. IAS '95. Volume: 3* , 8-12 Oct. 1995, Pages:2541 - 2548.

[42] - L. M. Tolbert, J. N. Chiasson, F. Z. Peng: "Modulation Index Regulation of a Multilevel Inverter for Static Var Compensation," *IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2003, Volume 1, July 2003, Pages: 13-17*.

[43] - J. Rodriguez, Jih-Sheng Lai and F. Z. Peng: "A survey of Topologies, Controls, and Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, volume 49, N°4, August 2002, pages: 724-738.

[44] - Jih-Sheng Lai and F. Z. Peng: "Multilevel Converters - A New Breed of Power Converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume: 32 , Issue: 3 , May-June 1996, Pages: 509-517.

[45] - F. Z. Peng; Jih-Sheng Lai; J. W. McKeever and J. VanCoevering: "A Multilevel Voltage-Source Inverter with Separate DC Sources for Static VAR Generation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume: 32, Issue: 5, Sept.-Oct. 1996, Pages: 1130-1138.

[46] - F. Z. Peng; J. W. McKeever and D. J. Adams: "A power line conditioner using cascade multilevel inverters for distribution systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Volume: 34, Issue: 6, Nov.-Dec. 1998 Pages:1293 - 1298.

[47] - C. Feng, J. Liang and G. Agelidis: "A Novel Voltage Balancing Control Method for Flying Capacitor Multilevel Converter," *29th Annual Conf. of the IEEE - IECON 2003*.

- [48] – C. Rech, H. Pinheiro, H. A. Gründling, H. L. Hey, and J. R. Pinheiro: "Analysis and Comparison of Hybrid Multilevel Voltage Source Inverters," 2002 IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference, 2002. PESC 02. Volume: 2, 23-27 June 2002, Pages: 491-496.
- [49] - C. Rech, H. Hey, H. A. Gründling, H. Pinheiro e J. R. Pinheiro: "Uma Metodologia de Projeto Generalizada para Inversores Multiníveis Híbridos," Controle & Automação, Sociedade Brasileira de Automação, Volume. 15, Nº2, Abril/Junho 2004, págs. 190-201.
- [50] - S. Sirisukprasert, Jih-Sheng Lai and Tian-Hua Liu: "Optimum harmonic reduction with a wide range of modulation indexes for multilevel converters," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Volume 49, Issue 4, Aug. 2002 Pages:875 – 881.
- [51] - L. M. Tolbert, J. N. Chiasson, K. J. McKenzie and Zhong Du: "Control of cascaded multilevel converters with unequal voltage sources for HEVs," IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 2003. IEMDC'03. Volume 2, 1-4 June 2003 Pages: 663 – 669.
- [52] - B. Diong and K. Corzine: "WTHD-optimal staircase modulation of single-phase multilevel inverters," The 2005 IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 15-18 May 2005, Pages: 1341 – 1344.
- [53] – F. Kang, Sung-Jun Park and Cheul-U Kim: "Multilevel Inverter Employing Cascaded Transformers," The 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2003. IECON '03., Volume: 3 , 2-6 Nov. 2003, pp. 2185-2190.
- [54] - T. E. Nunez-Zuniga, J. A. Pomilio: "Shunt active power filter synthesizing resistive loads," IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 17, Issue 2, March 2002 Pages: 273 – 278.
- [55] - G. H. Bode, D. N. Zmood, P. C. Loh and D. G. Holmes, "A novel hysteresis current controller for multilevel single phase voltage source inverters," IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, 2001. Vancouver, June 17-21. 2001 Pages:1845 – 1850.
- [56] - J. Dixon and L. Moran: "Multilevel inverter, based on multi-stage connection of three-level converters scaled in power of three," IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, IECON 02, Volume 2, 5-8 Nov. 2002, pages: 886 – 891.
- [57] - L. A. Silva, S. P. Pimentel and J. A. Pomilio: "Analysis and Proposal of Capacitor Voltage Control for an Asymmetric Cascaded Inverter," Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC 05. pages: 809-815.
- [58] - L. A. Silva, S. P. Pimentel and J. A. Pomilio: "Nineteen-level Active Filter System using Asymmetrical Cascaded Converter with DC Voltages Control," Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC 05. pages: 303-308.
- [59] - L. A. Silva, S. P. Pimentel e J. A. Pomilio: "Sistema de Filtragem Ativa com Inversor Multinível Assimétrico em Cascata de Dezenove Níveis e Controle de Tensão nos Barramentos CC," Revista Eletrônica de Potência – Sobraep, Volume 11, Nº 1, março de 2006, págs. 17-24.

[60] - L. A. Silva, A. A. Ferreira and J. A. Pomilio: "Realization of Negative Inductance using Direct Reactance Synthesis (DRS) Technique," *The 32nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2006. IECON 2006.* pages. 2061-2066.

[61] - D. Divan and H. Johal: "Distributed FACTS - A New Concept for Realizing Grid Power Flow Control," *The 36th Conference on Power Electronics Specialists, 2005, IEEE, June 12, 2005,* pags. 8-14.

[62] - José Antenor Pomílio: *Material didático dos cursos de "Eletronica de Potência" e de "Fontes Chaveadas" da Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação da Universidade Estadual de Campinas – UNICAMP, Endereço Eletrônico: <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor> .*

[63] - Ned Mohan, Tore M. Undeland and Willian P. Robbins "Power Electronics: Converters, Applications, and Design," Ed. John Wiley & Sons, Inc., 1989, 2nd Edition, ISBN 0-471-58408-8.

[64] - Muhammad H. Rashid: "Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications," Ed. Prentice Hall International Editions, 1988, 2nd Edition, ISBN 0-13-334483-5

[65] - A. A. Ferreira e S. M. Deckmann; "Caracterização e Análise de Variações de Tensão de Curta Duração," *Dissertação de mestrado, Departamento de Sistemas de Controle de Energia, FEEC, Universidade Estadual de Campinas – UNICAMP, Março de 2002.*

[66] - M. Marchesoni: "High-performance current control techniques for application to multilevel high-power voltage source inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 7, Issue: 1, Jan. 1992, Pages:189 – 204.*

[67] - K. A. Corzine: "A hysteresis current-regulated control for multi-level drives," *IEEE Transactions on Energy Conversion, Volume: 15, Issue: 2, June 2000, Pages:169 – 175.*

[68] - G. H. Bode, D. N. Zmood, P. C. Loh and D. G. Holmes: "A novel hysteresis current controller for multilevel single phase voltage source inverters," *IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001. Volume: 4, 17-21 June 2001 Pages: 1845 - 1850.*

[69] - Poh Chiang Loh; G. H. Bode, D. G. Holmes and T. A. Lipo: "A time-based double-band hysteresis current regulation strategy for single-phase multilevel inverters," *IEEE Transactions on Industry Applications, Volume: 39, Issue: 3, May-June 2003, Pages: 883 – 892.*

[70] - Poh Chiang Loh, D. G. Holmes, Y. Fukuta and T. A. Lipo: "A reduced common mode hysteresis current regulation strategy for multilevel inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 19, Issue: 1, Jan. 2004, Pages:192 – 200.*