

FILTROS ATIVOS PARA ESTAÇÕES CONVERSoras DE CORRENTE  
CONTÍNUA EM ALTA TENSÃO

Alexandre Guimarães Merçon

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA AO CORPO DOCENTE DA COORDENAÇÃO DOS  
PROGRAMAS DE PÓS-GRADUAÇÃO DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE  
FEDERAL DO RIO DE JANEIRO COMO PARTE DOS REQUISITOS  
NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM CIÊNCIAS EM  
ENGENHARIA ELÉTRICA

Aprovada por:

---

Prof. Maurício Aredes, Dr.-Ing.

---

Prof. Luís Guilherme Barbosa Rolim, Dr.-Ing.

---

Prof. José Luiz da Silva Neto, Ph.D.

---

Prof. Marcelo Cabral Cavalcanti, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL  
MARÇO DE 2007

MERÇON, ALEXANDRE GUIMARÃES

Filtros Ativos para Estações  
Conversoras de Corrente Contínua em Alta  
Tensão [Rio de Janeiro] 2007

XVIII, 119 p. 29,7 cm (COPPE/UFRJ,  
M.Sc., Engenharia Elétrica, 2007)

Dissertação - Universidade Federal do  
Rio de Janeiro, COPPE

1. Filtros Ativos Para Sistemas de Alta  
Potência

2. Conversores Multiníveis

I. COPPE/UFRJ II. Título ( série )

Dedico este trabalho ao meu querido avô, Edgard da Rocha Guimarães (in memoriam), exemplo de vida com quem aprendi a aprender, a pensar, e principalmente a sonhar.

# Agradecimentos

Agradeço a Deus por sempre estar ao meu lado em todos os momentos da minha vida, guiando os meus passos e iluminando o meu caminho.

Aos meus pais e a todos os meus familiares pelo amor e carinho, e por me apoiarem e incentivarem em tudo relacionado à minha educação.

Ao meu orientador e amigo Maurício Aredes, que mesmo estando muito atarefado, sempre encontrou tempo para me atender, possibilitando que esta dissertação e outros trabalhos fossem concretizados.

Ao meu amigo e irmão Lucas Frizera Encarnação, com quem convivi durante a minha jornada no mestrado, não somente dentro da universidade, mas principalmente fora dela, em momentos alegres e difíceis. Agradeço ao Lucas também por ter contribuído bastante no desenvolvimento das idéias apresentadas nesta dissertação.

Ao Professor Edson Hirokazu Watanabe, sempre disponível e disposto a conversar sobre minhas dúvidas em Eletrônica de Potência, mesmo estando envolvido com suas muitas atividades e com as dúvidas de muitos outros alunos.

Ao amigo Luiz Fernando Corrêa Monteiro, que muito me ajudou com estudos e simulações de alguns tópicos abordados nesta dissertação.

Aos grandes amigos que fiz no Laboratório de Eletrônica de Potência, que me acolheram quando cheguei ao Rio de Janeiro, e que tenho certeza, estarão sempre em meu coração onde quer que eu esteja. Os nomes são muitos e não os mencionarei, pois a família ELEPOT é grande, mas certamente nenhum foi esquecido.

Aos meus eternos irmãos Euclides, Luciano Feijão, Rafael Fanti, Bruno Mangueira, Bruno Aguilar, Cinthia e Wainer, pela amizade, pelo companheirismo, e por estarem sempre comigo para o que der e vier.

Resumo da Dissertação apresentada à COPPE/UFRJ como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Ciências (M.Sc.)

## FILTROS ATIVOS PARA ESTAÇÕES CONVERSoras DE CORRENTE CONTÍNUA EM ALTA TENSÃO

Alexandre Guimarães Merçon

Março/2007

Orientador: Maurício Aredes

Programa: Engenharia Elétrica

Filtros passivos são comumente utilizados em sistemas de transmissão em corrente contínua de alta tensão (CCAT) para atenuar harmônicos não-característicos. Esses filtros estão sob constante risco de desconexão do sistema devido a problemas de sobre-correntes. A utilização de filtros ativos puros seria uma das possíveis soluções para resolver o problema dos altos índices harmônicos. No entanto, essa alternativa pode ser impraticável considerando-se a alta potência dos sistemas de transmissão. Este trabalho propõe duas topologias distintas de filtros híbridos para a compensação harmônica em sistemas de transmissão de energia. O primeiro consiste em um filtro ativo em paralelo com filtros passivos, funcionando de modo a compensar as eventuais sobre-correntes no sistema onde está conectado. O segundo combina um filtro ativo de baixa potência em série com filtros passivos, funcionando de duas maneiras diferentes: limita sobre-correntes, quando existentes, ou melhora o seu próprio fator de qualidade. Os dois filtros híbridos utilizam as mais novas tecnologias em dispositivos semicondutores para alta potência e conversores multiníveis. Resultados de simulações apresentam uma análise comparativa, destacando a eficiência e as diferenças entre as duas topologias propostas.

Abstract of Dissertation presented to COPPE/UFRJ as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master of Science (M.Sc.)

## ACTIVE FILTERS FOR HIGH VOLTAGE DIRECT CURRENT SYSTEMS

Alexandre Guimarães Merçon

March/2007

Advisor: Maurício Aredes

Department: Electrical Engineering

Passive filters are commonly used to attenuate harmonics in High Voltage Direct Current (HVDC) systems. These filters are in constant risk of disconnection from the system due to over-current problems. A possible solution to solve problems involving high harmonic levels would be the use of pure active filters. However, this alternative is unpractical due to the high power of transmission systems. This work proposes two different topologies of hybrid filters to compensate harmonic resonance in power transmission systems. The first one consists of a shunt connection between an active filter and passive filters, which compensates all eventual over-current in the system bus. The second one combines a small-rated active filter in a series connection with passive filters, limiting over-currents, when existent, or improving its own quality factor. Both hybrid filters utilize the state of the art in very high power semiconductors and multilevel power converters. Simulation results present a comparative analysis, highlighting the efficiency of, and the differences between the two proposed topologies.

# Índice

<b>Índice de Figuras .....</b>	<b>x</b>
<b>Índice de Tabelas .....</b>	<b>xiii</b>
<b>Lista de Abreviações e Símbolos .....</b>	<b>xiv</b>
<b>CAPÍTULO 1 Introdução .....</b>	<b>1</b>
1.1 Motivação .....	4
1.2 Objetivos.....	5
1.3 Estrutura da Dissertação .....	7
<b>CAPÍTULO 2 A Subestação de Ibiúna.....</b>	<b>8</b>
2.1 O Sistema de Transmissão de Ibiúna.....	9
2.2 Elementos de uma Estação <i>CCAT</i> .....	10
2.2.1 O Conversor <i>CCAT</i> .....	11
2.2.2 Transformadores do Conversor <i>CCAT</i> .....	12
2.2.3 Compensadores Síncronos.....	13
2.2.4 Bancos de Capacitores e Filtros Passivos.....	14
2.3 Modelo Digital da Subestação de Ibiúna.....	17
<b>CAPÍTULO 3 Tecnologias para Alta Potência.....</b>	<b>19</b>
3.1 Dispositivos Semicondutores .....	21
3.1.1 Dispositivos de Última Geração .....	22
3.1.1.a Tiristores e <i>GTOs</i> .....	22
3.1.1.b <i>IGCTs</i> .....	23
3.1.1.c <i>IGBTs</i> .....	25
3.1.2 Análise Comparativa .....	25
3.2 Conversores Multiníveis.....	27
3.2.1 Conversor Multinível Grampeado a Diodos.....	29
3.2.2 Conversor Multinível Grampeado a Capacitores .....	32
3.2.3 Conversor Multinível com Módulos em Cascata .....	35
3.2.4 Análise Comparativa .....	37
3.3 Transformadores Para Alta Frequência .....	38
<b>CAPÍTULO 4 Filtro Ativo Paralelo.....</b>	<b>43</b>
4.1 Princípio de Funcionamento.....	44
4.2 Partes Integrantes do Filtro Ativo Paralelo .....	45

4.2.1	Circuito de Potência .....	45
4.2.1.a	Estratégia de Chaveamento .....	47
4.2.1.b	Cálculo dos Capacitores .....	50
4.2.2	Circuito de Detecção .....	51
4.2.2.a	Circuito de Sincronismo .....	51
4.2.2.b	Circuito de Detecção de Harmônicos de 5ª Ordem .....	52
4.2.3	Circuito de Controle .....	54
4.2.3.a	Controle das Tensões <i>CC</i> nos Capacitores .....	54
4.2.3.b	Controle das Sobre-Correntes Harmônicas .....	56
4.2.3.c	Acionamento dos <i>IGCTs</i> do Circuito de Potência.....	57
4.3	Rendimento e Perdas de Energia no Conversor .....	58
4.3.1.a	Cálculo Térmico .....	61
4.4	Simulação .....	63
4.4.1	Procedimento .....	63
4.4.2	Resultados.....	64
<b>CAPÍTULO 5 Filtro Ativo Série .....</b>		<b>79</b>
5.1	Princípio de Funcionamento.....	80
5.2	Partes Integrantes do Filtro Ativo Série .....	83
5.2.1	Circuito de Potência .....	83
5.2.1.a	Estratégia de Chaveamento .....	84
5.2.1.b	Cálculo dos Capacitores .....	84
5.2.2	Circuito de Detecção .....	85
5.2.2.a	Circuito de Sincronismo .....	85
5.2.2.b	Circuito de Detecção de Harmônicos de 5ª Ordem .....	86
5.2.3	Circuito de Controle .....	86
5.2.3.a	Controle das Tensões <i>CC</i> nos Capacitores .....	87
5.2.3.b	Controle das Sobre-Correntes Harmônicas .....	87
5.2.3.c	Acionamento dos <i>IGCTs</i> do Circuito de Potência.....	89
5.3	Rendimento e Perdas de Energia no Conversor .....	89
5.3.1.a	Cálculo Térmico .....	91
5.4	Simulações.....	92
5.4.1	Procedimento .....	92
5.4.2	Resultados.....	93
<b>CAPÍTULO 6 Conclusões e Trabalhos Futuros .....</b>		<b>108</b>



6.1	Comparações Entre as Topologias de Filtro Ativo.....	108
6.2	Conclusões.....	110
6.3	Trabalhos Futuros .....	111
	<b>Referências Bibliográficas .....</b>	<b>112</b>
<b>Apêndice A</b>	<b>119</b>	

# Índice de Figuras

Figura 1: Filtro híbrido paralelo (a), e filtro híbrido série (b). .....	6
Figura 2: Transmissão de energia nas regiões Sul, Sudeste, e Centro-Oeste do Brasil....	9
Figura 3: Configuração de uma estação CCAT genérica. ....	10
Figura 4: Filtros de ressonância em série (a), passa-altas (b) e dupla sintonia (c). .....	14
Figura 5: Filtro passivo de dupla sintonia e sua impedância no domínio da frequência. 15	
Figura 6: Impedância para o filtro duplamente sintonizado no 3° e 5° harmônicos. ....	16
Figura 7: Filtros passivos acometidos pelos altos índices de corrente harmônica. ....	17
Figura 8: Evolução dos dispositivos semicondutores para altas potências. ....	22
Figura 9: Instante do desligamento para um GTO (a), e para um IGCT (b). ....	23
Figura 10: Comparação na operação de desligamento de um GTO (a), e um IGCT (b). 24	
Figura 11: GTO (a), e IGCT com circuito de disparo integrado (b). ....	24
Figura 12: Capacidades de tensão e corrente das chaves semicondutoras modernas....	25
Figura 13: Conversores de dois níveis (a), três níveis (b), e $n$ níveis (c). ....	28
Figura 14: Conversores com três níveis (a), e cinco níveis (b). ....	30
Figura 15: Conversores com três níveis (a), e cinco níveis (b). ....	33
Figura 16: Conversor em cascata com nove níveis de tensão em sua saída. ....	36
Figura 17: Ciclos de histerese para o $\text{Fe}_{80}\text{B}_{11}\text{Si}_9$ amorfo e para o ferro-silício. ....	40
Figura 18: Análise infravermelha do ferro-silício (a), e do metal amorfo (b). ....	42
Figura 19: Princípio de operação do filtro ativo paralelo. ....	44
Figura 20: Circuito de potência do filtro ativo paralelo. ....	46
Figura 21: PWM unipolar (a), e PWM unipolar com portadoras defasadas (b). ....	47
Figura 22: Tensões geradas por um conversor multinível com módulos em cascata....	49
Figura 23: Circuito de sincronismo tipo <i>Phase-Locked Loop (PLL)</i> . ....	51
Figura 24: Circuito de detecção de correntes harmônicas de 5ª ordem. ....	53
Figura 25: Circuito de controle das tensões sobre os capacitores da fase A. ....	55
Figura 26: Circuito de controle da corrente harmônica de 5ª ordem para a fase A. ....	56
Figura 27: Circuito de acionamento dos IGCTs da fase A do conversor multinível. ....	57
Figura 28: Corrente, tensão e sinais de controle na operação de um IGCT. ....	59
Figura 29: Característica do IGCT em condução (a), e durante o desligamento (b). ....	60
Figura 30: Correntes de desligamento e frequências para diferentes temperaturas. ....	62

Figura 31: Seqüência de eventos na simulação do filtro ativo paralelo. ....	64
Figura 32: Resposta do circuito de detecção para as seqüências positiva e negativa....	65
Figura 33: Correntes harmônicas de 5ª ordem detectadas nas fases A, B e C.....	66
Figura 34: Freqüência angular detectada no circuito de sincronismo ( <i>PLL</i> ).....	67
Figura 35: Ganhos gerados pelo circuito de controle para as fases A, B e C.....	68
Figura 36: Tensões sobre os capacitores dos módulos conversores das fases A, B e C. 69	
Figura 37: Tensões multiníveis geradas pelos módulos conversores das três fases.....	70
Figura 38: Espectro harmônico da tensão multinível para a fase B. ....	71
Figura 39: Correntes harmônicas de 5ª ordem e totais no par de filtros passivos. ....	72
Figura 40: Correntes de referência e correntes geradas para as fases A, B e C. ....	73
Figura 41: Desempenho instantâneo para as fases A, B e C do filtro híbrido.....	73
Figura 42: Fases das correntes no filtro ativo e no par de filtros passivos.....	74
Figura 43: Tensão sobre um IGCT da fase A.....	75
Figura 44: Correntes em um diodo e em um IGCT da fase A.....	75
Figura 45: Espectro harmônico de correntes nos filtros passivos para as três fases. ....	76
Figura 46: Espectro harmônico de tensões nos filtros passivos para as três fases. ....	77
Figura 47: Correntes harmônicas de 5ª ordem que entram no barramento de 345 kV... 78	
Figura 48: Topologia do filtro ativo série na subestação de Ibiúna. ....	80
Figura 49: Princípio de operação do filtro ativo série. ....	81
Figura 50: Comparações das impedâncias do filtro passivo e do filtro híbrido série....	82
Figura 51: Circuito de potência do filtro ativo série.....	83
Figura 52: Circuito de controle das tensões sobre os capacitores da fase A. ....	87
Figura 53: Circuito de controle da corrente harmônica de 5ª ordem para a fase A.....	88
Figura 54: Circuito de acionamento dos IGCTs da fase A do conversor multinível.....	89
Figura 55: Seqüência de eventos na simulação do filtro ativo série.....	93
Figura 56: Resposta do circuito de detecção para as seqüências positiva e negativa....	94
Figura 57: Correntes harmônicas de 5ª ordem detectadas nas fases A, B e C.....	95
Figura 58: Freqüência angular detectada na fase A pelo circuito de sincronismo. ....	96
Figura 59: Ganhos gerados pelo circuito de controle para as fases A, B e C.....	97
Figura 60: Tensões sobre os capacitores dos módulos conversores das fases A, B e C. 98	
Figura 61: Tensão multinível gerada pelos módulos conversores da fase A.....	99
Figura 62: Espectro harmônico da tensão multinível para a fase A. ....	100
Figura 63: Correntes harmônicas de 5ª ordem e totais no par de filtros passivos. ....	101
Figura 64: Tensões de referência e tensões geradas para as fases A, B e C.....	102

Figura 65: Desempenho instantâneo para as fases A, B e C do filtro híbrido.....	102
Figura 66: Fases das correntes e tensões harmônicas de 5ª ordem.....	103
Figura 67: Tensão sobre um IGCT da fase A.....	104
Figura 68: Correntes em um diodo e em um IGCT da fase A.....	104
Figura 69: Espectro harmônico de correntes nos filtros passivos para as três fases. ...	105
Figura 70: Espectro harmônico de tensões nos filtros passivos para as três fases. ....	106
Figura 71: Correntes harmônicas de 5ª ordem que entram no barramento de 345 kV.	107

# Índice de Tabelas

Tabela I: Análise Qualitativa das Chaves Semicondutoras.....	26
Tabela II: Combinações das Chaves para um Conversor de Cinco Níveis.....	34
Tabela III: Principais Características das Topologias Multiníveis.....	37

# Lista de Abreviações e Símbolos

- $\Delta Q$  Variação da carga elétrica em um capacitor
- $\Delta V_{CC}$  Variação da tensão sobre um capacitor
- $\omega$  Frequência angular gerada pelo circuito de sincronismo (*PLL*)
- $\omega t$  Ângulo de fase gerado pelo circuito de sincronismo (*PLL*)
- $\eta$  Rendimento da operação de um conversor multinível em cascata
- $A_{BH}$  Área interna do gráfico do ciclo de histerese de um transformador
- $B_{max}$  Densidade máxima de fluxo magnético no núcleo de um transformador
- $C_1, C_2, \dots, C_n$  Capacitores de um conversor multinível de potência
- CA* Corrente Alternada
- $C_{CC}$  Capacitância calculada para uma ponte-H de um conversor multinível
- CC* Corrente Contínua
- CCC* Capacitor Commutated Converter
- CCAT* Corrente Contínua em Alta Tensão
- COPPE* Coordenação dos Programas de Pós-graduação de Engenharia
- $D_1, D_2, \dots, D_n$  Diodos de um conversor multinível grampeado a diodos
- $Detect_{NEG}$  Corrente de seqüência negativa detectada
- $Detect_{POS}$  Corrente de seqüência positiva detectada
- $E_{Turn-off}$  Energia dissipada no desligamento de um *IGCT*
- $E_{Turn-on}$  Energia dissipada no acionamento de um *IGCT*
- $f$  Frequência fundamental das correntes em um sistema elétrico
- $f_s$  Frequência de chaveamento dos dispositivos semicondutores em um conversor
- FACTS* Flexible Alternating Current Transmission Systems

*FCC* Forced Commutated Converter

*FFT* Fast Fourier Transform

*FFT<sub>NEG</sub>* Corrente de seqüência negativa calculada através de transformada *FFT*

*FFT<sub>POS</sub>* Corrente de seqüência positiva calculada através de transformada *FFT*

$g_{1a}, g_{2a}, \dots, g_{na}$  Sinais de disparo para os *IGCTs* da fase A de um conversor

$G_{5a}, G_{5b}, G_{5c}$  Ganhos do circuito de regulação das correntes harmônicas

$G_{Ca}, G_{C1a}, G_{C2a}$  Ganhos do circuito de regulação das tensões sobre os capacitores

*GCT* Gate Commutated Thyristor

*GTO* Gate Turn-off Thyristor

*HVDC* High Voltage Direct Current

*HVIGBT* High Voltage Insulated Gate Bipolar Transistor

$I_\phi$  Corrente monofásica em um sistema trifásico equilibrado

$i'_a, i'_b, i'_c$  Corrente fictícias para as fases A, B e C

$i'_a(\omega t), i'_c(\omega t)$  Corrente fictícias do circuito de sincronismo (*PLL*)

$I_1$  Corrente na freqüência fundamental em um sistema trifásico equilibrado

$I_5$  Corrente harmônica de 5ª ordem em um sistema trifásico equilibrado

$I_{5a}, I_{5b}, I_{5c}$  Valor *rms* das correntes nas três fases de um filtro passivo

$I_{5aRef}$  Corrente de referência para os harmônicos de 5ª ordem em um filtro passivo

$i_{5a}, i_{5b}, i_{5c}$  Correntes detectada em um filtro passivo da subestação de Ibiúna

$i_{A5}, i_{B5}, i_{C5}$  Sinais na saída dos circuitos de regulação das correntes harmônicas

$i_{a(Ag)}$  Valor agregado da corrente da fase A

$i_{a(Conv)}$  Corrente medida na fase A do conversor multinível do filtro ativo paralelo

$i_{a(PLL)}$  Sinal de corrente gerado pelo circuito de sincronismo

$i_{a(Ref)}$  Referência utilizada para sintetizar corrente na fase A do filtro ativo paralelo

$i_a, i_b, i_c$  Correntes de fase em um sistema trifásico equilibrado

$I_{a1}, I_{b1}, I_{c1}$  Correntes nas três fases de filtro passivo 1 da subestação de Ibiúna  
 $I_{a2}, I_{b2}, I_{c2}$  Correntes nas três fases de filtro passivo 2 da subestação de Ibiúna  
 $I_{aAtivo}, I_{bAtivo}, I_{cAtivo}$  Correntes geradas pelo conversor do filtro ativo paralelo  
 $i_{Acap}, i_{Bcap}, i_{Ccap}$  Sinais na saída dos circuitos de regulação de tensão nos capacitores  
 $I_{aPassivo}, I_{bPassivo}, I_{cPassivo}$  Correntes nas três fases de um filtro passivo  
 $I_{Ca}, I_{Cb}, I_{Cc}$  Correntes drenadas pelo filtro ativo paralelo na subestação de Ibiúna  
 $I_{Equivalente}$  Corrente equivalente em um sistema trifásico equilibrado  
 $i_F$  Corrente de *Foucault* em um transformador  
 $I_G$  Corrente de disparo de uma chave semicondutora (corrente de *gate*)  
*IGBT* Insulated Gate Bipolar Transistor  
*IGCT* Integrated Gate Commutated Thyristor  
 $I_P$  Valor de pico da corrente em um conversor de potência  
 $I_T$  Corrente em uma chave semicondutora de um conversor de potência  
 $I_{TGQ}$  Corrente controlável no desligamento de um *IGCT*  
 $K$  Ganho do amplificador do circuito de acionamento do filtro ativo paralelo  
 $K_{Foucault}$  Constante de *Foucault* para um transformador  
 $N$  Número de pontes-H em uma das fases de um conversor multinível em cascata  
*NCC* Natural Commutated Converter  
*ONS* Operador Nacional do Sistema Elétrico  
 $P'_{3\phi}$  Potência real trifásica fictícia do circuito de sincronismo (*PLL*)  
 $P_{3\phi}$  Potência real trifásica em um sistema elétrico equilibrado  
 $P_{Circuito}$  Potência consumida pelo circuito de disparo de um *IGCT*  
 $P_{Conversor}$  Potência total consumida na operação de um conversor multinível  
 $P_F$  Perdas de energia por correntes de Foucault em um transformador  
 $P_H$  Perdas de energia por histerese em um transformador



*PI* Controlador Proporcional Integral

$P_{IGCT}$  Potência total dissipada na operação de um *IGCT*

*PLL* Phase-Locked Loop

$P_{On}$  Potência dissipada durante a condução de um *IGCT*

$P_{Turn-on}$  Potência dissipada no acionamento de um *IGCT*

$P_{Turn-off}$  Potência dissipada no desligamento de um *IGCT*

*PWM* Pulse Width Modulation

*R* Resistência no núcleo de um transformador

$R_A, R_B, R_C$  Ganhos gerados pelo circuito de controle do filtro ativo série

*rms* Root Mean Square

$R_p$  Resistência da impedância de um filtro passivo

*RS* Sinal utilizado no monitoramento do status de um *IGCT*

$R_{th(jc)}$  Resistência térmica entre a junção semicondutora e o encapsulamento

$R_{th(ch)}$  Resistência térmica entre o encapsulamento e um dissipador de calor

$S_1, S_2, \dots, S_n$  Chaves semicondutoras de um conversor multinível de potência

$S_{3\phi}$  Potência aparente trifásica em um sistema elétrico equilibrado

*SC* Sinal de comando do circuito de disparo de um *IGCT*

*STATCOM* Static Synchronous Compensator

$T_j$  Temperatura na junção semicondutora de um *IGCT*

$T_x$  Temperatura na superfície do encapsulamento de um *IGCT*

*UFRJ* Universidade Federal do Rio de Janeiro

$V_\phi$  Tensão monofásica em um sistema trifásico equilibrado

$v_a, v_b, v_c$  Tensões nas três fases de um sistema trifásico equilibrado

$V_A, V_B$  Tensões nas saídas das pontes-H de um conversor em cascata com 5 níveis

$v_{a(PLL)}$  Sinal de tensão gerado pelo circuito de sincronismo

$v_{A5}, v_{B5}, v_{C5}$  Sinais dos circuitos de regulação das correntes harmônicas  
 $V_{aAtivo}, V_{bAtivo}, V_{cAtivo}$  Tensões geradas pelo conversor do filtro ativo série  
 $v_{ab}, v_{cb}, v_{ca}$  Tensões de linha em um sistema trifásico equilibrado  
 $V_{AB}$  Tensão resultante na saída de uma fase do conversor em cascata com 5 níveis  
 $V_{aBarra}, V_{bBarra}, V_{cBarra}$  Tensões no barramento de 345 kV de Ibiúna  
 $v_{Acap}, v_{Bcap}, v_{Ccap}$  Sinais dos circuitos de regulação de tensão nos capacitores  
 $V_{an}$  Tensão entre a fase A e o ponto de neutro em um conversor de potência  
 $V_{C1}, V_{C2}, \dots, V_{Cn}$  Tensões nos capacitores de um conversor multinível de potência  
 $V_{caRef}$  Tensão de referência para a regulação dos capacitores nas pontes-H  
 $v_{cc1(a)}, v_{cc2(a)}, \dots, v_{ccn(a)}$  Tensões medidas sobre os capacitores nas pontes-H  
 $V_{controle}$  Tensão de referência para o a modulação *PWM* com portadoras defasadas  
 $v_D$  Sinal de controle utilizado no chaveamento *PWM* com portadoras defasadas  
 $V_D$  Tensão aplicada sobre um *IGCT*  
 $V_{dc}$  Tensão sobre um dos capacitores de um conversor de potência  
 $V_{núcleo}$  Volume do núcleo de um transformador  
 $V_T$  Tensão total na saída de uma das fases de um conversor de potência  
 $V_{Tri}, V_{Tri1}, V_{Tri2}$  Portadoras triangulares utilizadas na modulação *PWM*  
 $W_{histerese}$  Densidade de energia no núcleo de um transformador  
 $X_p$  Reatância da impedância de um filtro passivo  
 $Z_5$  Impedância de um filtro híbrido (passivo+ativo série)

# CAPÍTULO 1

---

## Introdução

---

COM o grande desenvolvimento industrial alcançado no último século, impulsionado em sua maior parte pelos avanços tecnológicos nas áreas de engenharia elétrica e eletrônica, uma infinidade de equipamentos foi desenvolvida para solucionar os mais diversos problemas.

Equipamentos eletrônicos em geral exigem algum tipo de conversão de energia elétrica para o seu funcionamento, um exemplo disso são os retificadores, inversores e cicloconversores, amplamente utilizados na indústria moderna. No entanto, muitos desses equipamentos constituem cargas não-lineares conectadas à rede elétrica, pois a conversão de energia realizada nos mesmos, através de componentes eletrônicos semicondutores, é responsável pela geração de harmônicos de tensões e correntes que se propagam na rede com frequências múltiplas da frequência fundamental do sistema.

Alguns equipamentos eletro-eletrônicos são bastante sensíveis e podem não funcionar adequadamente no caso de haver distorções nas formas de ondas de tensão

e corrente que os alimentam. Ao longo do tempo, várias alternativas foram desenvolvidas para melhoria da transmissão e distribuição de energia, inclusive com o objetivo de reduzir ou eliminar a propagação de harmônicos. No entanto, em alguns casos acabaram por agravar o problema ainda mais.

Uma prática bastante comum de grande parte dos consumidores, principalmente indústrias, é a utilização de filtros passivos sintonizados para atenuação de harmônicos, e de bancos de capacitores para compensação de correntes reativas em redes elétricas. A utilização dessas técnicas traz benefícios, tanto para os consumidores, quanto para as empresas distribuidoras de energia, mas por outro lado, os filtros passivos e os capacitores também podem amplificar de forma desastrosa o problema da propagação harmônica. Como normalmente os projetos de bancos capacitivos levam em consideração apenas a frequência fundamental da rede elétrica, 50 ou 60 Hz, a propagação harmônica pode causar ressonâncias entre as indutâncias das linhas de distribuição de energia e os capacitores conectados em paralelo, fazendo com que as amplitudes dos diferentes harmônicos atinjam valores bastante elevados, podendo causar danos aos equipamentos conectados à rede.

Além dos efeitos de ressonâncias, a propagação harmônica gera um aumento das perdas, que aumenta a temperatura dos componentes da rede elétrica. Os bancos capacitivos e filtros sintonizados sofrem com o mesmo problema, e a sobrecarga térmica pode provocar a queima de seus fusíveis, retirando-os de operação.

A crescente quantidade de cargas não-lineares conectadas às redes de distribuição de energia somada ao uso de elementos passivos, como filtros e bancos capacitivos, vêm intensificando os problemas causados por propagações harmônicas. Em um futuro próximo isso pode representar um risco ao funcionamento dos equipamentos conectados ao sistema elétrico, afetando diretamente setores da indústria e do comércio. Alguns exemplos dos problemas decorrentes de propagações harmônicas são os que ocorrem em montadoras de automóveis e refinarias petroquímicas. Em fábricas automotivas, que em geral utilizam muitos equipamentos eletrônicos, a falha de algum equipamento devido à má qualidade da energia elétrica fornecida pode interromper completamente o funcionamento da linha de montagem, resultando em um grande prejuízo financeiro em apenas algumas horas. Um problema no fornecimento de energia em uma indústria petroquímica, além de

acarretar em um grande prejuízo com a interrupção da produção, representa um risco muito grande devido à alta periculosidade da matéria prima inflamável.

Nas três últimas décadas um progresso considerável vem sendo alcançado no campo da eletrônica de potência, com o desenvolvimento de tecnologias realmente eficazes para atenuar, ou até mesmo eliminar, a propagação harmônica em sistemas de energia elétrica [1]. Nos anos 70 foi introduzido o conceito de filtro ativo, que consiste num dispositivo capaz de sintetizar e injetar na rede elétrica, tensões e correntes harmônicas de mesma magnitude, porém com oposição de fase em relação às tensões e correntes harmônicas geradas pelos equipamentos eletrônicos conectados ao sistema. Dessa forma, os filtros ativos cancelam as tensões e correntes harmônicas danosas, tornando o sistema elétrico mais seguro e confiável [2].

A implementação de filtros ativos eficientes, do ponto de vista técnico e econômico, só foi possível com o advento dos microprocessadores digitais e dispositivos semicondutores rápidos, capazes de operar com potências relativamente elevadas e com baixas perdas de energia. Os dispositivos semicondutores modernos podem comutar em frequências na faixa de alguns milhares de Hertz, e com tensões e correntes na faixa dos milhares de Volts e Ampères, respectivamente (existindo um compromisso entre a frequência e a potência aplicadas em cada modelo de dispositivo). Nos últimos anos, filtros ativos vêm sendo desenvolvidos para operar em potências da ordem de algumas centenas de milhares de Volt-Ampères, e já existem no mercado empresas que produzem e comercializam esses filtros para sistemas de distribuição de energia. Estudos relacionados a filtros ativos para faixa de tensão de distribuição estão bastante avançados e em contínuo progresso, sendo que muitos consideram essa tecnologia como já dominada [3] [4].

Por estarem diretamente ligadas à grande maioria dos consumidores, as linhas de distribuição de energia elétrica estão mais propensas a problemas gerados por propagações harmônicas. O sistema de distribuição é responsável por atender desde consumidores residenciais até grandes indústrias. Alguns consumidores de grande porte, constituindo verdadeiros complexos industriais, são atendidos diretamente pelo sistema de transmissão de energia. Recentemente, problemas de propagações harmônicas vêm sendo observados também em sistemas de transmissão de energia, e o que inicialmente representava um risco exclusivo do sistema de distribuição, pode atingir de forma bastante severa o sistema elétrico como um todo.

Partes importantes do sistema de transmissão de energia elétrica brasileiro, como a área conectada ao sistema de transmissão em corrente contínua de alta tensão (*CCAT*), ou *HVDC (High Voltage Direct Current)* como é mais conhecido, vêm apresentando problemas relacionados a propagações harmônicas desde 1988 [5].

A subestação de Ibiúna, responsável pela inversão da corrente contínua transmitida pela linha *CCAT* que liga a usina hidrelétrica de Itaipu ao Estado de São Paulo, tem registrado altos índices de corrente harmônica em um de seus filtros passivos de dupla sintonia para harmônicos de 3ª e 5ª ordens. Este filtro, conectado em um barramento de 345 kV, está sob constante risco de desligamento devido a correntes harmônicas elevadas na frequência de 300 Hz (5º harmônico da corrente fundamental em 60 Hz). O desligamento do filtro, realizado por disjuntores de proteção, atinge os consumidores ligados à linha de transmissão, expondo-os diretamente aos altos índices de corrente harmônica em 300 Hz. O não desligamento pode causar danos ao próprio filtro, representando um prejuízo muito grande para a concessionária de transmissão de energia.

No projeto original da subestação é utilizado apenas um filtro passivo para os 3º e 5º harmônicos, existindo um outro filtro sobressalente idêntico. A situação atual é tão crítica que o filtro sobressalente tem estado continuamente conectado em paralelo com o filtro principal, e ainda assim a corrente de 5º harmônico atinge valores que vão além dos limites operacionais do par de filtros passivos. Recentemente, mais dois novos filtros para harmônicos de 3ª e 5ª ordens foram instalados na subestação de Ibiúna, o que temporariamente tem aliviado os problemas de sobre-correntes.

## **1.1 Motivação**

Estudos na área de eletrônica de potência aplicada a sistemas de transmissão de energia ainda são poucos, se comparados à grande quantidade de pesquisas envolvendo eletrônica de potência e sistemas de distribuição [6]. Algumas barreiras tecnológicas vêm sendo quebradas nos últimos anos, permitindo que pesquisas e aplicações de eletrônica de potência destinadas a sistemas de transmissão de energia elétrica ganhem mais espaço.

O alto custo envolvido no projeto e aquisição de componentes passivos para os altos níveis de tensão e corrente de sistemas de transmissão de energia, e os avanços recentes alcançados nas tecnologias de eletrônica de potência aplicadas em sistemas de potência, estimulam o desenvolvimento de equipamentos eletrônicos para proteção e melhoria da qualidade de energia em sistemas de transmissão. Outro fator que contribui para o emprego de eletrônica de potência em sistemas de transmissão de energia é o aumento da capacidade de tensão e corrente suportada pelos dispositivos semicondutores de última geração.

A principal motivação para este trabalho é a atual possibilidade de utilizar os avanços recentes da eletrônica de potência aplicada em sistemas de distribuição de energia, juntamente com as últimas tecnologias em dispositivos semicondutores para alta potência, e dessa forma viabilizar a resolução de problemas na área de transmissão de energia elétrica que há pouco tempo carecia de soluções mais eficientes.

## **1.2 Objetivos**

Este trabalho tem como objetivo o estudo de tecnologias que façam uso da eletrônica de potência para solucionar o problema da propagação harmônica em estações conversoras de corrente contínua em alta tensão. Para apresentar as soluções propostas é utilizado o exemplo real da subestação de Ibiúna, subestação *CCAT* pertencente ao sistema de transmissão de energia brasileiro, acometida pelo problema de altos índices de corrente harmônica.

São propostas duas topologias de filtros ativos para a compensação harmônica em Ibiúna, uma topologia de filtro ativo conectada em paralelo com os filtros passivos, e outra topologia de filtro ativo conectada em série com os filtros passivos. Em muitas passagens deste texto o termo “filtro híbrido” pode se encaixar de forma mais adequada que “filtro ativo”, pois as duas topologias de filtro ativo, como serão apresentadas, operam em conjunto com os filtros passivos já existentes na subestação de Ibiúna. A Figura 1 ilustra de forma simplificada as duas topologias de filtros híbridos propostas, onde os filtros ativos operam em conjunto com os filtros passivos pré-existentes.

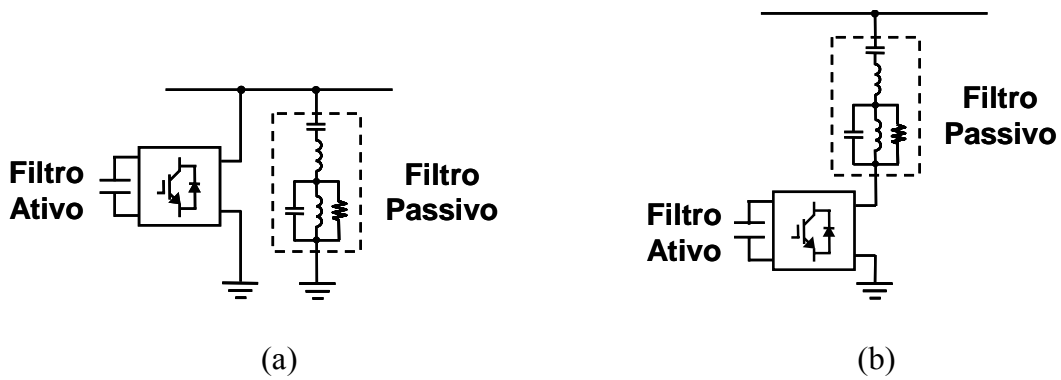


Figura 1: Filtro híbrido paralelo (a), e filtro híbrido série (b).

Os itens apresentados na seqüência descrevem os principais tópicos que serão abordados neste trabalho:

- i)* Análise dos últimos avanços tecnológicos em pesquisas e aplicações de eletrônica em sistemas de potência com a finalidade de determinar as melhores tecnologias a serem utilizadas nos filtros ativos;
- ii)* Descrição do princípio de operação, do circuito de potência, e do circuito de controle do filtro ativo paralelo;
- iii)* Análise de perdas de energia e rendimento no funcionamento do filtro ativo paralelo;
- iv)* Simulação do filtro ativo paralelo inserido no modelo digital da subestação de Ibiúna;
- v)* Descrição do princípio de operação, do circuito de potência, e do circuito de controle do filtro ativo série;
- vi)* Análise de perdas de energia e rendimento no funcionamento do filtro ativo série;
- vii)* Simulação do filtro ativo série inserido no modelo digital da subestação de Ibiúna;
- viii)* Comparação das duas topologias de filtros ativos, destacando suas vantagens e desvantagens.



## **1.3 Estrutura da Dissertação**

O capítulo dois situa o problema abordado neste trabalho, apresentando a estrutura da subestação de Ibiúna onde os altos índices de corrente harmônica de 5ª ordem vêm causando danos aos filtros passivos sintonizados para esta frequência.

No capítulo três são discutidos os últimos avanços em dispositivos semicondutores para alta potência, topologias de conversores multiníveis, e transformadores que operam com baixas perdas de energia em altas frequências, dessa forma, este capítulo trata das tecnologias mais recentes nas áreas de eletrônica e sistemas de potência que permitem a construção dos filtros ativos propostos neste trabalho.

O capítulo quatro apresenta o filtro ativo paralelo como uma das alternativas para solucionar o problema dos altos índices harmônicos na subestação de Ibiúna. Neste capítulo são apresentadas as partes integrantes do filtro proposto, bem como o seu princípio de operação. Ao final do capítulo são apresentados resultados de simulação que mostram o funcionamento dessa topologia.

No capítulo cinco, é apresentada outra topologia de filtro ativo proposta para a subestação de Ibiúna: o filtro ativo série. Da mesma forma que no capítulo quatro, são apresentadas as partes integrantes do filtro e o seu funcionamento, juntamente com resultados de simulação e a discussão dos mesmos.

No sexto e último capítulo são apresentadas comparações entre as duas topologias de filtro propostas, tendo como base os resultados das simulações apresentados nos capítulos anteriores. Nesse capítulo são apresentadas as conclusões e considerações finais em relação ao trabalho desenvolvido, bem como a discussão de trabalhos futuros.

# CAPÍTULO 2

---

## A Subestação de Ibiúna

---

**A**NTES de descrever as características técnicas e os princípios de funcionamento dos filtros ativos propostos neste trabalho, é importante apresentar a planta onde se pretende fazer a instalação desses filtros, mostrando suas dimensões físicas, suas partes principais, suas conexões com outros sistemas, e dessa forma situar o problema abordado para em seguida apresentar a solução proposta para o mesmo.

Neste capítulo é apresentada a subestação de Ibiúna juntamente com uma breve discussão de suas partes mais importantes, com ênfase para os filtros passivos onde ocorrem os problemas citados no capítulo anterior. Desde sua construção na década de 80, Ibiúna ainda é considerada um grande desafio em pesquisas relacionadas a sistemas *CCAT* devido ao seu porte e diversidade de subsistemas. Com essa apresentação pretende-se apontar a complexidade da subestação, mostrando também o nível de detalhamento de um modelo digital desenvolvido para simular o seu funcionamento em computador.

## 2.1 O Sistema de Transmissão de Ibiúna

A subestação de Ibiúna faz parte do sistema de transmissão de energia que interliga as regiões Sul, Sudeste e Centro-Oeste do Brasil, e é considerada a maior unidade conversora de corrente contínua do mundo, sendo referência nessa tecnologia. Ibiúna é responsável pela transmissão de 37.000 GWh, energia equivalente a 13% do consumo nacional e a 43% do consumo do estado de São Paulo. Dos 12.600 MW de potência gerados na Usina Hidrelétrica de Itaipu, metade é transmitida na forma de corrente contínua para a subestação de Ibiúna a partir da subestação de Foz do Iguaçu. O bloco de energia transmitido em corrente contínua é transformado em corrente alternada para alimentar o Sistema Interligado Nacional através das subestações de Campinas, Guarulhos, Tijuco Preto, Interlagos e Bateias, como mostra a Figura 2.

Ibiúna é um sistema complexo que possui mais de 1.300 equipamentos principais como o conversor *CCAT*, transformadores, compensadores síncronos, bancos de capacitores, bancos de filtros para harmônicos, etc. Anualmente são realizadas mais de 20.000 manobras para os equipamentos de grande porte, além de 547.000 ações diárias de rotina como reconhecimento de alarmes e inspeções diárias em equipamentos [7].

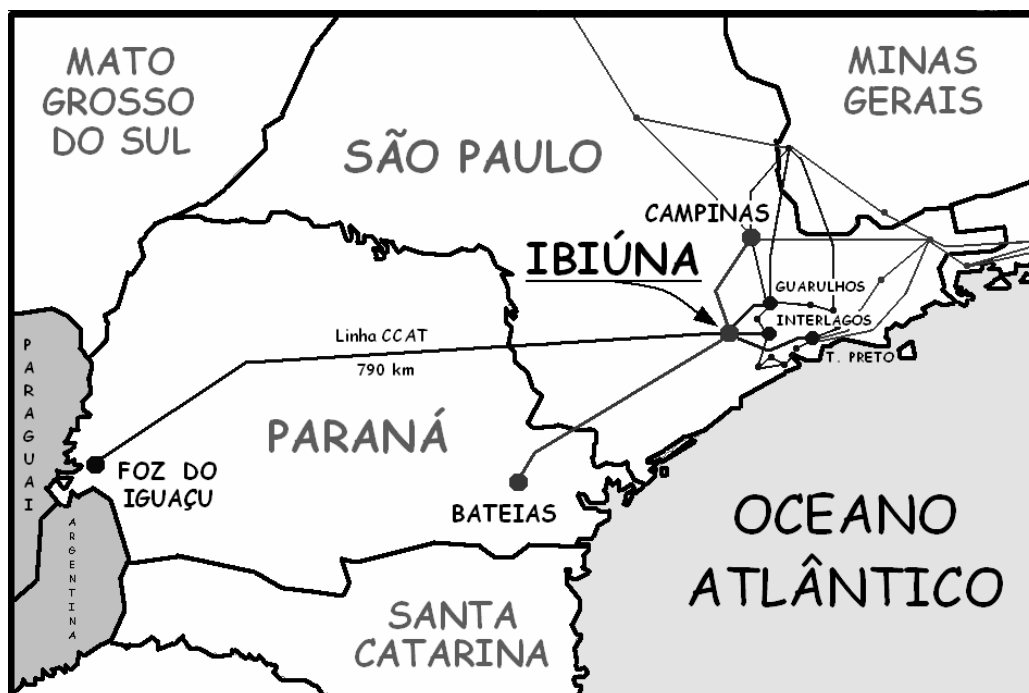


Figura 2: Transmissão de energia nas regiões Sul, Sudeste, e Centro-Oeste do Brasil.

Passados mais de 20 anos de sua instalação, o sistema de transmissão em corrente contínua que liga Foz do Iguaçu a Ibiúna ainda é detentor do recorde mundial no nível de tensão *CC* transmitida de  $\pm 600$  kV, e grande parte das tecnologias utilizadas nesse sistema ainda integram estações *CCAT* modernas em todo o mundo. A estrutura de estações *CCAT* atuais ainda é bastante similar às primeiras instalações tiristorizadas do início da década de 70 e, no que diz respeito à funcionalidade das partes principais desses sistemas, pouca coisa mudou.

## 2.2 Elementos de uma Estação *CCAT*

Dentre os principais elementos que constituem uma estação *CCAT*, como a subestação de Ibiúna, está o conversor *CCAT*, os transformadores do conversor, compensadores síncronos, bancos de capacitores e bancos de filtros passivos, além das interligações da estação com outros sistemas de transmissão, *CA* e *CC* [8][9]. A Figura 3 apresenta um esquema organizacional de uma estação *CCAT* genérica. O conhecimento dos elementos principais de uma estação *CCAT*, e principalmente do banco de filtros passivos, é importante para um melhor entendimento da aplicação e utilidade dos filtros ativos propostos neste trabalho.

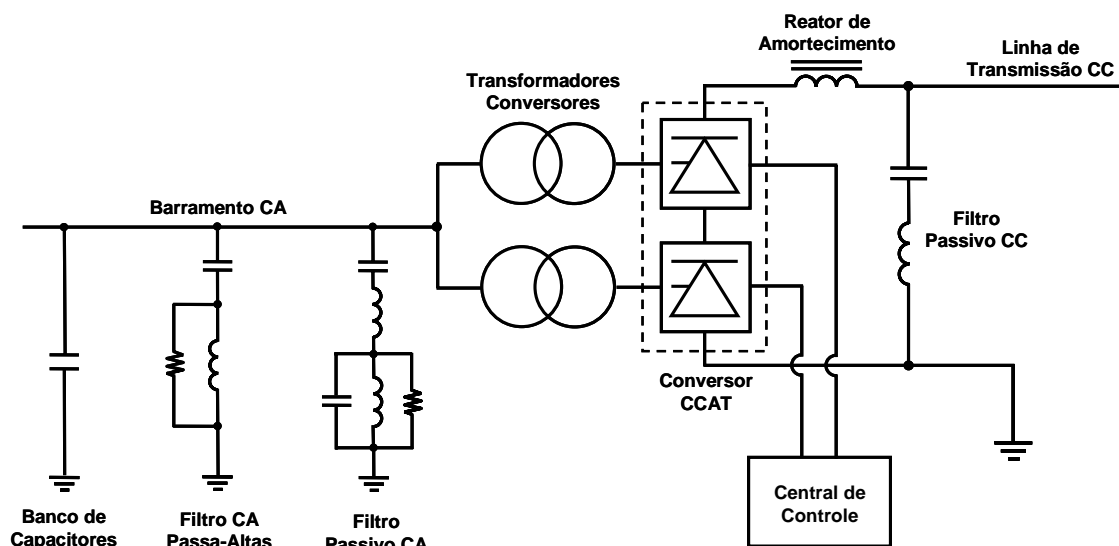


Figura 3: Configuração de uma estação *CCAT* genérica.

### 2.2.1 O Conversor *CCAT*

O conversor *CCAT* é o equipamento responsável pela conversão da corrente elétrica na forma *CA* para a forma *CC* e vice-versa. No sistema de transmissão de Itaipu, a energia é gerada na forma *CA* e convertida para a forma *CC* na subestação de Foz do Iguaçu, processo no qual o conversor *CCAT* realiza uma retificação. Após percorrer aproximadamente 800 km na forma *CC* através das linhas de transmissão, a energia é convertida novamente para a forma *CA* na subestação de Ibiúna, onde um conversor *CCAT* idêntico ao de Foz de Iguaçu realiza um processo de inversão.

O sistema de transmissão de Itaipu utiliza a tecnologia de Conversores com Comutação Natural, ou *NCC* (*Natural Commutated Converters*), que na época em que foi instalada, era a única tecnologia que permitia atingir os níveis de tensão de  $\pm 600$  kV utilizados na transmissão. A tecnologia *NCC* ainda é a única que permite atingir níveis *CC* tão elevados, porém surgiram outras tecnologias, como a *CCC* (*Capacitor Commutated Converters*) e a *FCC* (*Forced Commutated Converters*), que apresentam algumas vantagens e por isso vêm sendo utilizadas em muitas estações conversoras modernas [8].

Nos Conversores com Comutação Natural o componente que possibilita os processos de retificação e inversão é o tiristor, que é um dispositivo semicondutor capaz de conduzir correntes elevadas e suportar tensões elevadas entre os seus terminais. Nesses conversores, conjuntos de tiristores conectados em série formam as válvulas tiristorizadas, que devido a essa configuração conseguem suportar algumas centenas de milhares de volts e atingir os níveis de tensão utilizados na transmissão *CCAT*. Nos conversores *NCC* a frequência de comutação dos tiristores é a mesma da tensão alternada da rede elétrica, 50 ou 60 Hz, e o nível de tensão na saída desses conversores é ajustado através do controle do tempo em que os tiristores são acionados, chamado de ângulo de disparo. Dessa forma, o fluxo de potência transmitida é controlado de forma rápida e eficiente.

Os conversores da subestação de Ibiúna estão dispostos em dois bipólos, onde cada pólo possui quatro pontes contendo seis válvulas tiristorizadas. Cada válvula tiristorizada é um conjunto de 96 tiristores conectados em série, além dos seus circuitos de disparo. Tantos componentes, e mais suas estruturas de funcionamento, evidenciam a complexidade do sistema de conversão *CCAT* da subestação de Ibiúna.

## 2.2.2 Transformadores do Conversor *CCAT*

Os transformadores do conversor *CCAT* são responsáveis pelas conexões da rede elétrica *CA* com as pontes de dispositivos semicondutores do conversor, ajustando o nível de tensão sobre esses dispositivos em valores mais adequados à tensão *CC* utilizada na transmissão de energia. Na subestação de Ibiúna os transformadores estão localizados junto ao galpão fechado onde está o conversor *CCAT*, sendo que a conexão entre esses equipamentos é feita através de buchas isoladoras que atravessam as paredes do galpão.

Transformadores são os elementos mais pesados em estações conversoras *CCAT*, podendo um único equipamento pesar entre 200 e 550 toneladas. Nos projetos de transformadores para estações *CCAT* a potência de operação é o fator preponderante. Os altos níveis de tensão *CC* (em relação ao aterramento) aos quais estão submetidos influenciam no projeto do sistema de isolamento utilizado nesses transformadores, sendo diferentes dos transformadores convencionais utilizados em sistemas *CA*. Outro fator que não pode ser desprezado são as perdas de energia causadas por correntes não-senoidais existentes no sistema *CCAT*. Os projetos também levam em consideração possíveis limitações de transporte, pois além do peso, os transformadores para sistemas *CCAT* possuem grandes dimensões.

Além de realizar a transformação de tensão entre as linhas de transmissão *CA* e o sistema *CC*, os transformadores desempenham outras funções importantes em uma estação *CCAT*, como:

- Reduzem correntes harmônicas de ordens mais baixas. Isso acontece devido a configurações específicas adotadas nos circuitos dos transformadores que, através do deslocamento relativo de fase entre seus enrolamentos, conseguem cancelar esses harmônicos.
- Atuam como isoladores galvânicos entre os sistemas *CA* e *CC* impedindo que componentes de tensão *CC* atinjam a rede *CA*, e conseqüentemente os equipamentos a ela conectados;
- Funcionam como impedâncias reativas na rede *CA*, servindo para reduzir correntes de curto-circuito e limitar a taxa de variação de correntes nos dispositivos semicondutores durante a comutação.

### 2.2.3 Compensadores Síncronos

Em uma estação *CCAT*, é desejável que a tensão da rede *CA* se mantenha constante para a melhor operação do sistema. Devido à ocorrência de distúrbios e variações bruscas das cargas conectadas à rede, pode acontecer excesso ou falta de potência reativa no lado *CA* do conversor, resultando em sobretensões ou subtensões que podem atingir valores além dos limites permissíveis. Para que a tensão na rede *CA* da estação permaneça constante, é necessário um sistema de controle capaz de realizar as seguintes funções:

- Limitar sobretensões dinâmicas e transitórias dentro de limites permissíveis definidos por padrões e especificações de equipamentos da estação;
- Proteger a tensão do barramento *CA* contra oscilações e falhas de comutação do conversor causadas por flutuações de tensão que ocorrem durante o chaveamento de cargas e filtros no sistema;
- Melhorar a restauração do sistema de transmissão *CCAT* após a ocorrência de distúrbios severos da rede *CA*;
- Evitar instabilidade do controle de chaveamento do conversor *CCAT*.

Os compensadores síncronos são equipamentos que desempenham todas essas funções e por isso têm sido o meio mais utilizado para o controle de tensão *CA* em sistemas de transmissão de energia. Um compensador síncrono é basicamente um motor síncrono sem cargas em seu eixo e com seu estator, ou enrolamento de armadura, conectado à rede elétrica *CA*. De acordo com a intensidade da corrente de excitação em seu rotor, ou enrolamento de campo, essas máquinas podem drenar correntes reativas atrasadas ou adiantadas em relação à tensão do sistema onde estão conectadas. Dessa forma, um compensador síncrono pode se comportar como um indutor ou capacitor regulável e realizar o controle do fator de potência da rede *CA* que o alimenta.

A subestação de Ibiúna utiliza quatro dessas máquinas para realizar o controle dinâmico de potência reativa no barramento *CA* do sistema. Recentemente, equipamentos eletrônicos como o *STATCOM* (*Static Synchronous Compensator*) vêm apresentando bons resultados no controle de potência reativa, representando uma alternativa bastante promissora [11].

## 2.2.4 Bancos de Capacitores e Filtros Passivos

Conversores *CCAT* convencionais, como os *NCC*, requerem potência reativa para o seu funcionamento. Em operação normal, um conversor *CCAT* consome potência reativa correspondente a 50% da potência ativa transferida por ele. A maneira menos onerosa de se gerar potência reativa é através do uso de bancos de capacitores conectados em paralelo com a linha de transmissão no lado *CA* do conversor. Alguns bancos de capacitores ainda podem ser combinados com reatores e resistores formando filtros passivos, que produzem caminhos de baixa impedância para harmônicos, impedindo que atinjam equipamentos conectados à rede [10].

Dentre os tipos de filtros passivos mais comuns em estações *CCAT* destacam-se o filtro de ressonância em série, o filtro passa-altas, e o filtro de dupla sintonia, mostrados na Figura 4. O filtro de ressonância em série constitui uma impedância muito baixa para correntes harmônicas, realizando uma filtragem eficiente em uma faixa de frequência estreita em torno de sua frequência de sintonia. Esse filtro é comumente utilizado na filtragem de harmônicos que apresentam as maiores amplitudes no sistema *CCAT*, como os de 3<sup>a</sup> e 5<sup>a</sup> ordens (não característicos), e os de 11<sup>a</sup> e 13<sup>a</sup> ordens. Os filtros de dupla sintonia operam da mesma forma para esses harmônicos, no entanto, apresentam um custo/benefício melhor, e por isso, geralmente são preferidos.

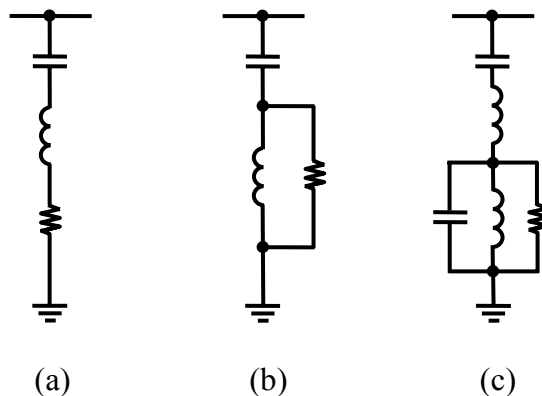


Figura 4: Filtros de ressonância em série (a), passa-altas (b) e dupla sintonia (c).

Harmônicos de ordens mais elevadas, que na maioria das vezes possuem amplitudes menores, podem causar interferências em sistemas de telecomunicações, e devem também ser atenuados. Normalmente, para a filtragem desses harmônicos são utilizados os filtros passa-altas, que possuem impedância maior para harmônicos de



ordens menores, como os de 11<sup>a</sup> e 13<sup>a</sup> ordens, e impedância menor para harmônicos de ordem mais elevada. Esses filtros atuam numa faixa de frequência mais larga e geralmente são responsáveis pela filtragem de harmônicos acima da 23<sup>a</sup> ordem.

Na subestação de Ibiúna são utilizados filtros de dupla sintonia e filtros passa-altas. Como mencionado anteriormente, altos índices de corrente harmônica de 5<sup>a</sup> ordem atingem um par de filtros passivos duplamente sintonizados para atenuar harmônicos de 3<sup>a</sup> e 5<sup>a</sup> ordens. Os dois filtros atingidos são como o mostrado na Figura 5, com sua impedância variando em frequência segundo a Equação 2.1.

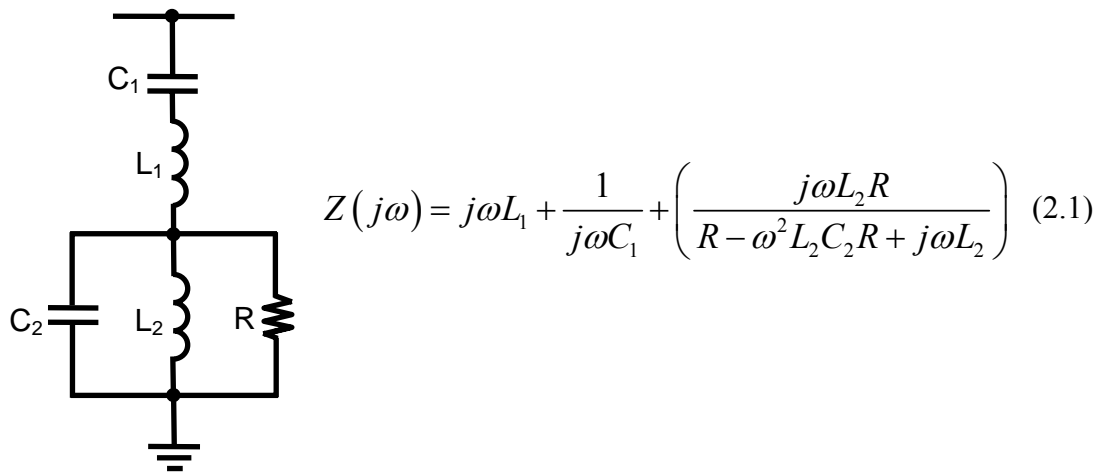


Figura 5: Filtro passivo de dupla sintonia e sua impedância no domínio da frequência.

Em Ibiúna, os filtros passivos para harmônicos de 3<sup>a</sup> e 5<sup>a</sup> ordens fazem parte de um banco de filtros projetado para atenuar harmônicos gerados pelo conversor *CCAT* e por assimetrias em transformadores e no circuito de disparo dos tiristores. A Figura 6 apresenta a curva de impedância desses filtros. Como pode ser visto, para as duas frequências sintonizadas, a impedância do filtro é baixa, sendo elevada para frequências diferentes destas. Pode-se observar também que a impedância do filtro passivo não é nula nas frequências de sintonia, e é bastante elevada, apresentando valores acima de 10 kΩ, para frequências acima de 6 kHz. Essas características são muito importantes e serão levadas em consideração no projeto dos filtros ativos apresentados nos capítulos seguintes.

Outra tecnologia em filtragem harmônica, chamada de Filtro Passivo Continuamente Sintonizado, ou *ConTune*, possui ajuste automático da frequência de sintonia, proporcionando maior eficiência, baixas perdas e tamanho reduzido em relação aos filtros passivos *CA* convencionais utilizados em estações *CCAT* [12].

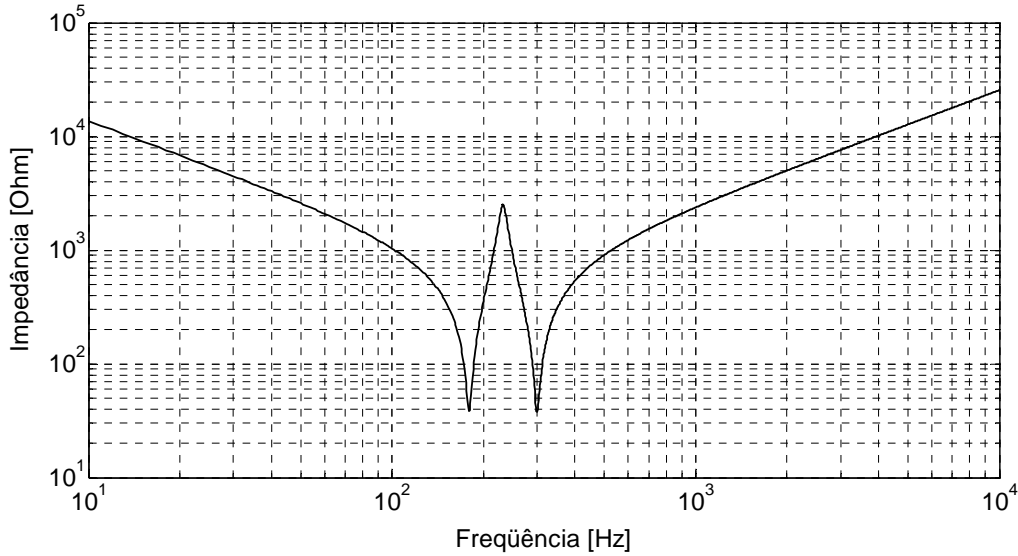


Figura 6: Impedância para o filtro duplamente sintonizado no 3º e 5º harmônicos.

Não é apenas o lado *CA* de estações *CCAT* que está sujeito a ocorrência de correntes harmônicas. No lado *CC* dessas estações o conversor também é responsável pela geração de harmônicos que podem causar interferências em circuitos de controle e telecomunicações nas vizinhanças da linha de transmissão *CCAT*. Filtros passivos, como os de ressonância em série e os passa-altas utilizados no lado *CA* das estações *CCAT*, são colocados no lado *CC*, próximos ao conversor, com o objetivo de atenuar correntes harmônicas.

Mesmo possuindo as mesmas estruturas dos filtros passivos utilizados no lado *CA*, os filtros do lado *CC* apresentam tamanhos e custos consideravelmente menores, pois as magnitudes das correntes harmônicas que ocorrem no lado *CC* são bem menores se comparadas as que ocorrem do lado *CA* [13]. Essa característica possibilitou o desenvolvimento de filtros ativos para uso no lado *CC* dos conversores *CCAT* [13]. Alguns desses filtros ativos *CC* possuem o princípio de operação similar aos filtros apresentados neste trabalho, no entanto, a principal característica que os difere é a capacidade de lidar com correntes harmônicas com amplitudes elevadas.

Existem ainda os reatores de amortecimento, que são indutores conectados em série com o conversor *CCAT* e a linha de transmissão *CC*. Esses reatores têm o objetivo de reduzir os *ripples* de corrente no lado *CC*, diminuindo também o risco de falhas na comutação dos dispositivos semicondutores durante a ocorrência de distúrbios transitórios no sistema [9]. Os reatores de amortecimento limitam a taxa de variação das correntes harmônicas, protegendo os dispositivos semicondutores.

Um circuito esquemático simplificado da subestação de Ibiúna é apresentado na Figura 7. No circuito podem ser observados todos os elementos da subestação *CCAT* discutidos nessa seção, com destaque para os dois filtros passivos de dupla sintonia onde ocorrem os altos índices de corrente harmônica. Esses filtros e outros elementos da subestação estão conectados em um barramento com 345 kV de tensão de linha.

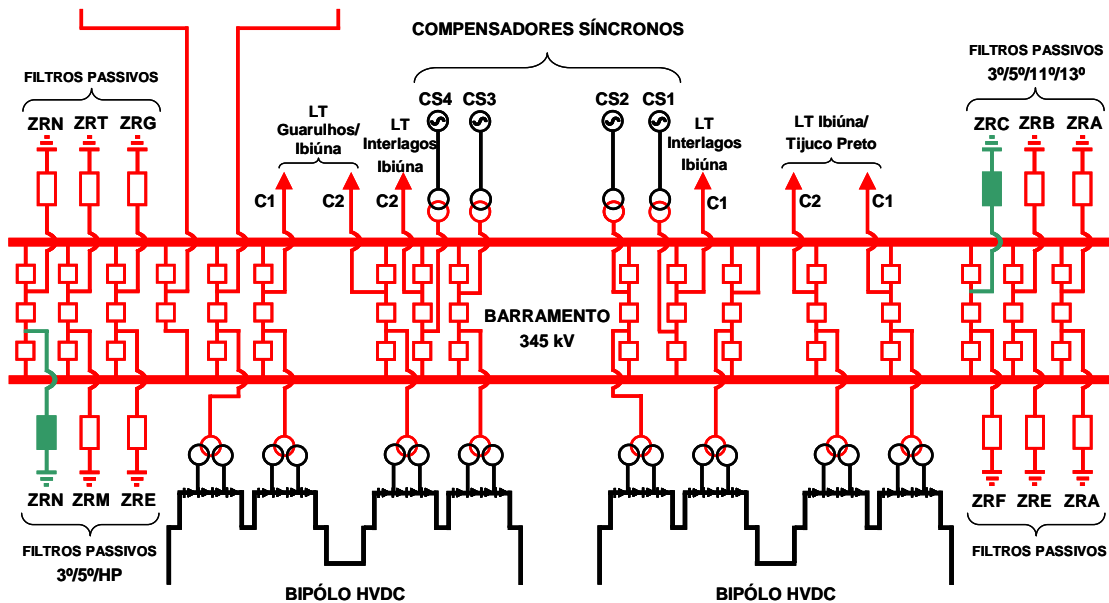


Figura 7: Filtros passivos acometidos pelos altos índices de corrente harmônica.

## 2.3 Modelo Digital da Subestação de Ibiúna

Neste trabalho é utilizado um software de simulação de transitórios eletromagnéticos para verificar o funcionamento dos filtros ativos propostos inseridos na subestação de Ibiúna. Para que os resultados das simulações em computador sejam realistas, é necessário que o modelo digital do sistema de Ibiúna traduza com fidelidade o funcionamento de todos os seus elementos.

Um modelo digital do sistema de transmissão de Ibiúna foi desenvolvido para atender às exigências de um projeto de pesquisa e desenvolvimento realizado entre o Laboratório de Eletrônica de Potência da COPPE/UFRJ e a empresa Furnas Centrais Elétricas S.A. [5]. Este trabalho utiliza o modelo digital citado, juntamente com os modelos digitais desenvolvidos para os filtros ativos propostos.

Como foi exposto neste capítulo, a subestação de Ibiúna é um sistema complexo que possui uma grande variedade de equipamentos de sistemas de potência. O modelo digital detalhado desse sistema, desenvolvido no software PSCAD/EMTDC versão 3.0.8, atende a especificações fornecidas pelo Operador Nacional do Sistema Elétrico (*ONS*). Esse modelo possui mais de 2.200 nós elétricos, além dos circuitos de controle de máquinas e do conversor *CCAT*. Comparações entre resultados de simulação e dados reais fornecidos por Furnas mostram que o modelo digital desenvolvido traduz com bastante realismo o funcionamento do sistema de transmissão de Ibiúna [5].

# CAPÍTULO 3

---

## Tecnologias para Alta Potência

---

QUANDO se trabalha com sistemas de potência elevada, como sistemas de transmissão de energia elétrica, existe uma dificuldade muito grande no que diz respeito ao desenvolvimento e fabricação de materiais e equipamentos capazes de operar com altos níveis de tensão e corrente. Outra grande dificuldade é fazer com que esses materiais e equipamentos trabalhem com baixas perdas de energia e proporcionem um alto rendimento, podendo ser considerados soluções viáveis do ponto de vista técnico e econômico.

Nas últimas décadas, os tradicionais dispositivos semicondutores, ou chaves semicondutoras, utilizados em equipamentos de eletrônica de potência, como o tiristor e o *GTO* (*Gate Turn-off Thyristor*), vêm passando por contínuos avanços, operando atualmente com melhor eficiência e níveis de tensões e correntes cada vez mais elevados. Mais recentemente, novas tecnologias como o *IGBT* (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) e o *IGCT* (*Integrated Gate Commutated Thyristor*), vêm mostrando que podem representar uma verdadeira revolução, pois além de apresentarem características similares aos dispositivos tradicionais, referentes às

capacidades de tensão e corrente, podem ser operados em frequências bem maiores com perdas de energia relativamente baixas, além de apresentarem outras vantagens como tamanho e peso reduzidos e maior simplicidade dos circuitos de disparo.

Acompanhando a evolução das chaves semicondutoras, muitas tecnologias foram desenvolvidas para aumentar ainda mais a capacidade de potência de equipamentos utilizados em sistemas de transmissão e distribuição de energia. Um exemplo disso são as diversas topologias multiníveis de conversores de potência, que em configurações cada vez mais bem elaboradas, vêm possibilitando a construção de equipamentos capazes de serem conectados sem maiores problemas em sistemas de transmissão e distribuição de energia, muitas vezes sem a necessidade de transformadores.

Recentemente, alguns problemas vêm sendo observados quando se faz necessário o uso de transformadores na conexão dos equipamentos de eletrônica de potência modernos em sistemas elétricos. As altas frequências de chaveamento (da ordem de milhares de Hertz) dos conversores utilizados nesses equipamentos, causam perdas excessivas de energia nos transformadores, projetados para operarem geralmente com frequências na faixa dos 50 e 60 Hz. O aquecimento causado pelas altas frequências de chaveamento pode gerar danos aos transformadores, principalmente em aplicações para alta potência, inviabilizando a utilização de algumas tecnologias. Pesquisas recentes vêm revelando novos materiais a serem utilizados em transformadores para sistemas de potência, possibilitando a utilização de equipamentos de alta frequência com perdas de energia relativamente baixas.

Este capítulo apresenta um estudo das diversas tecnologias desenvolvidas nos últimos anos relacionadas a equipamentos eletrônicos para aplicações em alta potência. São apresentados os avanços tecnológicos no campo dos dispositivos semicondutores para alta potência, onde são feitas análises comparativas que mostram suas principais características e vantagens. As topologias de conversores estáticos multiníveis mais importantes são discutidas e comparadas, destacando-se os aspectos práticos e econômicos para utilização das mesmas. Os estudos apresentados têm o objetivo de servir como base para a escolha das tecnologias mais adequadas a serem utilizadas pelos filtros ativos propostos neste trabalho. No final do capítulo é apresentada a tecnologia de transformadores com núcleo de metal amorfo, destinados às aplicações de alta frequência em sistemas elétricos de potência.

### 3.1 Dispositivos Semicondutores

A história da eletrônica de potência em sistemas de transmissão e distribuição de energia teve início em 1954, quando foi construído o primeiro sistema *CCAT* que utilizava conversores baseados em válvulas de arco de mercúrio. Apesar dos tiristores, primeiros dispositivos semicondutores destinados a aplicações de eletrônica de potência, terem aparecido na metade da década de 50, as aplicações para transmissão e distribuição de energia só tiveram início nos anos 70, quando os primeiros tiristores capazes de trabalhar com níveis de tensões e correntes relativamente elevados foram utilizados em sistemas *CCAT* [14].

No final da década de 70 foi introduzido o *GTO* que, com a possibilidade de desligamento controlado, expandiu a capacidade de controle do fluxo de energia em conversores de potência. Daí em diante a evolução desses dispositivos ocorreu de forma lenta no que diz respeito à potência de operação, até que na metade da década de 90 novas tecnologias na fabricação de chaves semicondutoras apareceram, possibilitando novos avanços no campo da eletrônica de potência.

A tecnologia *6-in floating zone* permitiu a fabricação de bolachas de silício, ou *wafers* de silício, como são mais conhecidos, com seis polegadas de diâmetro. O aumento do diâmetro do *wafers* utilizado nas chaves semicondutoras proporcionou um aumento bastante significativo nas capacidades de condução de corrente e bloqueio de tensão desses dispositivos. Isso foi alcançado através da formação de uma junção uniforme e de uma maior pureza da camada de portadores negativos no *wafers*, garantindo uma boa capacidade de bloqueio e uma operação uniforme sobre toda a área da bolacha de silício. Um aumento de seis vezes no diâmetro do *wafers*, ou seja, de uma para seis polegadas, resultou em um aumento de cem vezes na capacidade de potência dos dispositivos semicondutores [15]. A Figura 8 apresenta a evolução da potência das chaves semicondutoras mais utilizadas nas últimas décadas.

Outras tecnologias no processamento de bolachas semicondutoras, como o controle preciso de impurezas no silício (*Lifetime Control*), e mudanças na própria arquitetura dos dispositivos (*five-layer structure* ou *p-n-i-p-n structure*), proporcionaram uma melhor eficiência, diminuindo perdas de energia, e a evolução de tiristores e *GTOs* para dispositivos que pudessem ser operados em frequências maiores, como *IGBTs* e *IGCTs* [15].

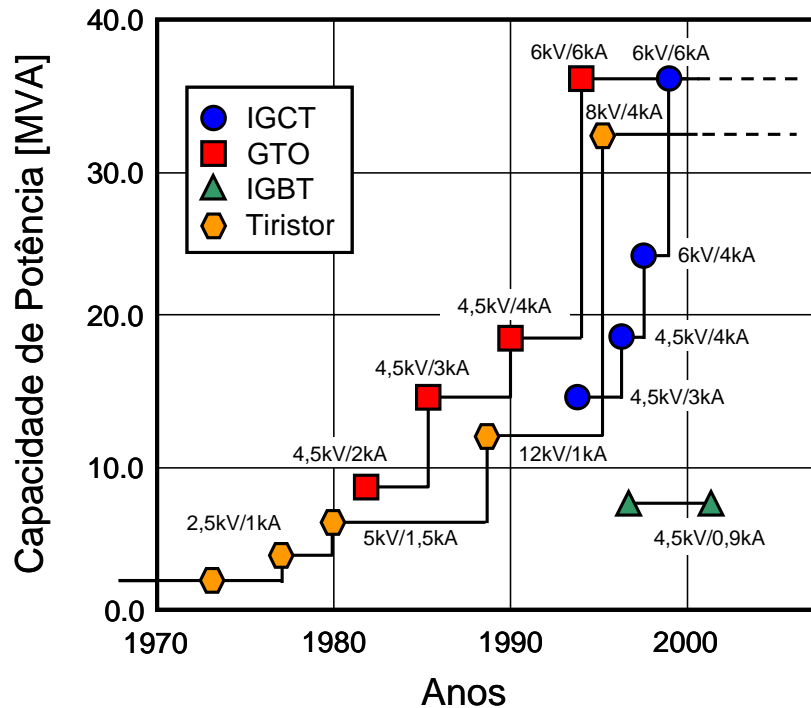


Figura 8: Evolução dos dispositivos semicondutores para altas potências.

### 3.1.1 Dispositivos de Última Geração

#### 3.1.1.a Tiristores e *GTOs*

Dentre as chaves semicondutoras de alta potência, os tiristores possuem a menor tensão durante a condução (*on-state voltage*) e os *GTOs* possuem a menor tensão de condução se comparado aos outros dispositivos com desligamento controlado. Na evolução dos dispositivos semicondutores, essas duas chaves são capazes de trabalhar com os maiores níveis de tensão e corrente.

Atualmente, a tecnologia *6-in floating zone* e novas estruturas de *gate* dinâmico têm permitido a fabricação de tiristores com tensão de bloqueio de até 12 kV, capazes de operarem com potências na faixa dos 32 MVA (tensão de bloqueio de 8 kV e corrente de 4 kA). Em muitas aplicações de alta potência, onde não é necessário um controle total do fluxo de energia, os tiristores ainda são a melhor opção [15].

Os *GTOs* mais recentes, fabricados com a tecnologia *6-in floating zone*, estruturas *p-n-i-p-n* e de anodo transparente, podem trabalhar com potências na faixa dos 36 MVA, com tensões de 6 kV, e correntes de 6 kA. Os *GTOs* necessitam de



altas correntes para o seu disparo, dissipando uma energia considerável, principalmente na operação de desligamento (*turn-off operation*), sendo necessário o uso de circuitos de proteção (*snubbers*) que limitam os níveis de corrente nessas chaves. Apesar da alta capacidade de potência, os *GTOs* vêm sendo substituídos pelos *IGCTs*, que possuem a mesma capacidade de potência e podem ser operados em frequências elevadas com menores perdas de energia [16].

### 3.1.1.b *IGCTs*

O *IGCT*, também conhecido como *GCT* (*Gate Commutated Thyristor*), é a evolução do *GTO*. Como podem ser vistos na Figura 8, os dois dispositivos possuem uma arquitetura semelhante, porém funcionam de forma bastante diferente na operação de desligamento. No desligamento dos *IGCTs* a corrente é comutada rapidamente do catodo para o *gate* antes que ocorra qualquer mudança na distribuição de carga entre o *gate* e o anodo. Dessa forma, o *IGCT* é desligado como um transistor *p-n-p*, mudando diretamente do modo de operação de condução para o modo de bloqueio, de forma rápida e sem a necessidade de *snubbers*. A capacidade de operar com potências na faixa dos 36 MVA, com corrente de até 6 kA e tensão de bloqueio de até 6 kV, é a mesma dos *GTOs*.

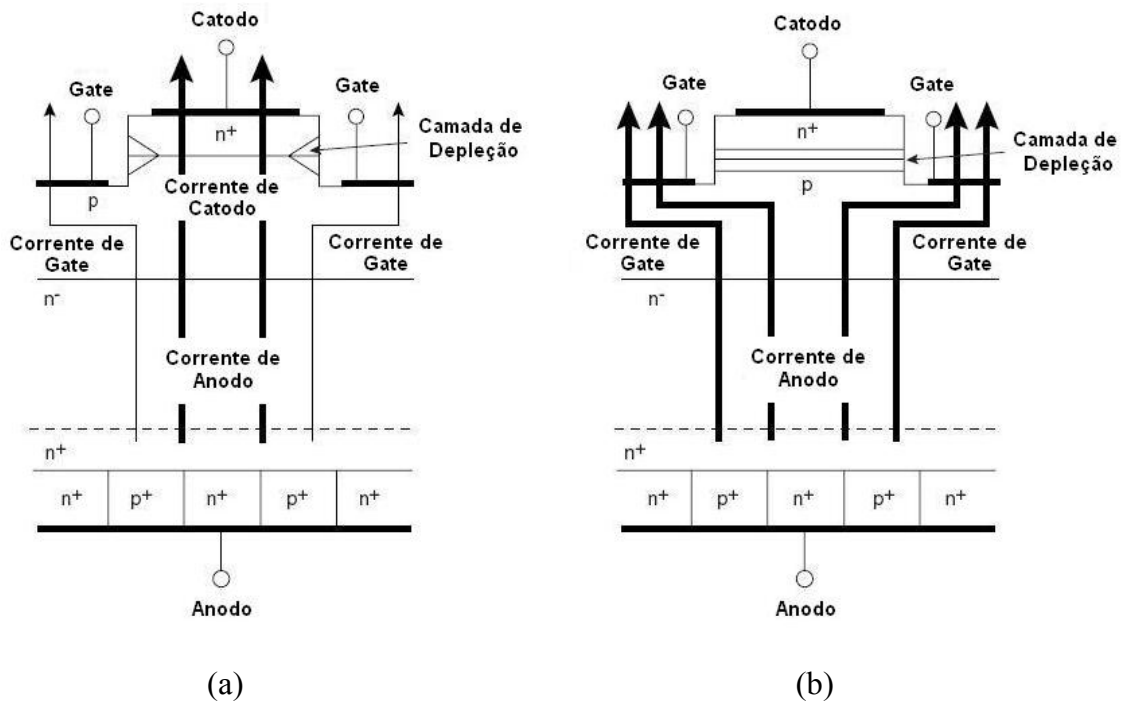


Figura 9: Instante do desligamento para um GTO (a), e para um IGCT (b).

A Figura 10 apresenta gráficos da operação de desligamento para um *GTO* (a), com *snubber*, e para um *IGCT* (b), sem *snubber*, com limites de operação de tensão e corrente equivalentes. No *IGCT*, o tempo de armazenamento (*storage time*), que é o tempo entre o início do sinal de desligamento do *gate* ( $I_G$ ) e a queda da corrente que passa pelo dispositivo ( $I_T$ ), é aproximadamente sete vezes menor que no *GTO*. Essa característica possibilita que os *IGCTs* sejam operados em frequências maiores, e com perdas menores que os *GTOs* [15].

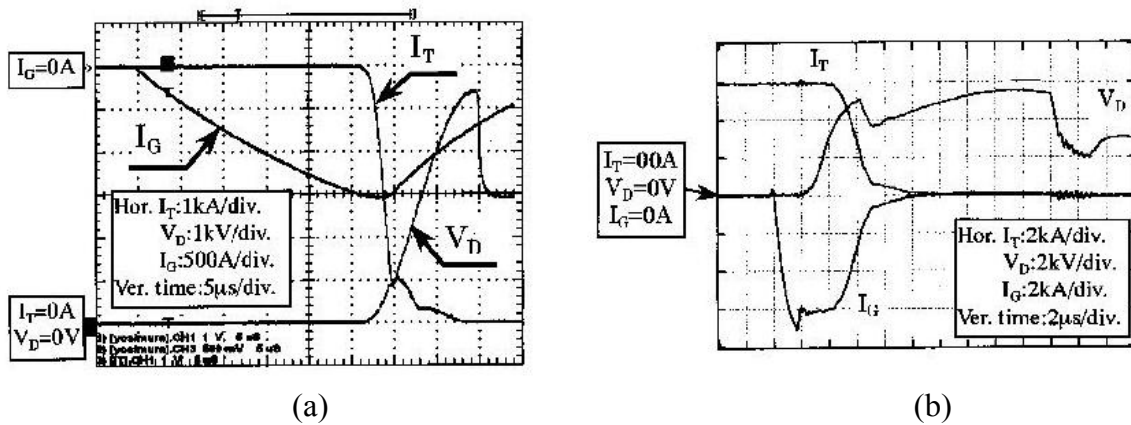


Figura 10: Comparação na operação de desligamento de um GTO (a), e um IGCT (b).

Dentre as vantagens dos *IGCTs* estão a operação sem *snubber*, perdas reduzidas no chaveamento, frequências de operação que podem chegar a 3 kHz devido ao tempo de armazenamento reduzido, simplificação em conexões das chaves em série e paralelo devido aos tempos de armazenamento mais uniformes, potência de disparo menor de 30 a 40 % em relação aos *GTOs*, e tamanho e peso reduzidos dos circuitos de disparo. A Figura 11 compara o tamanho de um *GTO* para 4,5 kV/1,5 kA, com um *IGCT* para 6,5 kV/1,5 kA e seu circuito de disparo integrado.

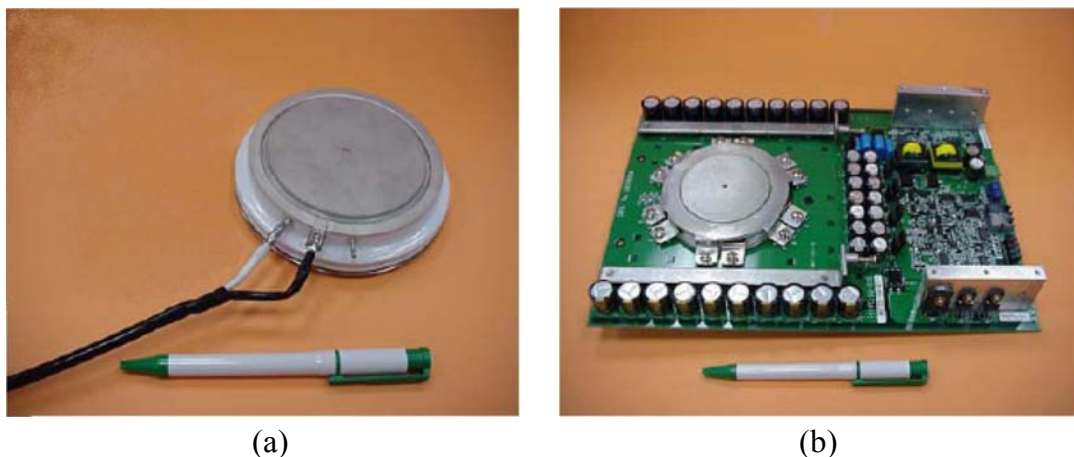


Figura 11: GTO (a), e IGCT com circuito de disparo integrado (b).

### 3.1.1.c IGBTs

O IGBT para aplicações de alta potência é mais conhecido como *HVIGBT* (*High Voltage IGBT*). A utilização de tecnologias desenvolvidas para outras chaves de potência, como *Lifetime Control*, e estruturas *p-n-i-p-n* e de anodo transparente, têm possibilitado a fabricação de *HVIGBTs* com tensão de bloqueio de até 6,5 kV.

Os *HVIGBTs* não trabalham em potências tão elevadas quanto os *GTOs* e *IGCTs*, no entanto podem ser operados em frequências maiores com menores perdas de energia se comparados a essas duas últimas chaves. Geralmente os *HVIGBTs* não necessitam de *snubbers*, e são encapsulados em estruturas modulares convencionais. Recentemente, a utilização de encapsulamentos pressurizados (*Press-Package structures*), comuns em *GTOs* e *IGCTs*, vem sendo aplicado também em *HVIGBTs*, proporcionando maior segurança e confiabilidade [15].

### 3.1.2 Análise Comparativa

A Figura 12 apresenta as atuais capacidades de tensão e corrente para tiristores, *GTOs*, *IGCTs* e *HVIGBTs* [15]. Para as três últimas chaves os valores de corrente apresentados são os máximos valores de corrente suportados durante o desligamento (*turn-off current*). Para os tiristores são apresentados os valores médios de corrente.

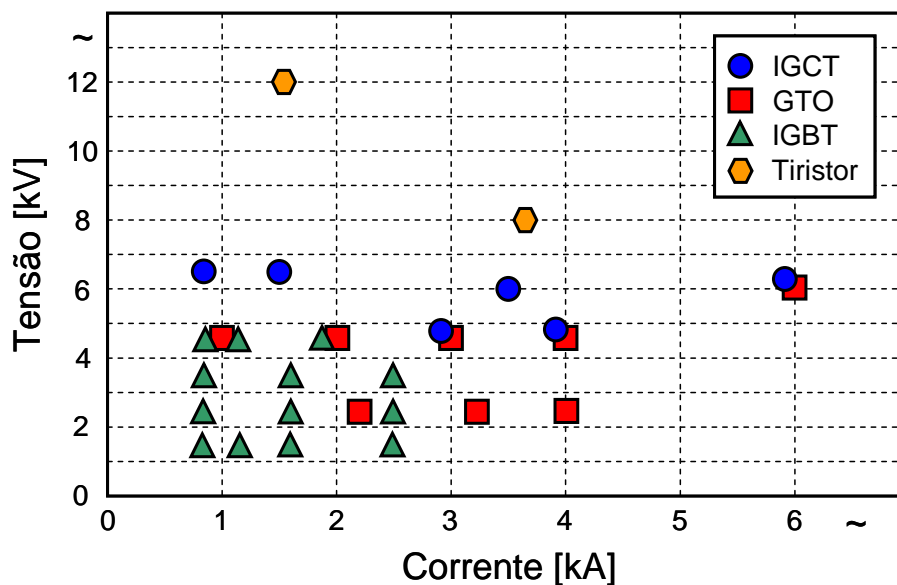


Figura 12: Capacidades de tensão e corrente das chaves semicondutoras modernas.

A Tabela I apresenta uma análise qualitativa das chaves semicondutoras com desligamento controlado [15]. Nessa tabela, as características mais importantes dos *HVIGBTs*, *IGCTs* e *GTOs* são qualificadas de acordo com o que foi apresentado nas subseções anteriores.

Como foi mostrado, *IGCTs* e *GTOs* possuem a capacidade de conduzir maiores correntes, além de suportarem maiores tensões de bloqueio. Em aplicações de alta tensão os *IGCTs* são as chaves que apresentam as menores perdas totais de energia, tanto na chave propriamente dita, como nos circuitos periféricos. Dentre as três chaves os *HVIGBTs* utilizam a menor potência no circuito de disparo, apresentando também a melhor controlabilidade do mesmo. Os *HVIGBTs* ainda possuem circuitos periféricos com menos componentes, pois não necessitam de *snubbers* para operação de desligamento e de reatores em seus anodos. Devido aos tempos de armazenamento mais regulares, os *IGCTs* podem ser conectados em série com maior facilidade do que as outras chaves. Os *IGCTs* e *GTOs* possuem encapsulamentos pressurizados, que são mais seguros e resistentes a explosões [15].

Tabela I: Análise Qualitativa das Chaves Semicondutoras.

<b>Característica</b>	<b>HVIGBT</b>	<b>IGCT</b>	<b>GTO</b>
<b>Alta Tensão</b>	Bom	Muito Bom	Muito Bom
<b>Alta Corrente</b>	Bom	Muito Bom	Muito Bom
<b>Perda de Energia Total</b>	Bom	Muito Bom	Regular
<b>Potência e Controlabilidade do Circuito de Disparo</b>	Muito Bom	Bom	Regular
<b>Circuitos Periféricos</b>	Muito Bom	Bom	Regular
<b>Conexões em Série</b>	Regular	Muito Bom	Regular
<b>Encapsulamento Seguro (Resistente a Explosões)</b>	Regular	Muito Bom	Muito Bom

Com as características apresentadas, pode-se dizer que os *HVIGBTs* são a melhor escolha para aplicações de média potência, como tração elétrica, por exemplo. Já os *IGCTs* representam a melhor opção em aplicações de alta potência e alta performance, podendo ser utilizados em equipamentos *FACTS* e condicionadores para sistema de transmissão e distribuição de energia, tais como os filtros ativos propostos neste trabalho.

A escolha dos *IGCTs* para os conversores de potência dos filtros ativos propostos se deve principalmente a sua capacidade de trabalhar com altas correntes de condução, altas tensões de bloqueio, frequências de chaveamento relativamente elevadas, e com a menor perda de energia dentre todas as chaves semicondutoras de potência. Como será apresentado nos capítulos seguintes, essas características possibilitam que as partes ativas dos filtros propostos sejam capazes de trabalhar com potências bastante elevadas (da ordem de dezenas de MVA) e um alto rendimento.

## 3.2 Conversores Multiníveis

As tecnologias de conversores estáticos multiníveis vêm se tornando objeto de grande interesse nos últimos anos, pois representam uma alternativa viável e eficiente no controle do fluxo de energia em sistemas de alta potência. Muitas topologias de conversores multiníveis vêm sendo idealizadas para atender a crescente demanda da indústria mundial por equipamentos que trabalhem com níveis de potência cada vez mais elevados.

Como foi mostrado na seção anterior, as chaves semicondutoras com desligamento controlado que trabalham com os níveis de potência mais elevados não suportam atualmente tensões de bloqueio superiores a 6 kV. Essa característica física limita a utilização dessas chaves em sistemas de baixa potência, tornando muito difícil a conexão direta das chaves mesmo em sistemas de média tensão, onde os níveis são muitas vezes superiores a 6 kV. Uma solução encontrada para superar essa dificuldade foi a criação de estruturas constituídas por várias chaves semicondutoras e outros componentes, organizados de modo a garantir que a tensão sobre cada chave no conversor fosse inferior ao seu limite físico, e ao mesmo tempo, a tensão total na saída do conversor fosse várias vezes a tensão máxima de cada chave. Essas estruturas constituem os conversores multiníveis [17].

Os componentes básicos dos conversores multiníveis são chaves semicondutoras e capacitores. Os diferentes estados das chaves fazem com que a tensão na saída dos conversores seja formada pela soma das tensões sobre os capacitores. A Figura 13-a mostra um conversor de dois níveis, onde a tensão total de saída,  $V_T$ , pode assumir os valores  $V_{C1}$ , quando a chave está na posição um, ou zero quando a chave está na posição dois. São considerados multiníveis os conversores

que apresentam mais de dois níveis de tensão na saída, como na Figura 13-b, em que a tensão total na saída do conversor de três níveis pode assumir os valores ( $V_{C1}+V_{C2}$ ),  $V_{C1}$  e zero para a chave nas posições um, dois e três, respectivamente. De forma análoga o conversor de  $n$  níveis da Figura 13-c pode apresentar  $n$  níveis distintos de tensão em sua saída. A Figura 13 é apenas ilustrativa, pois mostra a situação ideal em que as chaves podem assumir vários estados distintos.

Em uma implementação prática, as chaves semicondutoras podem assumir apenas dois estados, aberto ou fechado, além de trabalharem com valores limites de tensão. A construção de conversores multiníveis reais é feita através de conexões em série e/ou paralelo entre chaves semicondutoras, que são combinadas em diversas configurações com capacitores e outros componentes, para gerar em sua saída uma onda de tensão alternada com formas que se assemelham aos degraus de uma escada. Em todas as configurações das chaves são respeitados os valores máximos de tensão e corrente de cada elemento do circuito.

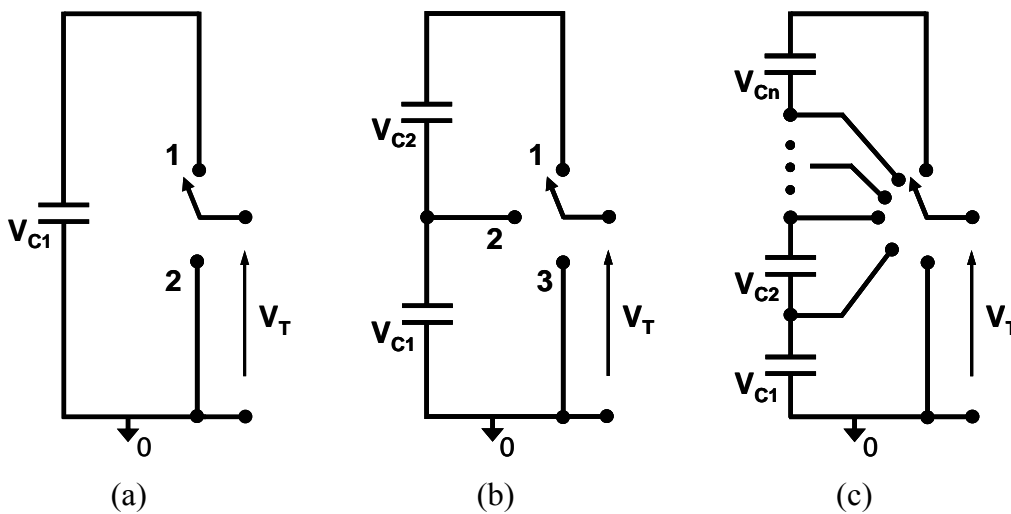


Figura 13: Conversores de dois níveis (a), três níveis (b), e  $n$  níveis (c).

Uma das características importantes dos conversores multiníveis é a capacidade de poderem ser conectados a redes elétricas com tensões elevadas, e em muitas aplicações possibilitar a redução, ou até mesmo a eliminação, de transformadores, que em geral representam grandes volumes, altas perdas de energia e altos custos. Além dessa grande vantagem, os conversores multiníveis possuem outros atrativos muito interessantes. Quanto maior o número de níveis do conversor, menor é a distorção harmônica da onda de tensão em sua saída. Com o aumento do número de níveis a corrente drenada pelos conversores também apresenta um índice

de distorção harmônica menor. A possibilidade de se trabalhar com frequências de chaveamento mais baixas é outra característica importante, principalmente em altas potências, onde a dissipação de energia nas chaves é muito grande. Um exemplo disso é o filtro ativo paralelo que será apresentado no próximo capítulo, onde as chaves semicondutoras em seu conversor de 21 níveis comutam com frequência de 600 Hz de acordo com uma técnica de chaveamento de modulação por largura de pulso, ou *PWM (Pulse Width Modulation)*. Para esse conversor, a frequência equivalente de chaveamento é de 12.000 Hz, ou seja, 20 vezes maior.

Pesquisas recentes com as várias configurações de conversores multiníveis vêm possibilitando a construção de equipamentos cada vez mais eficientes e econômicos. Dentre as topologias de conversores multiníveis mais utilizadas destacam-se a topologia multinível grampeada a diodos, a topologia multinível grampeada a capacitores, e a topologia que utiliza a conexão em série de módulos de conversores (configuração em cascata). A grande maioria das outras topologias é derivada dessas três. Cada topologia possui vantagens e desvantagens, e a escolha da melhor alternativa está diretamente relacionada à aplicação.

### **3.2.1 Conversor Multinível Grampeado a Diodos**

Os conversores multiníveis grampeados a diodos (*diode clamped*), também chamados de conversores multiníveis com ponto de neutro grampeado (*neutral point clamped*), foram apresentados pela primeira vez no início da década de 80 com a configuração de três níveis. Devido a sua capacidade de dobrar a tensão de saída em relação aos conversores de dois níveis, de forma eficiente e sem a necessidade de maiores complicações nos circuitos de controle, essa topologia foi bastante difundida e aplicada em muitos equipamentos [18].

A configuração de três níveis para o conversor grampeado a diodos é mostrada na Figura 14-a juntamente com um período da onda da tensão em seus terminais de saída, medida entre o terminal *a* e o terminal *n*. O ponto de neutro *n* divide a tensão  $V_{dc}$  em duas partes iguais, uma metade sobre o capacitor  $C_1$ , e a outra sobre o capacitor  $C_2$ . Para o circuito apresentado admite-se que os pares de chaves ( $S_1$  e  $S_3$ ) e ( $S_2$  e  $S_4$ ) são complementares, ou seja, quando uma das chaves do par está aberta, a outra está obrigatoriamente fechada. Dessa forma a tensão  $V_{an}$  pode assumir o valor  $V_{dc}/2$  quando as chaves  $S_1$  e  $S_2$  estão fechadas, o valor zero quando as chaves

$S_2$  e  $S_3$  estão fechadas, e o valor  $-V_{dc}/2$  quando as chaves  $S_3$  e  $S_4$  estão fechadas, constituindo os três níveis de tensão na saída.

Para garantir que a tensão de bloqueio sobre as chaves seja limitada em um valor pré-determinado,  $V_{dc}/2$  no caso do conversor de três níveis, os diodos  $D_1$  e  $D_2$  são utilizados para forçar que a tensão sobre um dos capacitores seja igual à tensão máxima sobre qualquer uma das chaves do circuito, dessa forma, “grampeando” a tensão de bloqueio das chaves nesse valor. Um exemplo disso ocorre quando as chaves  $S_3$  e  $S_4$  estão fechadas e o diodo  $D_1$  faz com que a tensão de bloqueio sobre a chave  $S_1$  seja a mesma tensão sobre o capacitor  $C_1$ , e que ao mesmo tempo, a tensão de bloqueio sobre a chave  $S_2$  seja a mesma tensão sobre o capacitor  $C_2$ .

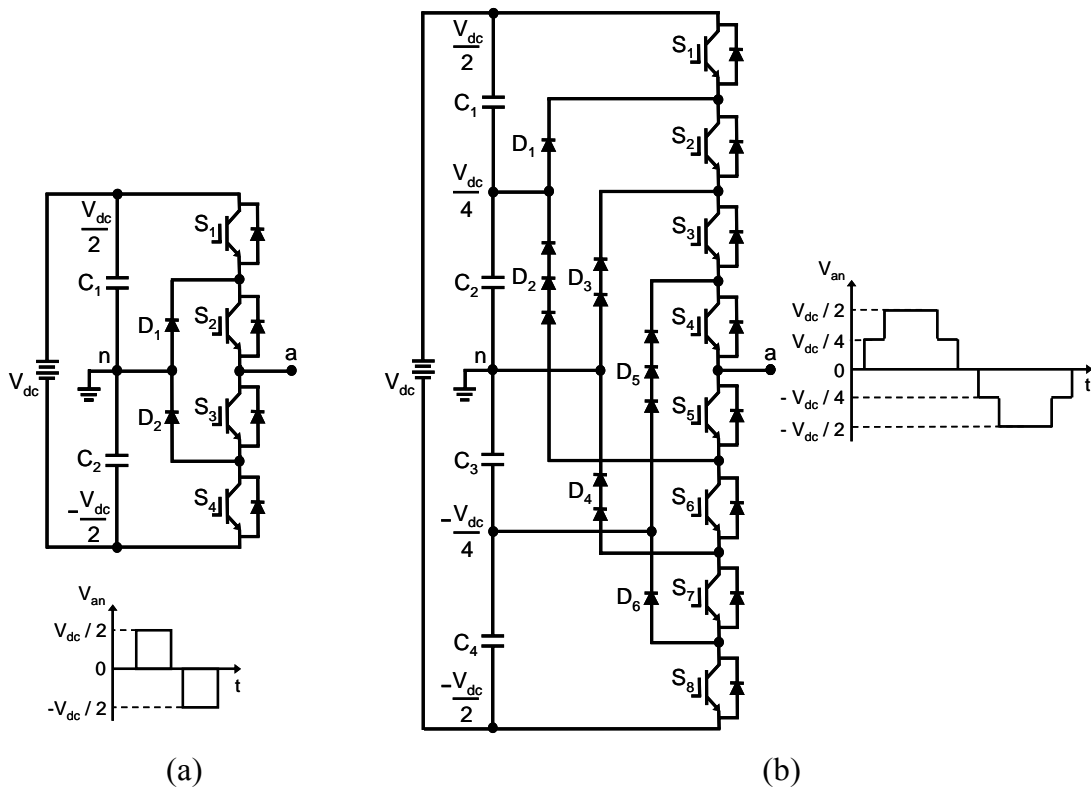


Figura 14: Conversores com três níveis (a), e cinco níveis (b).

A complexidade da topologia multinível grampeada a diodos aumenta à medida que aumenta o número de níveis da onda de tensão na saída do conversor, como pode ser visto na Figura 14-b. Nesse circuito a tensão  $V_{dc}$  é dividida igualmente entre os quatro capacitores. Admite-se ainda que os pares  $(S_1$  e  $S_5)$ ,  $(S_2$  e  $S_6)$ ,  $(S_3$  e  $S_7)$  e  $(S_4$  e  $S_8)$  são complementares. Medindo-se a tensão entre os terminais  $a$  e  $n$ , obtém-se o valor  $V_{dc}/2$  quando as chaves  $S_1, S_2, S_3$  e  $S_4$  estão fechadas, o valor  $V_{dc}/4$  quando as chaves  $S_2, S_3, S_4$  e  $S_5$  estão fechadas, o valor zero, quando as chaves  $S_3, S_4, S_5$  e  $S_6$



estão fechadas, o valor  $-V_{dc}/4$  quando as chaves  $S_4$ ,  $S_5$ ,  $S_6$  e  $S_7$  estão fechadas, e o valor  $-V_{dc}/2$  quando as chaves  $S_5$ ,  $S_6$ ,  $S_7$  e  $S_8$  estão fechadas, constituindo assim os cinco níveis de tensão na saída do conversor.

Para o conversor de cinco níveis a organização dos diodos que limitam o valor da tensão sobre as chaves é um pouco mais complexa se comparada ao conversor de três níveis. Na operação do conversor de cinco níveis ocorrem situações em que o nível de tensão sobre um determinado diodo chega a ser até três vezes superior ao nível de tensão sobre um outro diodo do circuito. Isso ocorre, por exemplo, quando as chaves  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$  estão fechadas e o diodo  $D_5$  é submetido à tensão  $3V_{dc}/4$ , constituída pela soma das tensões sobre os capacitores  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$ . Nessa mesma situação o diodo  $D_1$  é apenas submetido à tensão existente sobre o capacitor  $C_1$ , ou seja,  $V_{dc}/4$ . Admitindo-se que todos os diodos do conversor possuam os mesmos limites máximos de tensão das chaves semicondutoras, o diodo  $D_5$  deveria ser constituído por um conjunto de três diodos conectados em série, como é mostrado na Figura 14-b. Essa condição faz com que o número de componentes em conversores com muitos níveis seja bastante elevado, aumentando também o custo desses conversores.

Os conversores multiníveis grampeados a diodos possuem apenas uma única combinação do estado das chaves para obtenção de cada nível de tensão na saída. Essa característica dificulta bastante o controle de carga e descarga de energia nos capacitores, sendo crítica no controle de potência ativa.

De forma geral, os conversores multiníveis grampeados a diodos apresentam as seguintes vantagens:

- O aumento do número de níveis diminui o conteúdo harmônico das tensões geradas e das correntes drenadas nos terminais dos conversores, possibilitando a eliminação de filtros passivos para essas tensões e correntes;
- O aumento do número de níveis também possibilita o uso de técnicas de chaveamento com frequências menores;
- A topologia e o controle das chaves são apropriados para a conexão de conversores na configuração “*back-to-back*”.

Algumas desvantagens limitam a utilização desses conversores em muitas aplicações. Os maiores problemas dos conversores grampeados a diodos são:

- A controlabilidade limitada torna muito difícil a carga e descarga de energia nos capacitores. O controle de potência reativa é possível, porém os problemas de controlabilidade são bastante críticos no controle de potência ativa;
- O número de diodos aumenta excessivamente com o aumento do número de níveis, elevando bastante o custo dos conversores.

### 3.2.2 Conversor Multinível Grampeado a Capacitores

Outra topologia bastante conhecida é o conversor multinível grampeado a capacitores (*capacitor clamped*), chamado também de conversor multinível com capacitores de tensão flutuante (*flying capacitors*). A configuração multinível grampeada a capacitores é uma das mais recentes, sendo introduzida no final da década de 90. Essa topologia traz alguns avanços em relação à configuração multinível grampeada a diodos, principalmente no que diz respeito a controlabilidade dos dispositivos semicondutores [17][19].

Em um conversor multinível grampeado a capacitores, a tensão nos terminais de saída é formada pela soma das tensões de capacitores conectados em série. Os conjuntos de capacitores correspondentes aos diferentes níveis de tensão na saída do conversor são selecionados através das várias combinações das chaves semicondutoras. Como é mostrado na Figura 15-a, dependendo do sentido da corrente, os valores de tensão entre os terminais  $a$  e  $n$  do conversor de três níveis grampeado a capacitores podem assumir o valor  $V_{dc}/2$  quando as chaves  $S_1$  e  $S_2$  estão fechadas, o valor zero quando o par de chaves ( $S_1$  e  $S_3$ ) ou ( $S_2$  e  $S_4$ ) está fechado, e o valor  $-V_{dc}/2$  quando as chaves  $S_3$  e  $S_4$  estão fechadas. Com essa topologia a carga e descarga de energia dos capacitores podem ser controladas através de escolhas apropriadas das chaves que são abertas e fechadas. Para o conversor de três níveis da Figura 15-a, por exemplo, o capacitor  $C_3$  é carregado quando as chaves  $S_1$  e  $S_3$  estão fechadas, e descarregado, quando as chaves  $S_2$  e  $S_4$  estão fechadas. Os conversores grampeados a capacitores possuem uma maior flexibilidade no controle das chaves, o que permite um melhor controle do fluxo de energia ativa e reativa se comparado ao conversor multinível grampeado a diodos.

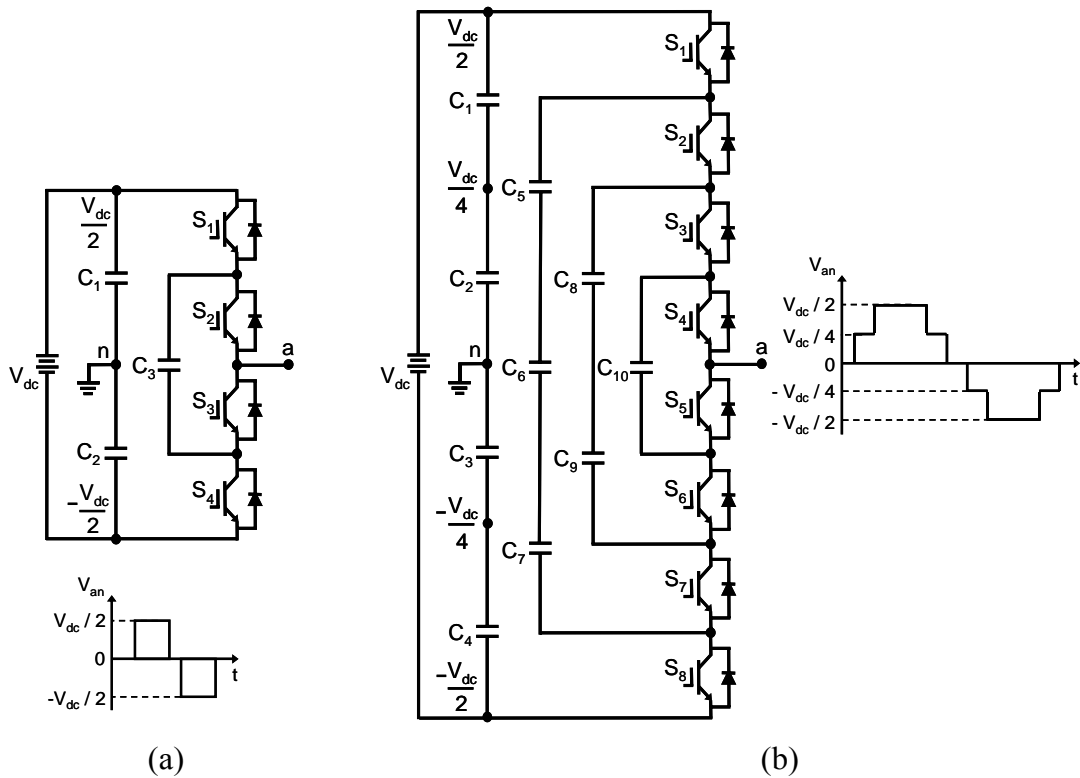


Figura 15: Conversores com três níveis (a), e cinco níveis (b).

Para o conversor de cinco níveis apresentado na Figura 15-b, as combinações de chaves correspondentes a cada nível de tensão de saída são apresentadas na Tabela II. Através da Figura 15-b e da Tabela II é possível verificar que cada nível de tensão do conversor é constituído pela soma das tensões de um conjunto específico de capacitores conectados em série. Um exemplo disso ocorre quando se tem na saída do conversor o nível  $-V_{dc}/4$ , que pode ser obtido através de três combinações distintas das chaves. Uma delas é a combinação de número dois, onde o nível  $-V_{dc}/4$  é obtido pela soma das tensões sobre os capacitores  $C_3$ ,  $C_4$  e  $C_{10}$ , conectados em série devido ao fechamento das chaves  $S_4$ ,  $S_6$ ,  $S_7$  e  $S_8$ .

Na configuração multinível grampeada a capacitores a quantidade de capacitores cresce bastante com o aumento do número de níveis, aumentando bastante o custo final desses equipamentos. Para essa topologia, os níveis de tensão sobre cada chave semicondutora também são limitados em um valor pré-determinado, que é igual ao valor máximo de tensão sobre cada capacitor do circuito. Nos exemplos apresentados esse valor é de  $V_{dc}/2$  para o conversor de três níveis, e  $V_{dc}/4$  para o conversor de cinco níveis.

Tabela II: Combinações das Chaves para um Conversor de Cinco Níveis.

Nível de Tensão Entre os Terminais $a$ e $n$	Possíveis Combinações das Chaves
$V_{an} = V_{dc}/2$	1) $S_1, S_2, S_3$ e $S_4$ .
$V_{an} = V_{dc}/4$	1) $S_1, S_2, S_3$ e $S_5$ ; 2) $S_2, S_3, S_4$ e $S_8$ ; 3) $S_1, S_3, S_4$ e $S_7$ .
$V_{an} = 0$	1) $S_1, S_2, S_5$ e $S_6$ ; 2) $S_3, S_4, S_7$ e $S_8$ ; 3) $S_1, S_3, S_5$ e $S_7$ ; 4) $S_1, S_4, S_6$ e $S_7$ ; 5) $S_2, S_4, S_6$ e $S_8$ ; 6) $S_2, S_3, S_5$ e $S_8$ .
$V_{an} = -V_{dc}/4$	1) $S_1, S_5, S_6$ e $S_7$ ; 2) $S_4, S_6, S_7$ e $S_8$ ; 3) $S_3, S_5, S_7$ e $S_8$ .
$V_{an} = -V_{dc}/2$	1) $S_5, S_6, S_7$ e $S_8$ .

De forma geral, os conversores multiníveis grampeados a capacitores apresentam as seguintes vantagens:

- O aumento do número de níveis diminui o conteúdo harmônico das tensões geradas e das correntes drenadas nos terminais dos conversores, possibilitando a eliminação de filtros passivos para essas tensões e correntes;
- O aumento do número de níveis também possibilita o uso de técnicas de chaveamento com frequências menores;
- A flexibilidade de controle proporcionada por combinações redundantes das chaves permite um melhor controle do fluxo de energias ativa e reativa.

Algumas desvantagens limitam a utilização desses conversores em muitas aplicações. Os maiores problemas dos conversores grampeados a capacitores são:

- Em conversores com muitos níveis o controle se torna bastante complicado;
- O controle de potência ativa exige altas frequências de chaveamento, o que aumenta a dissipação de energia.
- O número de capacitores aumenta excessivamente com o aumento do número de níveis, elevando bastante o custo dos conversores.

### 3.2.3 Conversor Multinível com Módulos em Cascata

A topologia multinível que utiliza módulos de conversores conectados em série é chamada de topologia multinível de conversores em cascata com fontes de tensão separada (*cascaded with separate DC sources*), ou simplesmente topologia multinível em cascata (*cascaded multicell*). Essa configuração multinível é a mais antiga dentre as topologias principais, tendo sido introduzida na metade da década de 70. A grande vantagem dessa topologia sobre as demais é que para um mesmo número de níveis de tensão nos terminais de saída, é a topologia que apresenta a menor quantidade de componentes. Com a eliminação dos muitos diodos e capacitores presentes nas outras configurações, a topologia multinível em cascata representa a melhor escolha no que diz respeito ao custo total de equipamentos [17].

Um conversor com nove níveis em cascata é apresentado na Figura 16-a. Esse conversor é formado pela conexão em série de vários módulos monofásicos constituídos por quatro chaves e um capacitor, chamados de pontes-H. Cada ponte-H pode gerar três níveis de tensão em seus terminais de saída. Tomando como exemplo a ponte-H na base do conversor da Figura 16-a, a tensão  $V_{C4}$  pode assumir o valor  $V_{dc}$  quando as chaves  $S_{13}$  e  $S_{16}$  estão fechadas, o valor zero quando todas as chaves estão abertas, e o valor  $-V_{dc}$  quando as chaves  $S_{14}$  e  $S_{15}$  estão fechadas. A tensão total medida entre os terminais  $a$  e  $n$  do conversor multinível em cascata é formada pela soma das tensões nos terminais de saída de cada ponte-H. Para o conversor da Figura 16-a, a tensão total  $V_{an}$  é igual à soma das tensões  $V_{C1}$ ,  $V_{C2}$ ,  $V_{C3}$  e  $V_{C4}$ , e possui a forma de onda apresentada na Figura 16-b [19].

A construção da topologia multinível em cascata permite uma fácil expansão da capacidade de potência desses conversores, que são formados por módulos eletrônicos idênticos, as pontes-H. Para se aumentar a capacidade de potência bastaria a conexão de mais pontes-H em série. Conversores trifásicos organizados em configurações  $\Delta$  ou  $Y$  podem ser obtidos através da conexão de três conversores como o da Figura 16-a [20].

Uma das poucas desvantagens da topologia multinível em cascata é a impossibilidade de conexões “*back-to-back*”. Quando conectadas em configuração “*back-to-back*” as pontes-H não funcionam de forma sincronizada, causando curtos-circuitos e danificando o conversor.

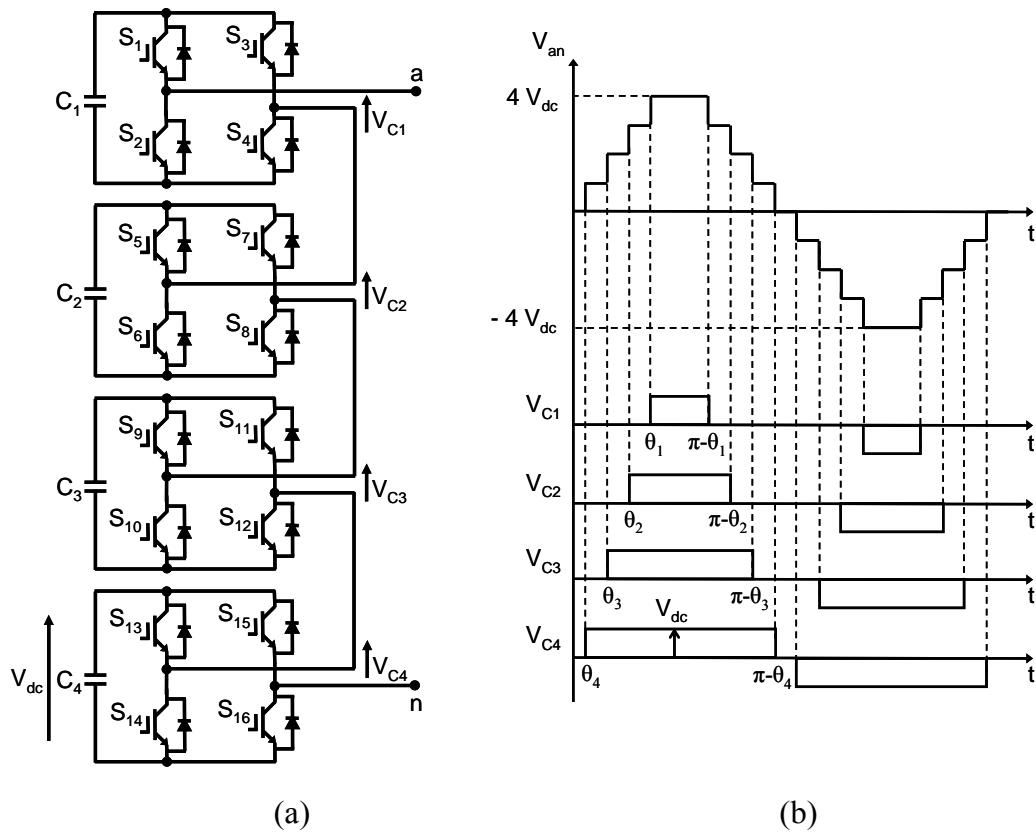


Figura 16: Conversor em cascata com nove níveis de tensão em sua saída.

De forma geral, os conversores multiníveis em cascata apresentam as seguintes vantagens:

- O aumento do número de níveis diminui o conteúdo harmônico das tensões geradas e das correntes drenadas nos terminais dos conversores, possibilitando a eliminação de filtros passivos para essas tensões e correntes;
- O aumento do número de níveis também possibilita o uso de técnicas de chaveamento com frequências menores;
- O circuito formado por módulos idênticos permite uma fácil construção e expansão da capacidade de potência desses conversores;
- O controle de carga e descarga dos capacitores, e conseqüentemente do fluxo de energias ativa e reativa, é mais simples se comparado a outras topologias.
- Dentre todas as topologias multiníveis é a que utiliza o menor número de componentes de circuito para conversores com o mesmo número de níveis.

Uma das poucas desvantagens dos conversores multiníveis em cascata é a impossibilidade de conexões “*back-to-back*”.

### 3.2.4 Análise Comparativa

As características mais importantes dos conversores multiníveis apresentados são listadas na Tabela III. Dentre as topologias investigadas, a configuração multinível em cascata apresenta mais vantagens em relação às demais, no entanto, seria descartada se a aplicação para qual foi destinada exigisse uma configuração “*back-to-back*”. Muitas vezes, por sua simplicidade em configurações com poucos níveis, a topologia multinível grampeada a diodos poderia ser a mais adequada em determinadas aplicações, sendo perfeitamente adaptada para configurações “*back-to-back*”. Também com maior simplicidade em configurações com poucos níveis, a topologia multinível grampeada a capacitores pode ser a mais apropriada em determinadas aplicações devido a sua versatilidade de controle. A escolha na utilização de cada topologia vai estar sempre ligada ao tipo de aplicação [19].

Tabela III: Principais Características das Topologias Multiníveis.

<b>Topologia</b>	<b>Principais Características</b>
<b>Em Cascata</b>	Mais simples (construção modular) e com menos componentes, porém impossibilita estruturas <i>back-to-back</i> .
<b>Grampeada a Capacitores</b>	Mais flexível que a topologia multinível grampeada a diodos, porém apresenta uma maior complexidade no controle com o aumento do número de níveis.
<b>Grampeada a Diodos</b>	Possibilita configuração <i>back-to-back</i> , porém o chaveamento é limitado, dificultando o balanceamento de tensão nos capacitores.

Muitas técnicas de chaveamento utilizadas no controle de conversores de dois níveis foram adaptadas aos conversores multiníveis [21]. Dentre as técnicas mais utilizadas estão a *PWM* senoidal, a eliminação seletiva de harmônicos e a modulação *space-vector* [22][23][24]. A escolha da técnica de chaveamento mais adequada a ser utilizada com as diferentes topologias multiníveis irá influenciar diretamente na eficiência de operação de uma determinada aplicação.

### **3.3 Transformadores Para Alta Freqüência**

Mesmo utilizando as chaves semicondutoras com as maiores capacidades de tensão e corrente em conversores com muitos níveis, algumas aplicações de alta potência precisam ser conectadas aos sistemas elétricos através de transformadores. Em aplicações de eletrônica de potência onde os equipamentos são conectados em paralelo às redes de alta tensão, como é o caso dos filtros ativos que serão apresentados nos próximos capítulos, o uso de um transformador pode representar um custo menor, se comparado à alternativa de se aumentar o número de níveis do conversor até que o valor da tensão na saída do mesmo seja equivalente à tensão da rede elétrica. Apesar de os transformadores representarem um aumento de custo, com a adição de mais um elemento ao sistema, em algumas aplicações o seu uso pode ser considerado a melhor alternativa do ponto de vista técnico e econômico.

Os transformadores com núcleo de ferro-silício, utilizados em todo o mundo desde as primeiras atividades de transmissão e distribuição de energia, evoluíram ao ponto de trabalharem atualmente com rendimento de 99% para as freqüências de 50 e 60 Hz das redes elétricas. As perdas de energia, que variam em torno de 1%, são convertidas em aumento de temperatura do núcleo e em ruído audível, que atingem valores relativamente baixos para a faixa de freqüência entre 50 e 60 Hz, não representando maiores problemas para os transformadores e outros equipamentos conectados à rede elétrica.

Como foi mencionado no Capítulo 1, com o crescente aumento no uso de cargas não-lineares, uma grande quantidade de harmônicos de tensão e corrente com freqüências múltiplas da freqüência fundamental é introduzida nas redes de transmissão e distribuição de energia. Como as perdas de energia nos transformadores estão diretamente relacionadas à freqüência da rede elétrica, a grande quantidade de harmônicos provoca um aumento excessivo de temperatura e ruído audível, podendo tornar proibitivo o uso dos transformadores convencionais em algumas aplicações. Quando se trabalha com tensões e correntes de alto valor e freqüências de alguns milhares de Hertz, comuns em dispositivos semicondutores modernos, o aumento de temperatura pode provocar a deterioração dos materiais isolantes empregados no transformador. Além dos possíveis danos a equipamentos, o aumento das perdas provoca um desperdício muito grande de energia elétrica, e



conseqüentemente um enorme desperdício de dinheiro, podendo chegar anualmente a algumas centenas de milhões de dólares em alguns países [25].

Com o objetivo de reduzir as perdas de energia, vários materiais foram estudados nas últimas décadas para substituir o ferro-silício em núcleos de transformadores, viabilizando a utilização dos mesmos em sistemas com freqüências maiores. Os resultados de pesquisas realizadas com ligas de metal amorfo possibilitaram que no início da década de 90 fossem construídos os primeiros transformadores para uso comercial com perdas significativamente baixas, menores em até 90% (para a freqüência da rede elétrica) se comparadas aos transformadores com núcleo de ferro-silício. Para explicar como os metais amorfos provocam essa redução significativa de perdas de energia em transformadores, é preciso que se faça uma análise mais detalhada das propriedades desses materiais.

O aumento da temperatura em núcleos de transformadores é causado principalmente pelas perdas por histerese e correntes de *Foucault*, constituindo assim o que é chamado de perdas no núcleo [26]. As perdas por histerese no núcleo de um transformador podem ser dadas por:

$$P_H = V_{nucleo} \cdot W_{histerese} \cdot f = V_{nucleo} \cdot A_{BH} \cdot f \quad (3.1)$$

Na Equação 3.1,  $P_H$  é a perda de energia por unidade de tempo, medida em Watts,  $V_{nucleo}$  é o volume do núcleo do transformador, medido em  $m^3$ ,  $W_{histerese}$  é a densidade de energia no núcleo do transformador e é igual à área interna do gráfico do ciclo de histerese para esse núcleo,  $A_{BH}$ , medida em TA/m, e  $f$  é a freqüência da corrente elétrica no enrolamento do transformador, medida em Hertz. O ciclo de histerese é também chamado de ciclo *B-H*, e a Figura 17 apresenta partes de ciclos de histerese para um núcleo de ferro-silício com grãos orientados e para um núcleo de metal amorfo ( $Fe_{80}B_{11}Si_9$ ) [25].

Como pode ser visto claramente, a área interna do ciclo de histerese para núcleo de metal amorfo é menor cerca de três a quatro vezes se comparada à área do ciclo de histerese para o núcleo de ferro-silício com grãos orientados. Essa propriedade de fácil magnetização dos metais amorfos pode representar uma redução de 66,37% a 75% das perdas por histerese que, como pode ser observado na Equação 3.1, é diretamente proporcional à densidade de energia no núcleo [27].

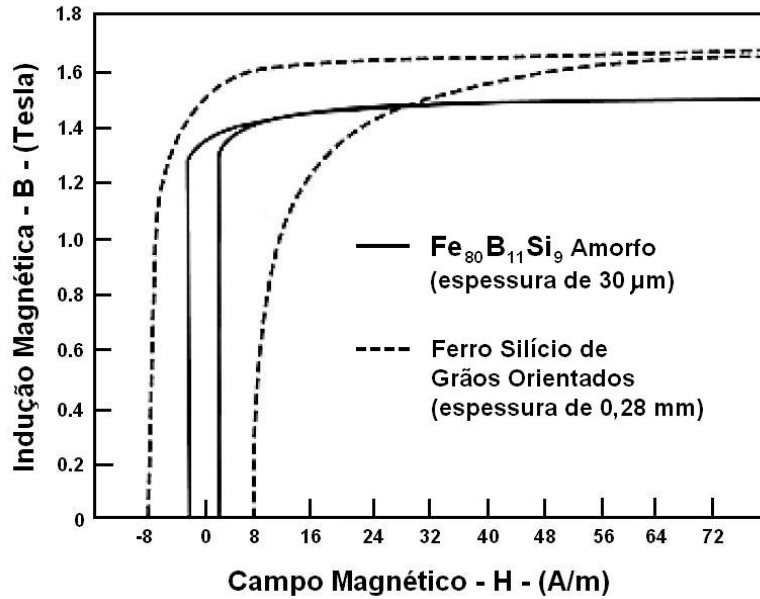


Figura 17: Ciclos de histerese para o Fe<sub>80</sub>B<sub>11</sub>Si<sub>9</sub> amorfo e para o ferro-silício.

A variação da densidade de fluxo magnético em núcleos de transformadores também provoca perdas de energia. Uma diferença de potencial elétrico é induzida no núcleo com a variação do fluxo magnético. Devido a essa tensão induzida, uma corrente  $i_F$ , chamada de corrente de *Foucault* (em homenagem ao pesquisador francês *Jean Bernard Léon Foucault*), irá circular no núcleo. Como o material do núcleo possui uma resistência elétrica  $R$ , ocorrerá uma perda de energia igual a  $i_F^2 R$ , convertida em calor no núcleo do transformador.

As perdas por correntes de *Foucault* em transformadores podem ser minimizadas com o uso de núcleos altamente resistivos e também pelo uso de núcleos laminados. Nos transformadores convencionais os núcleos são constituídos por lâminas finas de ferro-silício isoladas umas das outras, o que aumenta a resistência total e diminui a magnitude da corrente  $i_F$ . As perdas por corrente de *Foucault* no núcleo de um transformador podem ser dadas por:

$$P_F = K_{Foucault} \cdot B_{max}^2 \cdot f^2 \quad (3.2)$$

Na Equação 3.2,  $P_F$  é a perda de energia por unidade de tempo, medida em Watts,  $K_{Foucault}$  é uma constante que depende do tipo de material e da espessura das lâminas do núcleo,  $B_{max}$  é a máxima densidade de fluxo magnético no núcleo, medida em Teslas, e  $f$  é a frequência da corrente elétrica em Hertz, como na Equação 3.1.

Outra propriedade dos metais amorfos que contribui para a diminuição das perdas de energia em transformadores é a sua maior resistividade, que chega a ser de duas a três vezes maior que a resistividade do ferro-silício. Os metais amorfos também possibilitam laminação com espessura cerca de dez vezes menor se comparado ao ferro-silício, o que aumenta ainda mais a resistência total em núcleo de transformadores. Essa maior resistência elétrica total dos núcleos de metais amorfos laminados resulta em uma constante  $K_{Foucault}$ , na Equação 3.2, com valores bem menores se comparados aos núcleos de ferro-silício, o que diminui consideravelmente as perdas causadas por correntes de *Foucault*.

Além das perdas por histerese e correntes de *Foucault*, que nos metais amorfos são responsáveis por uma diminuição média de 50% a 60% das perdas totais de energia em relação ao ferro-silício, ainda existe uma parcela de perdas causadas pelo efeito Joule nos enrolamentos dos transformadores. Em transformadores com núcleo de metal amorfo essas perdas podem ser até 20% menores em relação aos transformadores com núcleo de ferro-silício. Se forem considerados dois transformadores com mesmas dimensões, um com núcleo de ferro-silício, e outro com núcleo de metal amorfo, para uma mesma densidade magnética nos núcleos, a corrente nos enrolamentos do transformador com núcleo de metal amorfo é menor devido às próprias características de magnetização desse material [27].

Os metais amorfos também apresentaram bom desempenho em testes de durabilidade e estabilidade, mostrando que nesses quesitos podem competir de igual para igual com o ferro-silício, que permite a construção de transformadores com vida útil de até 30 anos.

Como exemplo prático da propriedade de baixas perdas de energia dos metais amorfos, a Figura 18 apresenta fotografias infravermelhas de um experimento realizado em [25]. Nesse experimento dois transformadores com dimensões idênticas, um de ferro-silício (a), e outro de metal amorfo (b), são submetidos a correntes elétricas de mesma magnitude. Nas fotografias as cores mais claras indicam temperaturas maiores. Como pode ser visto, o ferro-silício atingiu temperaturas bem maiores (59 °C) do que o metal amorfo (32 °C), com uma diferença de 27 °C de um núcleo para o outro.

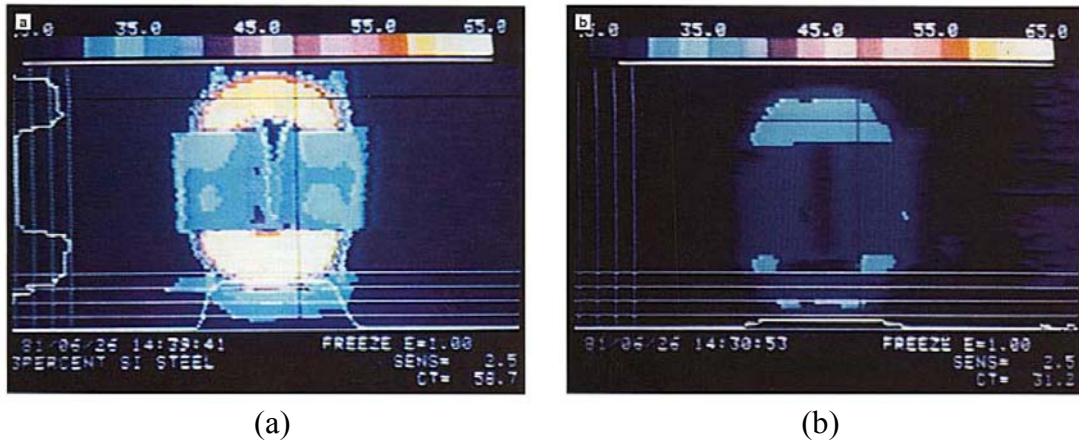


Figura 18: Análise infravermelha do ferro-silício (a), e do metal amorfo (b).

Atualmente, a fabricação de transformadores com núcleo de metal amorfo envolve custos maiores de 25% a 50%, se comparados aos transformadores convencionais. Com a produção em grande escala os custos dos transformadores com núcleo de metal amorfo tendem a se igualar aos custos dos transformadores com núcleo de ferro-silício.

No final da década de 90 já era possível encontrar no mercado transformadores com núcleo de metal amorfo para potências de até 5 MVA [28]. Em um futuro próximo essa faixa de potência tende a aumentar, possibilitando o uso desses transformadores em sistemas de transmissão e distribuição de energia com potências de dezenas de MVA.

# CAPÍTULO 4

---

## Filtro Ativo Paralelo

---

O conhecimento da subestação de Ibiúna e o estudo das tecnologias em componentes e equipamentos para alta potência, constituem os primeiros passos para o entendimento deste trabalho. O passo seguinte, que se inicia neste capítulo, é a apresentação das duas topologias de filtros ativos para atenuar as sobre-correntes harmônicas na subestação de Ibiúna.

Muitos equipamentos na subestação de Ibiúna, incluindo os dois filtros passivos atingidos por altos índices de corrente harmônica, estão conectados a um barramento trifásico com tensão de linha de 345 kV. Esse sistema de alta tensão inviabiliza que a filtragem harmônica seja realizada exclusivamente por filtros ativos, pois isso envolveria maiores dificuldades tecnológicas e conseqüentemente um custo elevado. Uma alternativa menos onerosa para resolver o problema de sobre-correntes harmônicas é a utilização dos filtros passivos já existentes no sistema junto a um circuito de filtragem ativa. Dessa forma, os dois filtros passivos de dupla sintonia e o filtro ativo podem compartilhar a função de filtragem harmônica, constituindo assim uma estrutura híbrida que une as vantagens de cada tipo de filtro.

O presente capítulo aborda a primeira estrutura de filtro ativo proposta neste trabalho, o filtro ativo paralelo. Para este filtro são apresentados o princípio de funcionamento, suas partes integrantes, o dimensionamento de componentes, e cálculos de rendimento e perdas de energia. Por fim são discutidos o procedimento e resultados da simulação realizada com o modelo digital do filtro ativo paralelo inserido na subestação de Ibiúna.

## 4.1 Princípio de Funcionamento

O filtro ativo apresentado neste capítulo é uma estrutura de eletrônica de potência conectada em paralelo aos filtros passivos do barramento de 345 kV. Esse filtro ativo é constituído por três partes principais: o circuito de detecção, o circuito de controle, e o circuito de potência. A Figura 19 ilustra o princípio de funcionamento do filtro ativo paralelo operando em conjunto com os dois filtros passivos de dupla sintonia.

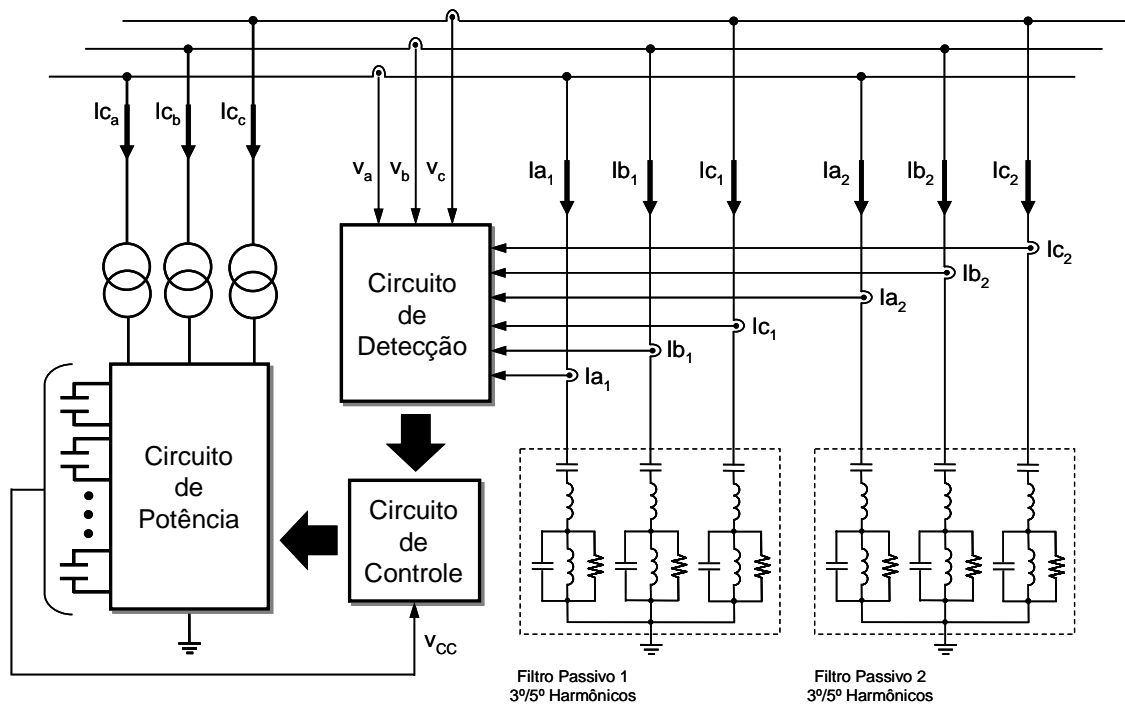


Figura 19: Princípio de operação do filtro ativo paralelo.

Na operação normal desse sistema as correntes que entram nos dois filtros passivos ( $I_{a_1}$ ,  $I_{b_1}$ ,  $I_{c_1}$ ,  $I_{a_2}$ ,  $I_{b_2}$  e  $I_{c_2}$ ) são medidas continuamente pelo circuito de detecção, que é responsável também por separar os valores das correntes harmônicas

de 5ª ordem, extraindo-os das correntes medidas. O circuito de controle é responsável por registrar as sobre-correntes harmônicas e acionar o circuito de potência, que realiza a filtragem propriamente dita. Se a corrente nominal nos filtros passivos não for atingida, o circuito de potência do filtro ativo não atua, ficando em estado de espera. Caso o circuito de controle registre correntes harmônicas com valores acima da capacidade máxima dos filtros passivos, o circuito de potência entra em operação, drenando do barramento de 345 kV apenas as sobre-correntes  $I_{c_a}$ ,  $I_{c_b}$  e  $I_{c_c}$ . Dessa forma os filtros passivos trabalham em suas capacidades máximas e o filtro ativo fica responsável apenas pelas correntes harmônicas excedentes.

## 4.2 Partes Integrantes do Filtro Ativo Paralelo

Os três blocos de circuito apresentados na Figura 19 realizam em conjunto a filtragem das sobre-correntes do barramento de 345 kV na subestação de Ibiúna. O funcionamento detalhado desses circuitos é apresentado a seguir.

### 4.2.1 Circuito de Potência

O circuito de potência é a parte do filtro ativo que efetivamente realiza a filtragem harmônica, drenando do barramento de 345 kV as sobre-correntes que os filtros passivos não podem suportar. Os circuitos de potência em filtros ativos são constituídos por um conjunto de chaves semicondutoras organizadas na forma de um conversor estático, como as estruturas multiníveis apresentadas no capítulo anterior. Esses conversores sintetizam correntes e tensões controladas e as drenam ou injetam em redes elétricas com o objetivo de cancelar harmônicos e regular reativos.

Com o que foi apresentado na Tabela I, os *IGCTs* são as chaves semicondutoras mais adequadas para os filtros ativos da subestação de Ibiúna, pois trabalham com baixas perdas de energia em frequências e níveis de tensão e corrente relativamente altos se comparados às outras chaves semicondutoras. De acordo com a Tabela III, os conversores multiníveis com módulos em cascata também são os mais adequados para uso em sistemas de potência elevada.

Na subestação de Ibiúna o filtro ativo paralelo está conectado ao barramento de 345 kV. Se um conversor multinível em cascata fosse conectado diretamente a esse barramento, uma quantidade muito grande de *IGCTs* seria necessária, pois os

mesmos trabalham com tensões máximas na faixa dos 6 kV. Para reduzir o número de chaves são utilizados três transformadores monofásicos com relação de transformação 10:1. Dessa forma, o conversor multinível está conectado aos transformadores com uma tensão de linha de 34,5 kV. Os transformadores monofásicos devem trabalhar com o mínimo de perda de energia possível, pois estão expostos as altas frequências de chaveamento do conversor. O ideal é que seja utilizado em seus núcleos algum tipo de material amorfo, como apresentado na última seção do capítulo anterior.

O conversor multinível em cascata utilizado no filtro ativo paralelo é como o apresentado na Figura 20. Esse conversor possui em cada fase 10 pontes-H com 4 *IGCTs* e um capacitor, em um total de 120 *IGCTs* e 30 capacitores nas três fases.

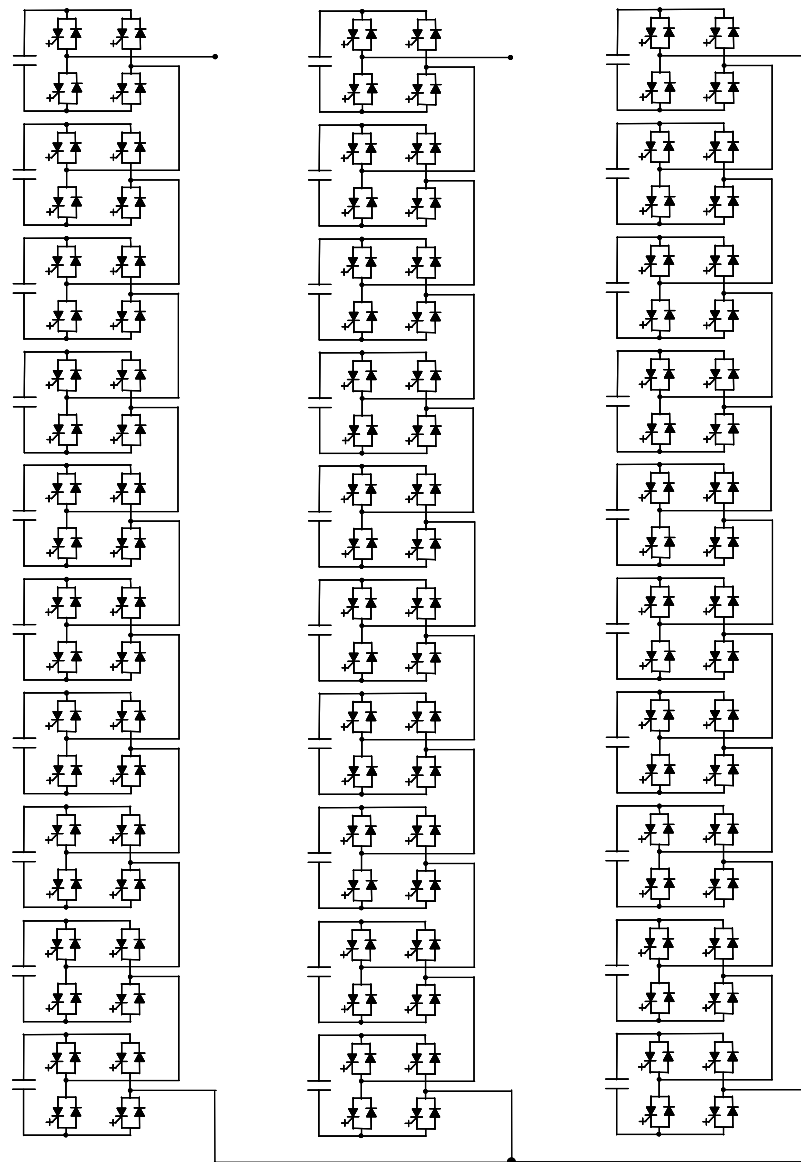


Figura 20: Circuito de potência do filtro ativo paralelo.



O valor da tensão regulada sobre cada capacitor é 3 kV, e de acordo com o que foi apresentado na Seção 3.2.3, esse conversor multinível é capaz de gerar na saída de cada uma de suas fases uma onda de tensão com 21 níveis e 30 kV de pico. Esse valor de tensão sobre o capacitor é adequado, pois cada transformador monofásico apresenta em seu lado de baixa tensão aproximadamente 28,2 kV de pico, já que a tensão de linha é de 34,5 kV *rms*.

#### 4.2.1.a Estratégia de Chaveamento

A estratégia de chaveamento utilizada no conversor multinível em cascata é a *PWM* unipolar com portadoras defasadas [29][30][31]. Essa técnica é uma adaptação da estratégia *PWM* unipolar [32], comumente utilizada em pontes conversoras monofásicas, como as pontes-H que constituem o conversor multinível da Figura 20. A Figura 21 apresenta a adaptação feita na estratégia *PWM* unipolar para ser utilizada em um conversor multinível com módulos em cascata.

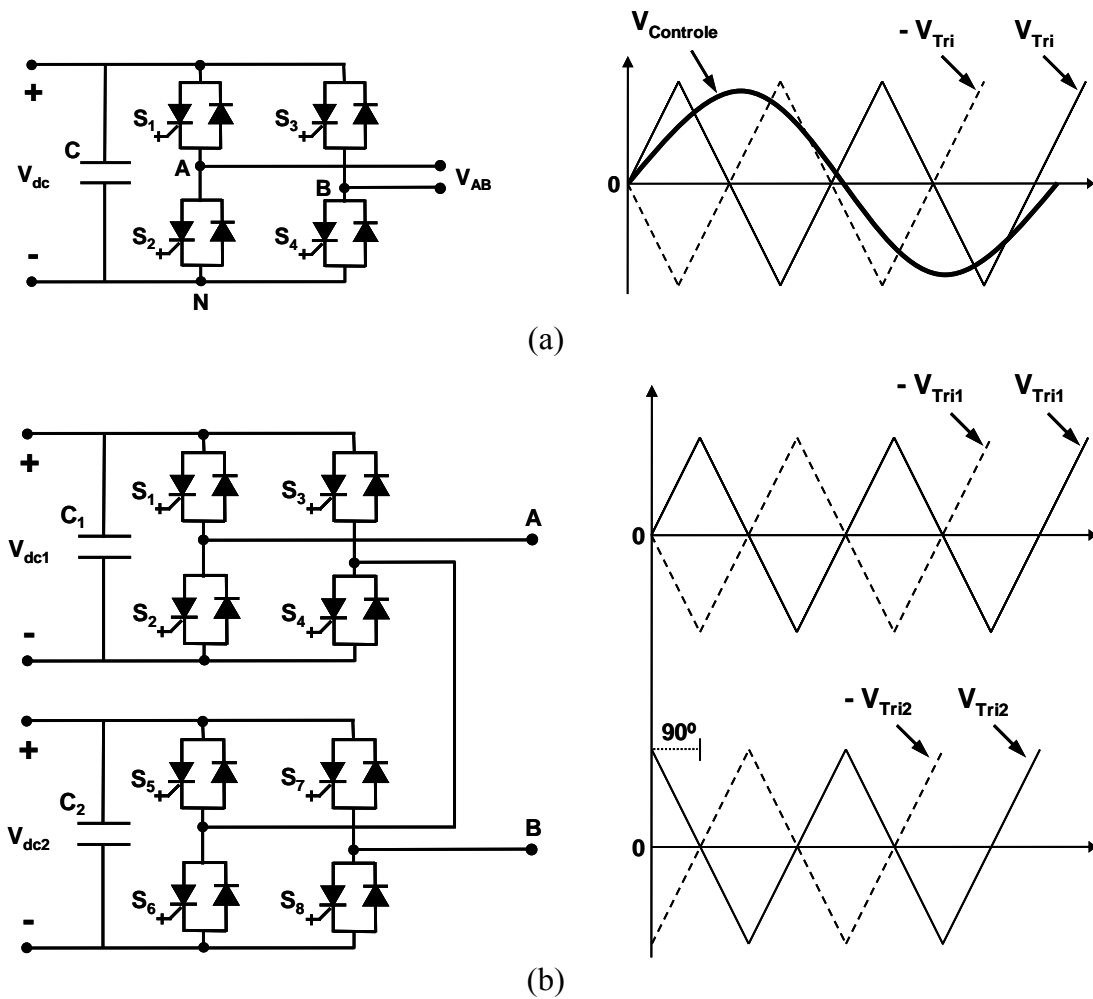


Figura 21: PWM unipolar (a), e PWM unipolar com portadoras defasadas (b).

A Figura 21-a apresenta a estratégia de chaveamento *PWM* unipolar, onde são utilizadas duas portadoras triangulares defasadas de 180° e um sinal senoidal de controle. No circuito da Figura 21-a,  $V_{\text{Controle}}$  é o sinal de controle, e  $V_{\text{Tri}}$  e  $-V_{\text{Tri}}$  são as portadoras triangulares. Para a ponte-H apresentada, comparando-se as portadoras ao sinal de controle, os estados das chaves  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  e  $S_4$  são como segue:

$$\begin{cases} V_{\text{Controle}} > V_{\text{Tri}} \Rightarrow S_1 \text{ ligada e } V_{\text{AN}} = V_{\text{dc}} \\ V_{\text{Controle}} < V_{\text{Tri}} \Rightarrow S_2 \text{ ligada e } V_{\text{AN}} = 0 \\ V_{\text{Controle}} < -V_{\text{Tri}} \Rightarrow S_3 \text{ ligada e } V_{\text{BN}} = V_{\text{dc}} \\ V_{\text{Controle}} > -V_{\text{Tri}} \Rightarrow S_4 \text{ ligada e } V_{\text{BN}} = 0 \end{cases}$$

Devido às portadoras estarem 180° defasadas uma da outra, os pares de *IGCTs* ( $S_1$  e  $S_2$ ) e ( $S_3$  e  $S_4$ ) são complementares, ou seja, quando a chave  $S_1$  está ligada, a chave  $S_2$  está obrigatoriamente desligada, e a mesma analogia é feita para as chaves  $S_3$  e  $S_4$ . Como as portadoras triangulares são comparadas simultaneamente com o sinal de controle, quatro situações distintas podem ocorrer:

$$\begin{cases} S_1 \text{ e } S_4 \text{ ligadas} \Rightarrow V_{\text{AN}} = V_{\text{dc}}, V_{\text{BN}} = 0, V_{\text{AB}} = V_{\text{dc}} \\ S_2 \text{ e } S_3 \text{ ligadas} \Rightarrow V_{\text{AN}} = 0, V_{\text{BN}} = V_{\text{dc}}, V_{\text{AB}} = -V_{\text{dc}} \\ S_1 \text{ e } S_3 \text{ ligadas} \Rightarrow V_{\text{AN}} = V_{\text{dc}}, V_{\text{BN}} = V_{\text{dc}}, V_{\text{AB}} = 0 \\ S_2 \text{ e } S_4 \text{ ligadas} \Rightarrow V_{\text{AN}} = 0, V_{\text{BN}} = 0, V_{\text{AB}} = 0 \end{cases}$$

Dessa forma, a tensão *PWM* entre os terminais A e B da ponte-H pode assumir os valores  $V_{\text{dc}}$ ,  $-V_{\text{dc}}$ , e zero, constituindo assim, um conversor de três níveis. Uma outra característica importante da estratégia *PWM* unipolar é que a frequência *PWM* da tensão na saída do conversor é o dobro da frequência das portadoras.

Para um conversor multinível com módulos em cascata serão utilizadas mais portadoras triangulares, duas para cada ponte-H, sendo que essas duas sempre estarão defasadas de 180° uma da outra. O ângulo de defasagem entre os pares de portadoras triangulares é igual a  $180^\circ/N$ , onde N é o número de pontes-H em cada fase. Com isso, todas as portadoras triangulares estarão igualmente espaçadas no tempo. Para o filtro ativo paralelo de Ibiúna que utiliza o conversor de 21 níveis da Figura 20, são necessários 10 pares de portadoras triangulares com defasagem de 18° entre cada par.

Um exemplo de um conversor multinível em cascata com 5 níveis é apresentado na Figura 21-b. Esse conversor possui duas pontes-H conectadas em série, onde os pares de portadoras de cada ponte estão separados por  $90^\circ$ , e as portadoras  $V_{tri1}$ ,  $-V_{tri1}$ ,  $V_{tri2}$  e  $-V_{tri2}$  estão associadas aos pares de chaves ( $S_1$  e  $S_2$ ), ( $S_3$  e  $S_4$ ), ( $S_5$  e  $S_6$ ) e ( $S_7$  e  $S_8$ ), respectivamente. Se os valores das tensões aplicadas sobre os capacitores  $C_1$  e  $C_2$  forem iguais, esse conversor apresenta 5 níveis distintos de tensão entre seus terminais A e B, sendo:  $V_{dc}$ ,  $-V_{dc}$ ,  $2V_{dc}$ ,  $-2V_{dc}$  e zero. Esse resultado é a soma das tensões *PWM* na saída de cada ponte-H. A Figura 22 mostra o resultado do chaveamento *PWM* unipolar com portadoras defasadas em um conversor multinível em cascata como o da Figura 21-b. As tensões  $V_A$  e  $V_B$  são geradas na saída de cada ponte-H e a tensão  $V_{AB}$ , resultado da soma das tensões  $V_A$  e  $V_B$ , é gerada entre os terminais A e B do conversor.

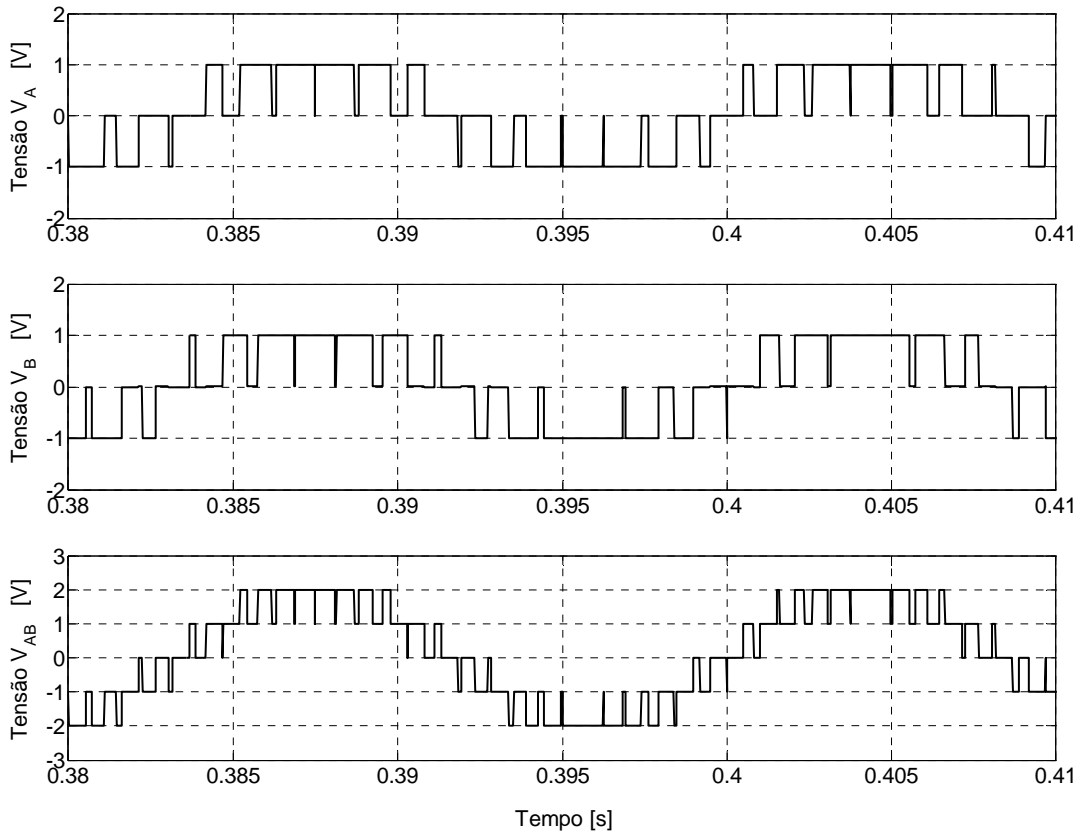


Figura 22: Tensões geradas por um conversor multinível com módulos em cascata.

Uma das principais características dos conversores multiníveis é que suas chaves semicondutoras podem ser comutadas com frequências relativamente baixas se comparados aos conversores convencionais de dois níveis. Como a frequência *PWM* da tensão na saída de uma ponte-H é o dobro da frequência de suas portadoras

triangulares, então a frequência *PWM* da tensão na saída de um conversor multinível em cascata com  $N$  pontes-H por fase é  $2Nf_s$ , onde  $f_s$  é a frequência do par de portadoras triangulares em cada ponte-H. Essa característica pode ser observada na Figura 22, onde as tensões  $V_A$  e  $V_B$  foram geradas a partir de portadoras triangulares com 400 Hz, e a tensão  $V_{AB}$  apresenta uma frequência *PWM* quatro vezes maior. Para as pontes-H do conversor na Figura 20, foram utilizadas portadoras triangulares com frequência de 600 Hz, sendo que a frequência equivalente da tensão *PWM* na saída de cada fase do conversor é de 12.000 Hz.

Na subestação de Ibiúna, os bancos de filtros passivos passa-altas, conectados no mesmo barramento de 345 kV onde atua o filtro ativo paralelo, atenuam os harmônicos de frequências elevadas gerados pelo conversor multinível em cascata. Esses harmônicos ocorrem em frequências em torno de 12.000 Hz e seus múltiplos.

#### 4.2.1.b Cálculo dos Capacitores

Como descrito em [33] e [34], o valor da capacitância no lado *CC* de cada módulo (ponte-H) de um conversor multinível em cascata, é dado por:

$$C_{CC} = \frac{\Delta Q}{\Delta V_{CC}} = \frac{\int_0^{\pi/2\omega} I_P \cos(\omega t) dt}{\Delta V_{CC}} \quad (4.1)$$

Na Equação 4.1,  $\Delta Q$  é a variação da carga elétrica no capacitor,  $\Delta V_{CC}$  é a variação máxima determinada para a tensão sobre o capacitor, e  $I_P$  é o valor de pico determinado para a corrente no conversor. De acordo com [33], no pior caso para regular a tensão sobre o capacitor, a frequência  $\omega$  é a frequência fundamental do sistema. Para uma variação máxima de  $\pm 5\%$  da tensão de 3 kV, ou seja, 300 V de pico a pico, e uma corrente com amplitude de 1 kA, definida como limite para o filtro ativo paralelo, a Equação 4.1 resulta em:

$$C_{CC} = \frac{\Delta Q}{\Delta V_{CC}} = \frac{I_P}{2\pi f \Delta V_{CC}} = \frac{1000}{2\pi (60)(300)} \simeq 8,84 \text{ mF} \quad (4.2)$$

Nas simulações com o conversor multinível do filtro ativo paralelo são utilizados capacitores de 9 mF no lado *CC* de cada ponte-H.

## 4.2.2 Circuito de Detecção

O circuito de detecção é responsável por medir as correntes totais que entram nas três fases dos dois filtros passivos, e separar apenas os harmônicos de 5ª ordem. Para separar essas correntes harmônicas o circuito de detecção necessita medir as tensões nas três fases do barramento de 345 kV, e garantir o sincronismo desse sistema com a rede elétrica. O sinal de sincronismo também é utilizado pelo circuito de controle para regular o valor de tensões sobre os capacitores do circuito de potência. Sendo assim, o circuito de detecção pode ser separado em duas partes principais: o circuito de detecção das correntes harmônicas de 5ª ordem, e o circuito de sincronismo, que detecta a fase e a frequência da tensão fundamental de seqüência positiva no barramento de 345 kV.

### 4.2.2.a Circuito de Sincronismo

Como o funcionamento do circuito de detecção de harmônicos de 5ª ordem depende do circuito de sincronismo, é conveniente que o circuito de sincronismo seja discutido primeiro. A Figura 23 apresenta um circuito de sincronismo tipo *Phase-Locked Loop*, ou *PLL* [35][36]. Esse circuito tem a finalidade de detectar continuamente a fase e a frequência da componente fundamental de seqüência positiva das tensões no barramento de 345 kV, mesmo com a ocorrência de harmônicos e desbalanços dessas tensões.

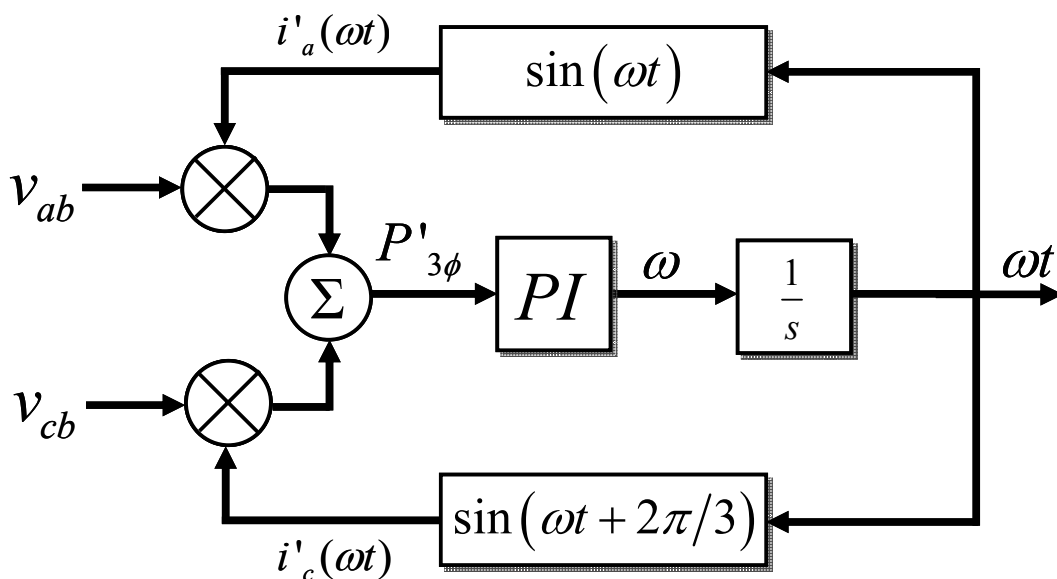


Figura 23: Circuito de sincronismo tipo *Phase-Locked Loop* (PLL).

O circuito de sincronismo tem como entrada as tensões de linha no barramento de 345 kV,  $v_{ab}$  e  $v_{cb}$ , que são multiplicadas respectivamente pelos sinais senoidais  $i'_a(\omega t)$  e  $i'_c(\omega t)$ , obtidos através de realimentações do ângulo  $\omega t$ , gerado na saída do circuito. Os dois produtos são então somados, resultando no sinal  $P'_{3\phi}$ , que pode ser interpretado como uma potência trifásica fictícia, como segue:

$$\begin{cases} P'_{3\phi} = v_a i'_a + v_b i'_b + v_c i'_c \\ P'_{3\phi} = v_a i'_a + v_c i'_c - v_b (i'_a + i'_c) \\ P'_{3\phi} = (v_a - v_b) i'_a + (v_c - v_b) i'_c \\ P'_{3\phi} = v_{ab} i'_a + v_{cb} i'_c \end{cases}$$

Esse resultado é válido para um sistema equilibrado a três fios onde  $i'_a + i'_b + i'_c = 0$ . A potência trifásica fictícia,  $P'_{3\phi}$ , segue então como sinal de erro na entrada de um controlador proporcional-integral, ou *PI*. O sistema de controle se estabiliza quando o valor médio de  $P'_{3\phi}$  for igual a zero, ou seja, quando a frequência angular  $\omega$ , gerada na saída do controlador *PI*, for igual à frequência angular fundamental das tensões no barramento de 345 kV, e a corrente fictícia  $i'_a(\omega t)$  estiver  $90^\circ$  adiantada em relação a componente de seqüência positiva da tensão  $v_a$  no barramento. O circuito de sincronismo ainda possui um sistema de *reset*, com o objetivo de zerar o ângulo de sincronismo  $\omega t$ , fazendo com que o mesmo varie somente entre 0 e  $2\pi$ . O sistema de *reset* não é mostrado na Figura 23.

Três ondas senoidais com amplitude unitária, defasadas de  $120^\circ$  uma da outra, são geradas a partir do ângulo de sincronismo  $\omega t$ , que é subtraído de  $90^\circ$  para que tenha a mesma fase da componente de seqüência positiva da tensão  $v_a$  no barramento de 345 kV. As três senóides são utilizadas no circuito de controle para regular a tensão sobre os capacitores do circuito de potência. Como será apresentado, o ângulo de sincronismo também é utilizado no circuito de detecção de correntes harmônicas de 5ª ordem.

#### 4.2.2.b Circuito de Detecção de Harmônicos de 5ª Ordem

Os filtros passivos sintonizados para correntes harmônicas de 3ª e 5ª ordens, apesar de serem projetados para drenar correntes nessas duas frequências, drenam naturalmente outros harmônicos, principalmente o de 1ª ordem, e em menor

quantidade harmônicos com frequências mais elevadas. Como o problema em Ibiúna são apenas as sobre-correntes harmônicas de 5ª ordem, é necessário que as correntes totais na entrada dos filtros passivos sejam medidas, e que sejam separados somente os harmônicos de 5ª ordem, que serão tratados pelo circuito de controle. O circuito de detecção de correntes harmônicas de 5ª ordem é apresentado na Figura 24 [37][38]. Esse circuito utiliza as transformadas  $dq0$  e  $dq0$ -inversa, apresentadas separadamente no Apêndice A.

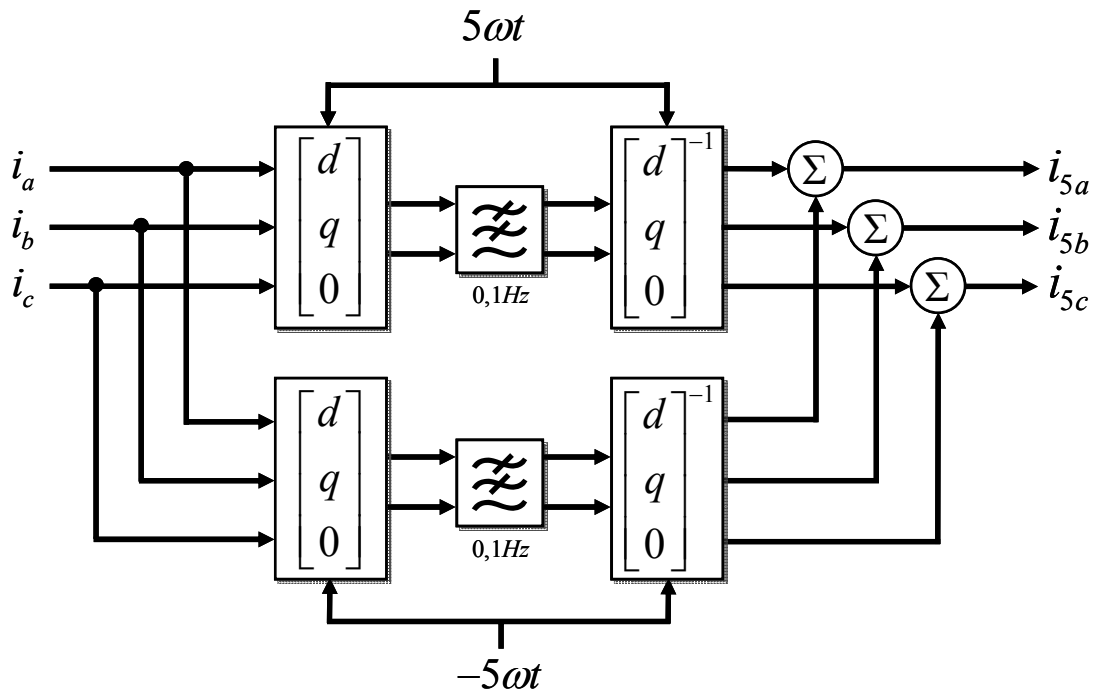


Figura 24: Circuito de detecção de correntes harmônicas de 5ª ordem.

Inicialmente, as correntes  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ , são medidas na entrada dos filtros passivos sintonizados, e em seguida, através da aplicação da transformada  $dq0$ , as três correntes são passadas do sistema de coordenadas  $abc$  para um sistema de coordenadas com eixos que giram na frequência do 5º harmônico,  $5\omega$ . Dessa forma, somente a seqüência positiva da corrente harmônica de 5ª ordem é convertida em duas componentes  $CC$ , sendo que a corrente na frequência fundamental,  $\omega$ , e os outros harmônicos, permanecem em componentes  $CA$ . Para extrair a corrente harmônica de 5ª ordem da corrente total, é utilizado um filtro passa-baixas de primeira ordem com frequência de corte igual a 0,1 Hz. Aplicando-se a transformada  $dq0$ -inversa aos sinais na saída do filtro passa-baixas, as componentes das correntes no sistema de coordenadas girantes passam novamente para o sistema de coordenadas  $abc$ , e assim, são detectadas a fase e a magnitude da seqüência positiva das correntes harmônicas de 5ª ordem. Da

mesma forma, esse procedimento é aplicado para detectar a fase e a magnitude da seqüência negativa das correntes harmônicas de 5ª ordem, porém, nessa situação é utilizada a freqüência de  $-5\omega$  nas transformadas  $dq0$  e  $dq0$ -inversa, e os eixos nessas coordenadas giram no sentido oposto [39]. As correntes harmônicas de 5ª ordem de seqüência positiva e negativa são então somadas, nas suas respectivas fases, resultando nas correntes harmônicas de 5ª ordem totais detectadas  $i_{5a}$ ,  $i_{5b}$  e  $i_{5c}$ .

### 4.2.3 Circuito de Controle

Da mesma forma como o circuito de detecção, o circuito de controle é composto de duas partes principais, uma para o controle das tensões sobre os capacitores do circuito de potência, e a outra para o controle das sobre-correntes harmônicas de 5ª ordem nos filtros passivos. O resultado da soma dos sinais de controle gerados na saída de cada um desses circuitos é utilizado para controlar o acionamento dos *IGCTs* no circuito de potência, que realiza a compensação das sobre-correntes harmônicas no barramento de 345 kV.

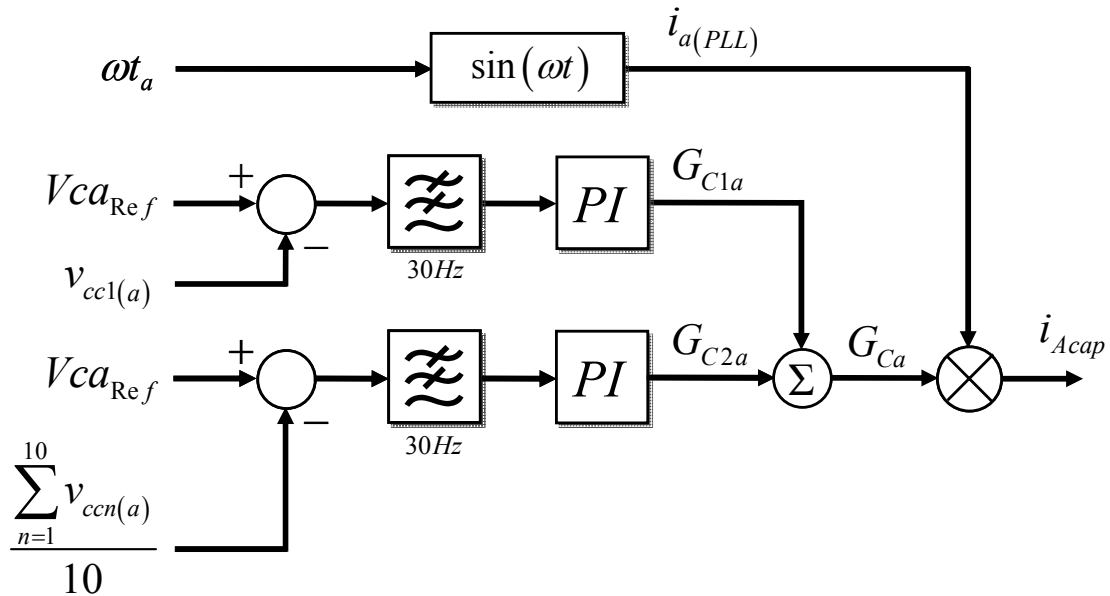
#### 4.2.3.a Controle das Tensões CC nos Capacitores

A compensação das sobre-correntes harmônicas no barramento de 345 kV exige que seja feito um controle de cargas e descargas dos capacitores nas pontes-H do conversor multinível. Para que as tensões sobre os capacitores do circuito de potência sejam reguladas em um valor pré-determinado, o circuito de controle atua sobre o conversor multinível forçando este a drenar uma pequena parcela de potência real do barramento de 345 kV. Nessa situação, a potência real é absorvida apenas das componentes de seqüência positiva do sistema. Como apresentado na Seção 4.2.2.a, três senóides unitárias defasadas de 120° uma da outra, e em fase com as tensões de seqüência positiva no barramento de 345 kV, são geradas a partir do circuito de sincronismo. Essas senóides são utilizadas no controle das tensões dos capacitores nas três fases do conversor multinível.

A Figura 25 apresenta a parte do circuito de controle destinada a regular as tensões sobre os capacitores da fase A do conversor. Nesse circuito, a tensão sobre um dos capacitores das pontes-H em cascata,  $v_{cc1(a)}$ , é subtraída de uma tensão de referência,  $V_{ca_{Ref}}$ , gerando um sinal de erro. O sinal de erro segue em direção a um controlador *PI*, passando através de um filtro passa-baixas, destinado a eliminação de ruídos. O filtro



passa-baixas é de primeira ordem e tem frequência de corte de 30 Hz. O critério de escolha do filtro foi o tempo de atraso inserido no controle, e devido à simplicidade foi utilizado um filtro de primeira ordem. O resultado na saída do controlador  $PI$  é o ganho  $G_{C1a}$ . Da mesma forma, a tensão de referência,  $V_{caRef}$ , é comparada com o valor médio das tensões nos 10 capacitores da fase A, dando origem ao ganho  $G_{C2a}$ . Os ganhos  $G_{C1a}$  e  $G_{C2a}$  são somados, resultando no ganho  $G_{Ca}$ . Essa redundância no controle é feita para reduzir as oscilações no valor médio das tensões dos capacitores, aumentando a estabilidade das mesmas. Em seguida, a senóide unitária,  $i_{a(PLL)}$ , com frequência e fase iguais às da tensão de sequência positiva,  $v_a$ , no barramento de 345 kV, é multiplicada pelo ganho  $G_{Ca}$ , dando origem ao sinal de controle  $i_{Acap}$ . O sinal  $i_{Acap}$  é uma senóide com amplitude controlada pelo ganho  $G_{Ca}$ , que por sua vez está relacionado diretamente às variações do valor médio das tensões sobre os capacitores da fase A.



### 4.2.3.b Controle das Sobre-Correntes Harmônicas

O circuito de controle de sobre-correntes harmônicas de 5ª ordem na fase A dos filtros passivos é apresentado na Figura 26. Esse circuito utiliza as correntes harmônicas de 5ª ordem detectadas no circuito da Figura 24 para gerar um sinal de controle proporcional à sobre-corrente nos filtros passivos. No circuito da Figura 26 é utilizado o conceito de valor agregado de correntes, e para isso, um circuito defasador, não apresentado na figura, gera os sinais  $i_{5a}e^{-j2\pi/3}$  e  $i_{5a}e^{-j4\pi/3}$ , atrasados de 120° e 240° respectivamente, em relação à corrente detectada na fase A. Esses três sinais dão origem ao valor agregado da corrente  $i_{5a}$ , como mostra a Equação 4.3:

$$i_{5a(Ag)}^2 = (i_{5a})^2 + \left(i_{5a}e^{-j2\pi/3}\right)^2 + \left(i_{5a}e^{-j4\pi/3}\right)^2 \quad (4.3)$$

O sinal  $i_{5a(Ag)}^2$  é comparado com o sinal de referência  $I5a_{Ref}^2$ , gerando um sinal de erro que em seguida é aplicado a um circuito integrador. O resultado na saída do bloco integrador é o ganho  $G_{5a}$ , que é multiplicado pela corrente harmônica detectada,  $i_{5a}$ , para gerar o sinal  $i_{A5}$ . O valor de referência  $I5a_{Ref}$  é calculado com base na capacidade máxima de corrente harmônica de 5ª ordem no par de filtros passivos. Sendo assim, o sinal  $i_{A5}$  é uma senóide com amplitude controlada pelo ganho  $G_{5a}$ , que por sua vez está relacionado diretamente com a corrente harmônica de 5ª ordem excedente nos filtros passivos.

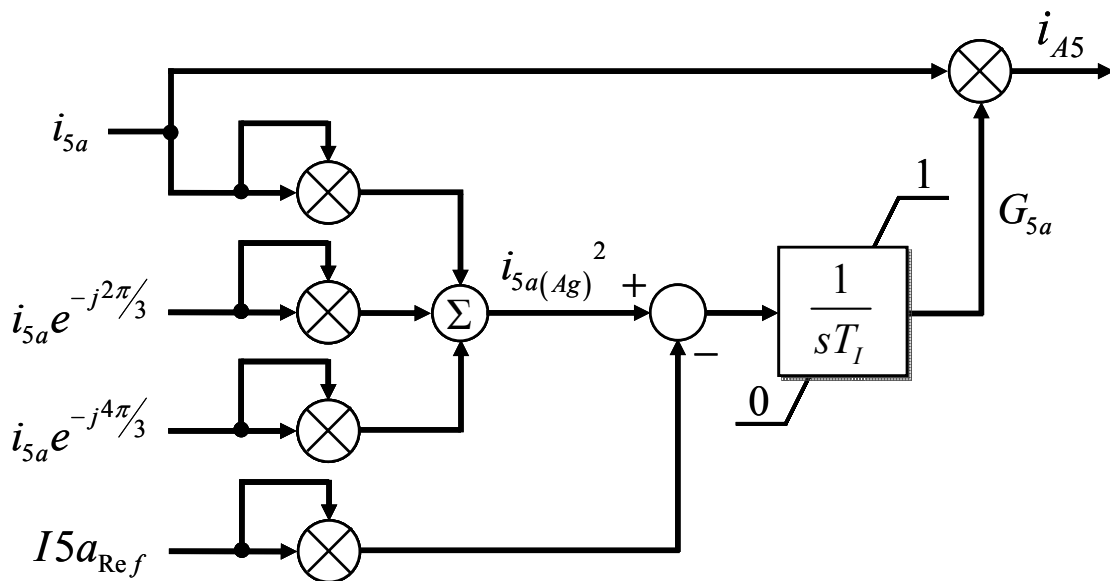


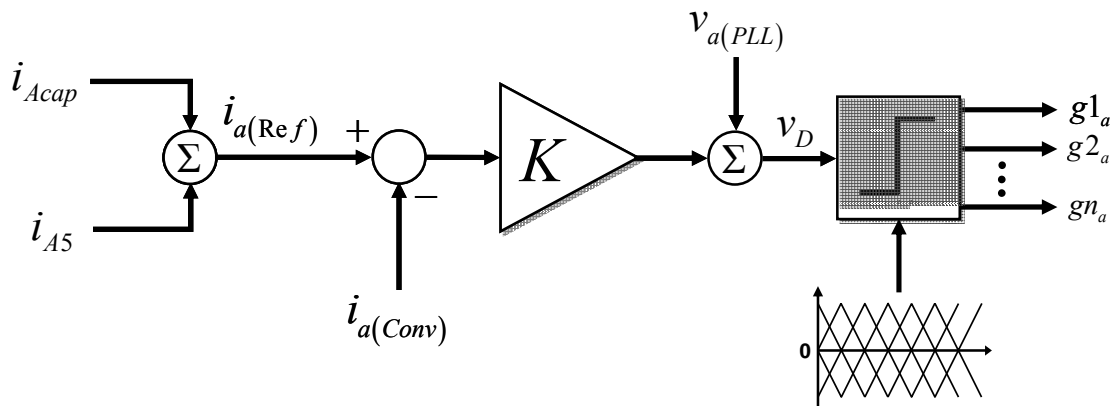
Figura 26: Circuito de controle da corrente harmônica de 5ª ordem para a fase A.

O integrador no circuito da Figura 26 é configurado para gerar um sinal de saída igual a zero caso o sinal de erro em sua entrada seja negativo. Isso ocorre quando o valor da corrente harmônica de 5ª ordem detectada,  $i_{5a}$ , é inferior à capacidade máxima de corrente harmônica de 5ª ordem dos filtros passivos, ou seja, o valor nominal dessa corrente nos filtros. Quando  $G_{5a}$  é zero, o circuito de potência não compensa sobre-correntes, funcionando apenas para manter as tensões reguladas sobre os capacitores do conversor. O limite superior do integrador é configurado em 1, impedindo que uma corrente com amplitude superior a 1 kA (limite determinado para o conversor multinível) seja gerada pelo circuito de potência.

O sinal  $i_{A5}$  é somado ao sinal  $i_{Acap}$ , gerado no circuito de controle de tensão dos capacitores, e o resultado da soma é utilizado no circuito de acionamento dos *IGCTs* da fase A. De forma análoga, o algoritmo de controle apresentado na Figura 26, é utilizado no controle das sobre-correntes harmônicas de 5ª ordem das fases B e C. Para essas fases são gerados os sinais de controle  $i_{B5}$  e  $i_{C5}$ .

#### 4.2.3.c Acionamento dos *IGCTs* do Circuito de Potência

O acionamento dos *IGCTs* da fase A do conversor multinível é realizado através do circuito apresentado na Figura 27. Nesse circuito, o sinal de referência  $i_{a(Ref)}$ , obtido pela soma dos sinais  $i_{A5}$  e  $i_{Acap}$ , é comparado com o valor da corrente  $i_{a(Conv)}$ , medida na entrada da fase A do conversor multinível. O resultado da subtração é ajustado por um amplificador de ganho  $K$  (igual a 20), e em seguida somado ao sinal  $v_{a(PLL)}$ . Essa última soma funciona como uma compensação *Feed Forward* de tensão, pois o sinal  $v_{a(PLL)}$  tem a mesma amplitude da tensão do lado de baixa tensão do transformador da fase A, porém com fase e frequência reguladas pelo circuito *PLL*.



Na seqüência, o sinal  $v_D$ , gerado pela compensação *Feed Forward*, é confrontado com sinais triangulares (amplitude igual a 30) em um circuito comparador, que funciona de acordo com a estratégia de chaveamento *PWM* unipolar com portadoras defasadas, apresentada na Seção 4.2.2.a. Dessa forma, os *IGCTs* do circuito de potência são comutados através dos sinais de disparo  $g_{1a}$ ,  $g_{2a}$ , etc. O mesmo procedimento de controle é utilizado no acionamento dos *IGCTs* das fases B e C do conversor.

### 4.3 Rendimento e Perdas de Energia no Conversor

Para se fazer uma estimativa do rendimento do filtro ativo paralelo proposto, é preciso se ter uma idéia da capacidade de compensação do filtro, e do consumo de energia do conjunto de *IGCTs* do conversor multinível. Para isso, é estabelecido que a corrente máxima compensada pelo filtro ativo tenha amplitude de 1.000 A por fase, sendo que no barramento de 345 kV esse valor é de 100 A devido aos transformadores. Como no lado de baixa tensão desses transformadores o valor de pico da tensão de fase é aproximadamente 28,2 kV, a potência trifásica máxima do sistema é dada por:

$$S_{3\phi} = 3S_{\phi} = 3I_{\phi}V_{\phi} \simeq 3 \cdot \frac{1000}{\sqrt{2}} \cdot \frac{28200}{\sqrt{2}} \simeq 42,3 \text{ MVA} \quad (4.4)$$

Sendo assim, a potência aparente por fase é de 14,1 MVA. Nas simulações foram utilizados três transformadores monofásicos de 20 MVA. Considerando-se que as correntes compensadas estão em fase com as tensões no barramento, a potência trifásica real,  $P_{3\phi}$ , tem o mesmo módulo da potência trifásica aparente, sendo de 42,3 MW. A Equação 4.4 considera que a corrente de 1 kA oscile apenas com a frequência fundamental do sistema, 60 Hz, ou apenas com a frequência de 300 Hz das correntes harmônicas compensadas. Um cálculo detalhado exigiria que fossem consideradas as correntes nas duas frequências, e nesse caso, a corrente *rms* equivalente é dada por:

$$I_{\text{Equivalente}} = \sqrt{I_1^2 + I_5^2} \quad (4.5)$$

Na Equação 4.5,  $I_1$  é a parcela da corrente *rms* em 60 Hz, e  $I_5$  é a parcela da corrente *rms* em 300 Hz. Numa situação em que a corrente de 1 kA fosse dividida igualmente entre os dois harmônicos, a corrente equivalente seria de 500 A, e a potência trifásica calculada na Equação 4.4 seria de aproximadamente 29,91 MVA.

Para se determinar a potência consumida pelo conversor do filtro ativo, foi escolhido um modelo real de *IGCT*, cujos dados operacionais foram fornecidos pelo fabricante [40]. O *IGCT* modelo 5SHY-30L6010, produzido pela ABB, possui várias características que o qualificam para uso no conversor do filtro ativo proposto. Esse componente pode suportar 6 kV de tensão de pico repetitiva, 3,6 kV de tensão *CC* aplicada diretamente sobre seus terminais, e 3 kA de corrente máxima controlável durante o desligamento. No filtro ativo paralelo, os *IGCTs* estarão sob uma tensão *CC* de 3 kV, e sujeitos a uma corrente máxima de 1 kA.

O funcionamento de um *IGCT* pode ser dividido em três etapas distintas: o acionamento (*turn-on switching*), a condução (*on-state*), e o desligamento (*turn-off switching*). A Figura 28 apresenta essas etapas para o modelo de *IGCT* escolhido. Nessa figura,  $V_D$  é a tensão direta aplicada sobre o *IGCT*,  $I_T$  é a corrente nesse dispositivo;  $I_{TGQ}$  é a corrente controlável durante o desligamento,  $SC$  é o sinal de comando do circuito de disparo, e  $RS$  é um sinal para monitoramento do status do *IGCT* [40].

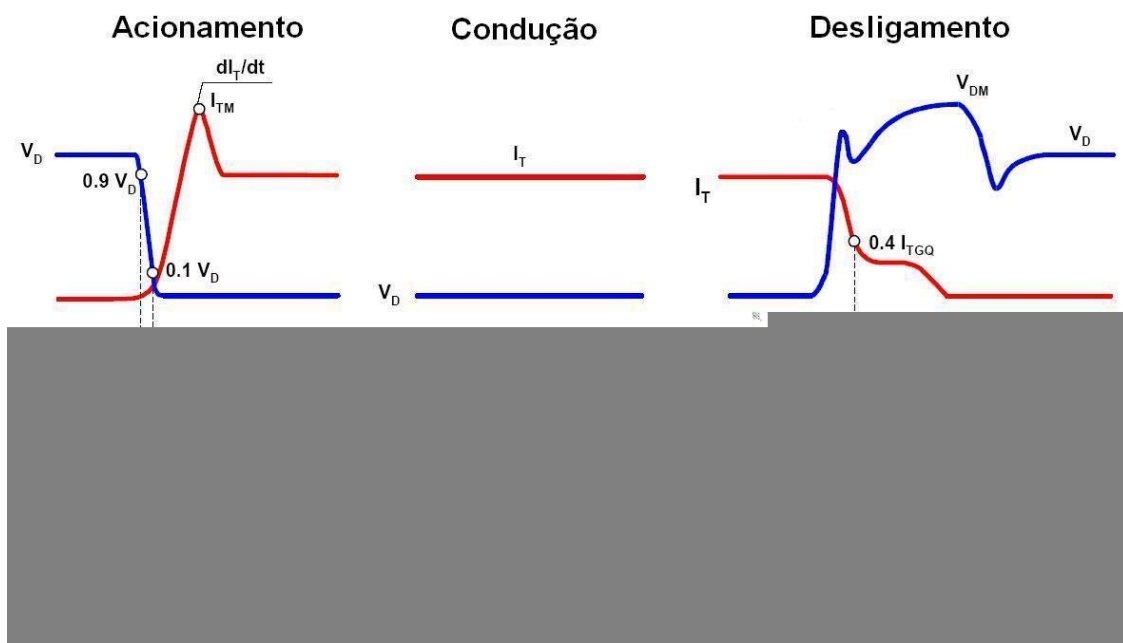


Figura 28: Corrente, tensão e sinais de controle na operação de um *IGCT*.

De acordo com as especificações do conversor multinível, com os gráficos apresentados nas Figura 29, e outros dados operacionais [40], pode-se calcular a energia máxima consumida por unidade de tempo nas três etapas de funcionamento do dispositivo escolhido. Como a frequência adotada para os *IGCTs* do conversor

multinível é de 600 Hz, e a energia máxima consumida por um *IGCT* durante o acionamento é de 1,5 J[40], a potência de acionamento é dada por:

$$P_{Turn-on} = E_{Turn-on} \times f_s = 1,5 \times 600 = 900 W \quad (4.6)$$

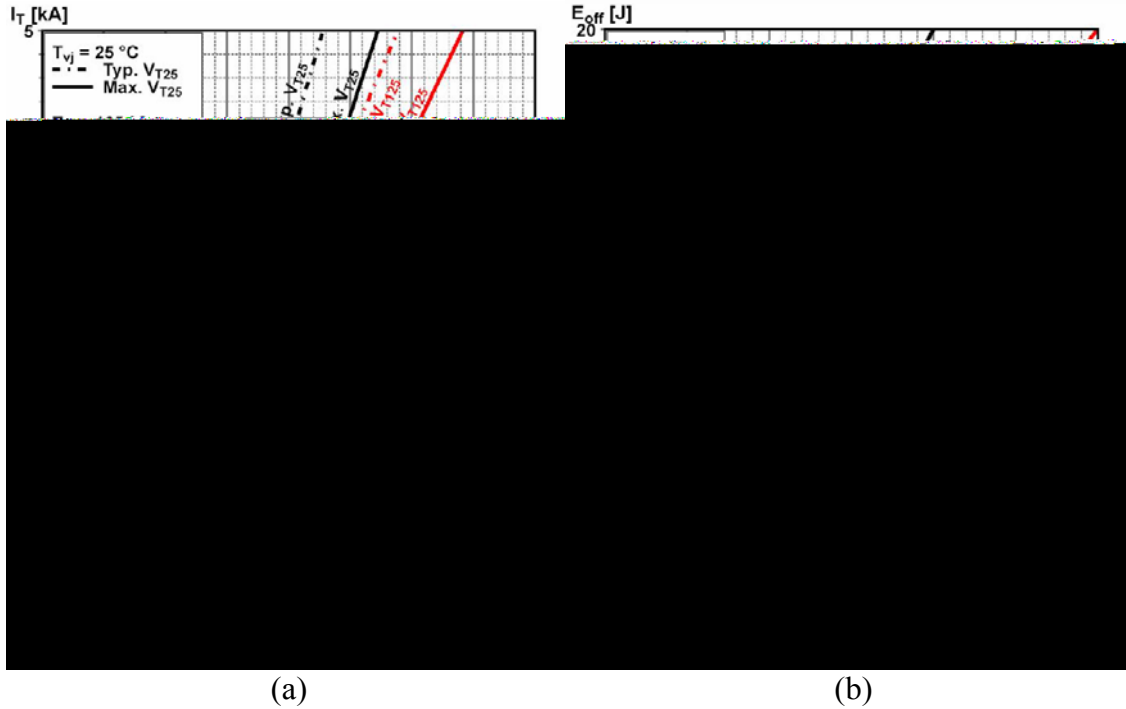


Figura 29: Característica do IGCT em condução (a), e durante o desligamento (b).

A Figura 29.a apresenta curvas características da temperatura na junção semicondutora do *IGCT* durante a condução. Esse gráfico relaciona o valor da corrente de condução com a tensão nos terminais do *IGCT*. Quando a temperatura da junção é de 125 °C e a corrente máxima é de 1 kA, o valor da tensão sobre o dispositivo é de 2 V. Sendo assim, a potência de condução é dada por:

$$P_{On} = V_T \times I_T = 2 \times 1000 = 2000 W \quad (4.7)$$

A Figura 29.b apresenta curvas características da tensão aplicada sobre o *IGCT* durante o desligamento. Esse gráfico relaciona a energia consumida na operação de desligamento com a corrente no *IGCT*. Para uma tensão *CC* de 3 kV aplicada sobre o dispositivo, e uma corrente de 1 kA, a energia consumida é de 7 J. Sendo assim, com uma frequência de 600 Hz, a potência de desligamento é dada por:

$$P_{Turn-off} = E_{Turn-off} \times f_s = 7 \times 600 = 4200 W \quad (4.8)$$

A potência total de um único *IGCT* do conversor operando a 600 Hz é a soma das potências consumidas nas três etapas de funcionamento descritas, sendo dada por:

$$P_{IGCT} = P_{Turn-on} + P_{On} + P_{Turn-off} = 7100 W \quad (4.9)$$

A potência total consumida pelo conversor é a soma da potência dos 120 *IGCTs* com a potência de operação dos 120 módulos eletrônicos de acionamento desses dispositivos,  $P_{Circuito}$ , que é de 100 W para cada *IGCT* [40]. Sendo assim, a potência total no conversor é dada por:

$$P_{Conversor} = 120 \times P_{IGCT} + 120 \times P_{Circuito} = 864 kW \quad (4.10)$$

A potência máxima de funcionamento do conversor possui um valor relativamente elevado, porém, foram consideradas as piores condições de operação, com uma corrente compensada de 1 kA. O cálculo do rendimento do conversor multinível,  $\eta$ , considera o pior caso, onde a corrente de 1 kA é dividida igualmente entre o 1° e o 5° harmônico. Sendo assim, o rendimento é dado por:

$$\eta = 100 - \frac{P_{Conversor}}{P_{3\phi}} \times 100 = 100 - \frac{864 kW}{29,91 MW} \times 100 \approx 97,12\% \quad (4.11)$$

Com um rendimento estimado em torno de 97%, o filtro ativo paralelo proposto apresenta boas características operacionais se comparado a outros equipamentos do gênero, onde um rendimento de até 95% é considerado bom. O cálculo do rendimento não considerou os três transformadores monofásicos que conectam o filtro ativo ao barramento de 345 kV. Como já foi mencionado, o ideal é que esses transformadores utilizem em seus núcleos algum tipo de metal amorfo com o objetivo de diminuir as perdas de energia e aumentar o rendimento desses equipamentos. O cálculo também não considerada a potência requerida por um sistema de refrigeração para o conversor multinível.

#### 4.3.1.a Cálculo Térmico

Um fator importante a ser considerado no filtro proposto, é o sistema de refrigeração necessário para o funcionamento adequado dos *IGCTs*. O cálculo do sistema de dissipação térmica para um dispositivo semicondutor é dado por:

$$T_J - T_X = (R_{th(jc)} + R_{th(ch)}) \times P_{IGCT} \quad (4.12)$$

Na Equação 4.12,  $T_J$  é a temperatura na junção semicondutora,  $T_X$  é a temperatura na superfície do encapsulamento,  $R_{th(jc)}$  é a resistência térmica entre a junção semicondutora e o encapsulamento,  $R_{th(ch)}$  é a resistência térmica entre o encapsulamento e um dissipador de calor, e  $P_{IGCT}$  é a potência dissipada no dispositivo. Para o *IGCT* escolhido,  $R_{th(jc)}$  é de 8,5 K/kW, e  $R_{th(ch)}$  é de 3 K/kW. No pior caso, com uma temperatura de 125 °C (398,15 K) na junção semicondutora, a temperatura máxima permitida na superfície do encapsulamento é calculada como segue:

$$398,15 \text{ K} - T_X = 11,5 \times 7,1 \Rightarrow T_X = 43,35^\circ \text{C} \quad (4.13)$$

Dessa forma, para a operação adequada do *IGCT*, o dissipador de calor, ou sistema de refrigeração, precisa garantir que a temperatura na superfície do encapsulamento se mantenha abaixo de 43,35 °C. A Figura 30 apresenta características de operação do *IGCT* escolhido, relacionando a corrente de desligamento e a frequência de chaveamento. Nesse gráfico é considerado que o *IGCT* utiliza um sistema de ventilação forçada que impõe velocidade do ar maior que 0,5 m/s [40]. Para a frequência de 600 Hz, e temperatura ambiente máxima de 50 °C, o *IGCT* pode trabalhar com uma corrente de até 1,5 kA. Nessa situação a temperatura do encapsulamento é menor que 50 °C. Como a corrente máxima determinada para o filtro ativo é de 1 kA, pode-se trabalhar com temperaturas ambiente ainda maiores que 50 °C na presença do sistema de ventilação mencionado.

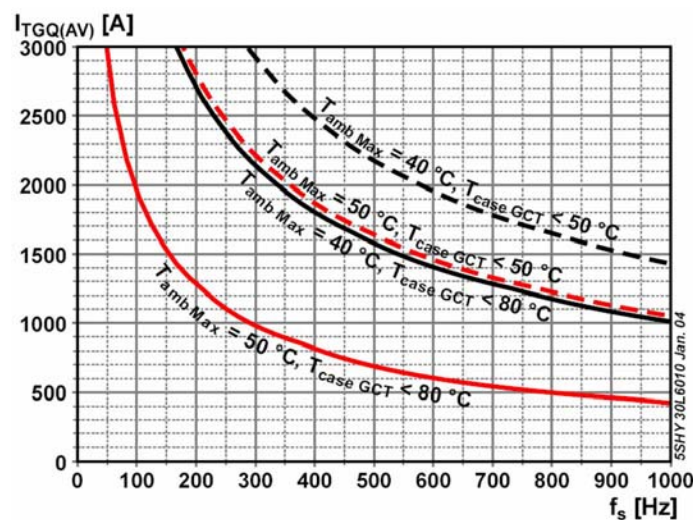


Figura 30: Correntes de desligamento e frequências para diferentes temperaturas.



## 4.4 Simulação

Um modelo digital do filtro ativo paralelo foi implementado no software PSCAD/EMTDC versão 3.0.8, e inserido no modelo digital da subestação de Ibiúna discutido no Capítulo 2. O modelo digital do filtro ativo é detalhado, e contém todas as suas partes integrantes desenvolvidas da forma como foram apresentadas neste capítulo. O procedimento e os resultados de simulação com o modelo digital são apresentados na seqüência com o objetivo de confirmar a eficiência da topologia de filtro ativo paralelo proposta para a subestação de Ibiúna.

### 4.4.1 Procedimento

Os resultados de simulação apresentados a seguir foram obtidos em um intervalo de 90 segundos. Nesse intervalo, os primeiros 15 segundos são destinados à estabilização do sistema da subestação de Ibiúna, sendo que o mesmo atinge o estado estacionário sem que o nível de correntes harmônicas de 5ª ordem ultrapasse o valor nominal de 55 A *rms* em cada um dos filtros passivos sintonizados. Com o objetivo de representar as variações das correntes harmônicas poluentes no barramento de 345 kV, três fontes trifásicas de corrente harmônica de 5ª ordem são introduzidos no sistema em pontos distantes do barramento. Uma das fontes poluentes, que injeta 20 A *rms* no sistema, funciona desde o início da simulação, e em 15,1 e 15,2 segundos, as outras duas fontes entram em operação, injetando mais 20 A *rms* cada uma. As correntes injetadas pelas três fontes não são suficientes para atingir o valor nominal de 5º harmônico nos filtros passivos, sendo assim, em 15,3 segundos a primeira fonte é comutada, passando a injetar 245 A *rms* no sistema. Com isso, a corrente harmônica de 5ª ordem no par de filtros passivos atinge os valores de 149, 156 e 152 A *rms* nas fases A, B e C respectivamente, ultrapassando o valor nominal nessas três fases.

O filtro ativo paralelo permanece ausente do sistema durante os primeiros 30 segundos, quando um disjuntor trifásico é comutado, conectando-o ao barramento de 345 kV. Nesse instante, todos os *IGCTs* do conversor multinível são mantidos abertos para que os capacitores das pontes-H nas três fases sejam pré-carregados através dos diodos conectados em anti-paralelo. A pré-carga ocorre rapidamente, porém não é suficiente para carregar os capacitores com o valor de 3 kV determinado

como referência. Em 30,1 segundos o circuito de controle de tensão nos capacitores é acionado, juntamente com os circuitos de controle de sobre-correntes de 5ª ordem e com o controle de chaveamento, fazendo com que os *IGCTs* sejam desbloqueados e o filtro ativo entre em operação. No restante do intervalo de simulação é realizada a compensação das sobre-correntes harmônicas de 5ª ordem, até que o nível dessas correntes nos filtros passivos se estabilize em um valor abaixo do limite determinado.

A Figura 31 apresenta, através de uma linha do tempo, a seqüência de eventos na simulação do filtro ativo paralelo. Nessa figura são mostrados os principais acontecimentos que ocorrem durante a simulação, com destaque para a compensação da sobre-corrente harmônica de 5ª ordem após 30,1 segundos.

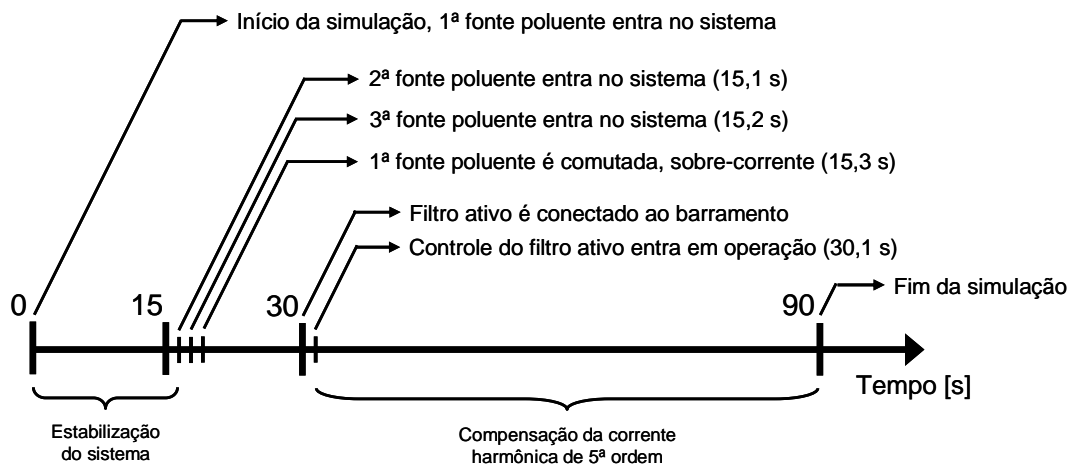


Figura 31: Seqüência de eventos na simulação do filtro ativo paralelo.

## 4.4.2 Resultados

A Figura 32 apresenta os valores *rms* das correntes de seqüências positiva e negativa resultantes do circuito de detecção de correntes harmônicas de 5ª ordem. Nos dois gráficos, as correntes detectadas pelo circuito,  $Detect_{NEG}$  e  $Detect_{POS}$ , são comparadas com as correntes  $FFT_{NEG}$  e  $FFT_{POS}$ , calculadas com o uso de uma transformada *FFT* (*Fast Fourier Transform*) em períodos de amostragem de dados. Como pode ser observado, além da corrente harmônica de 5ª ordem de seqüência negativa, uma pequena quantidade de corrente harmônica de 5ª ordem de seqüência positiva é gerada por assimetrias nas linhas de transmissão não idealmente transpostas, e pelo circuito de acionamento do conversor *CCAT*.

O resultado comparativo da Figura 32 mostra que apesar de um atraso, inerente ao filtro passa-baixas do circuito de detecção, as correntes harmônicas de 5ª ordem são detectadas corretamente em aproximadamente 10 segundos após serem percebidas pelo circuito.

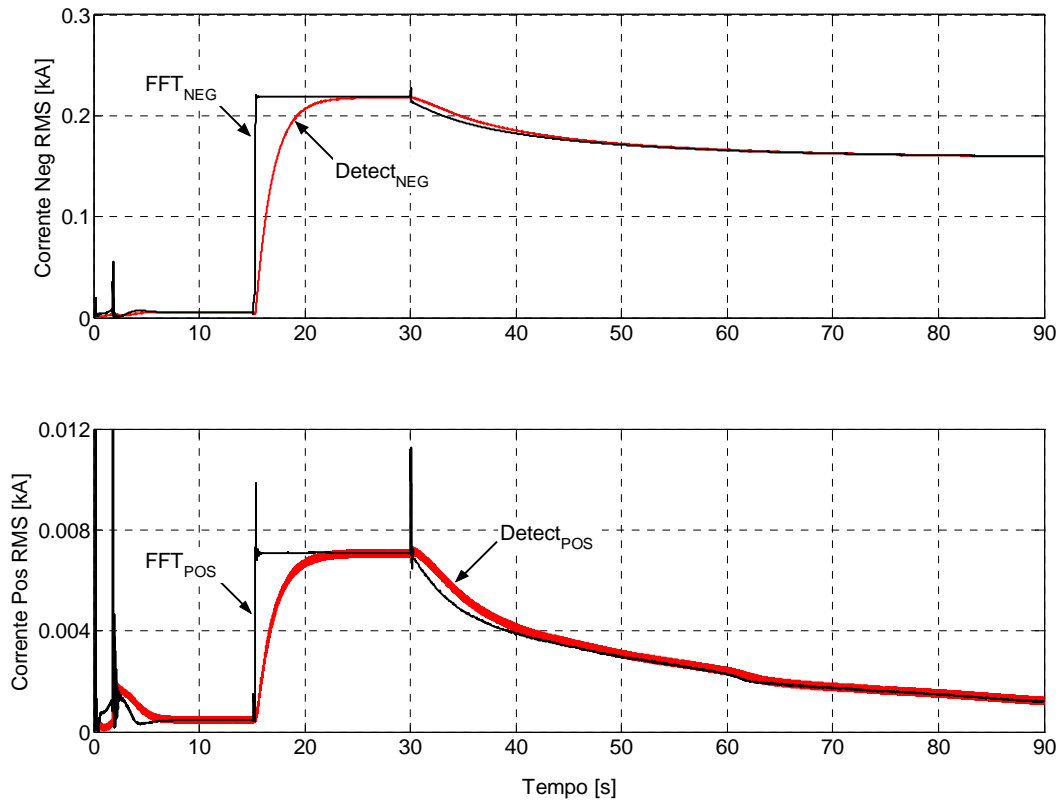


Figura 32: Resposta do circuito de detecção para as seqüências positiva e negativa.

As correntes harmônicas de 5ª ordem detectadas nas fases A, B e C do par de filtros passivos são apresentadas na Figura 33. Como pode ser observado no gráfico superior dessa figura, e também nos dois gráficos da Figura 32, as correntes detectadas surgem na saída do circuito de detecção a partir de 15,3 segundos, quando os altos índices de correntes poluentes são injetados no sistema de Ibiúna. O filtro ativo paralelo passa a compensar as sobre-correntes nos filtros passivos a partir de 30,1 segundos, fazendo com que as amplitudes das correntes detectadas diminuam até atingir o valor da capacidade máxima de corrente harmônica de 5ª ordem nos filtros passivos (55 A *rms* por fase em cada filtro). O gráfico na parte inferior da Figura 33 mostra uma ampliação das correntes detectadas após a compensação do filtro ativo. Nesse gráfico, as amplitudes das correntes nas três fases têm o valor aproximado de 155,5 A, ou seja, 110 A *rms* por fase, correspondente à soma das capacidades de corrente harmônica de 5ª ordem nos dois filtros passivos.

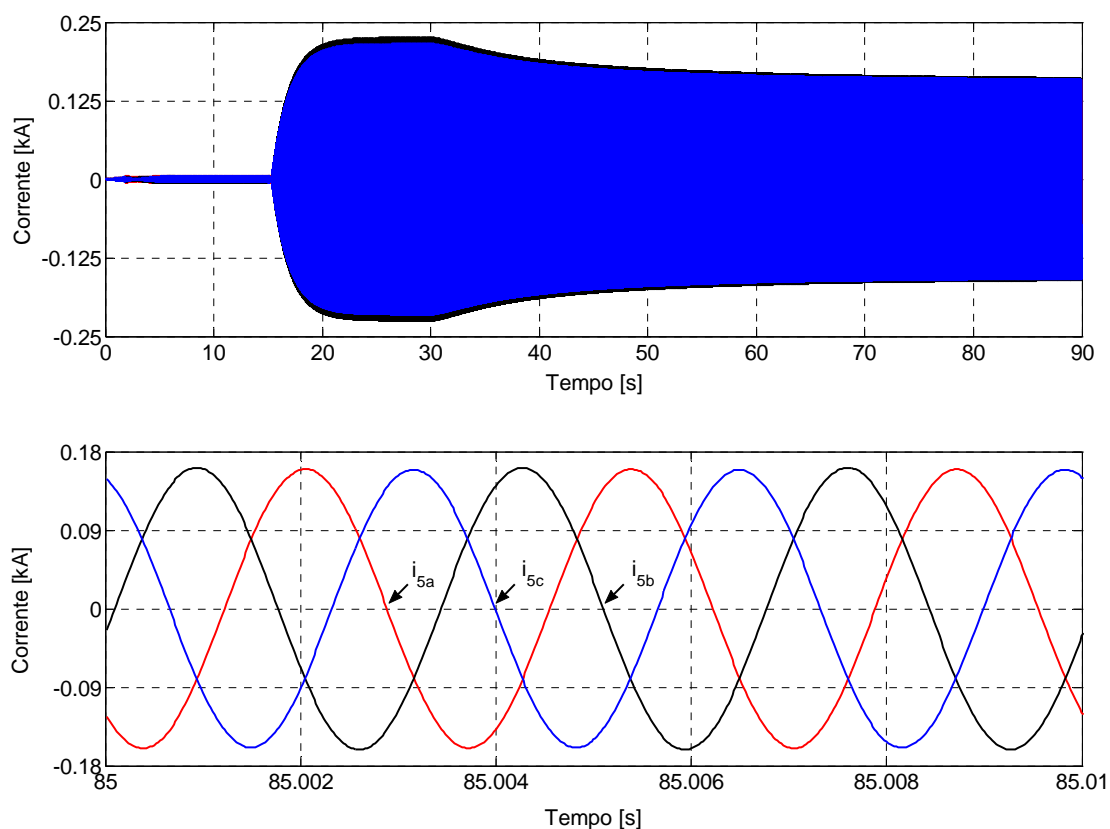


Figura 33: Correntes harmônicas de 5ª ordem detectadas nas fases A, B e C.

A Figura 34 apresenta a frequência angular da componente da tensão de seqüência positiva, detectada pelo circuito de sincronismo no barramento de 345 kV. Como pode ser visto na ampliação da parte inferior esquerda da figura, após algumas distorções devido às instabilidades iniciais do sistema de Ibiúna e do circuito de sincronismo, a frequência angular converge para o valor  $2\pi f$ , onde  $f$  é a frequência de 60 Hz das tensões no barramento. Na ampliação da parte inferior direita da Figura 34 é mostrada a frequência angular detectada nos instantes em que as fontes harmônicas poluentes são inseridas no sistema, sendo as duas menores inseridas em 15,1 e 15,2 segundos, e a maior em 15,3 segundos. Como pode ser observado, o circuito de sincronismo encontra maior dificuldade na detecção à medida que a corrente poluente aumenta, no entanto, continua acompanhando a frequência angular de seqüência positiva do barramento. A frequência angular é integrada para gerar o ângulo de fase  $\omega t$ , utilizado no circuito de detecção das correntes harmônicas de 5ª ordem e no circuito de controle das tensões sobre os capacitores do conversor.

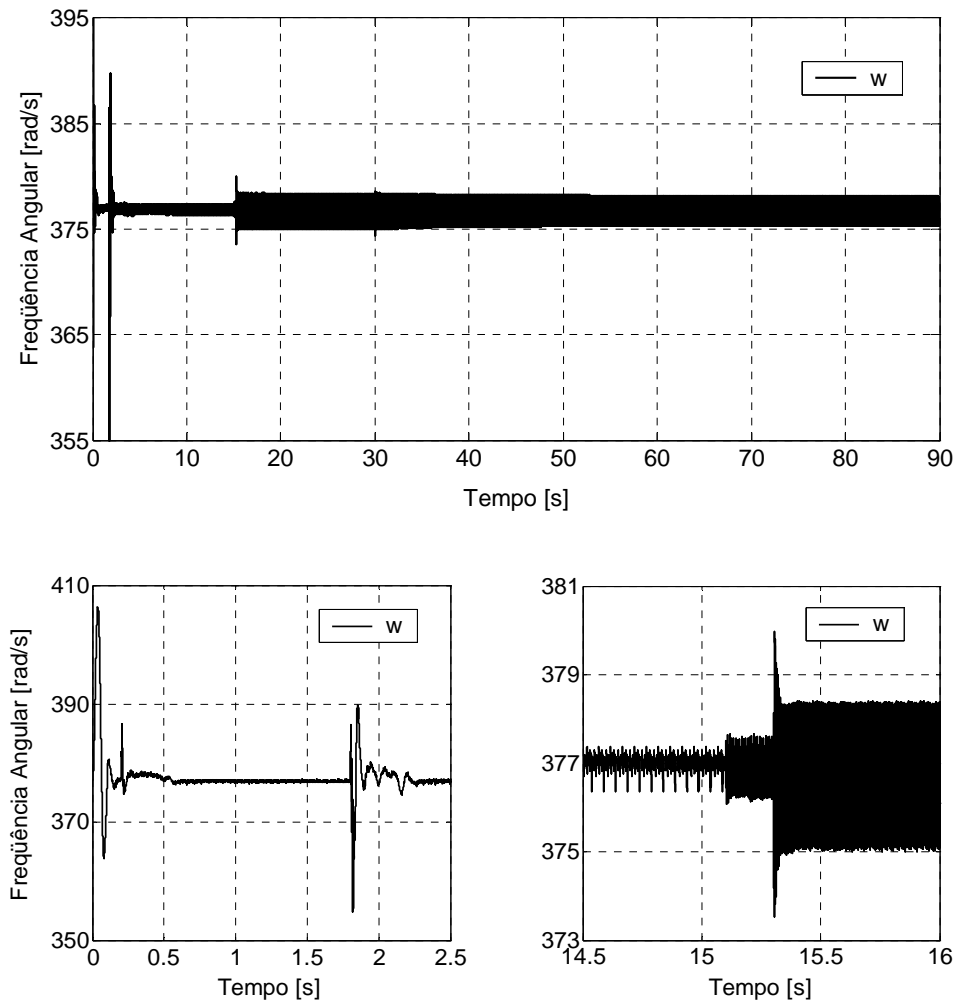


Figura 34: Frequência angular detectada no circuito de sincronismo (*PLL*).

A Figura 35 apresenta os ganhos gerados pelo circuito de controle do filtro ativo. No gráfico da parte superior da figura podem ser observados os ganhos  $G_{5a}$ ,  $G_{5b}$  e  $G_{5c}$ , gerados pelo circuito de controle das sobre-correntes harmônicas de 5ª ordem. Esses ganhos têm valor zero nos primeiros 30 segundos, e aumentam a partir do instante em que o filtro ativo é conectado ao sistema. No instante da conexão, as correntes harmônicas nos filtros passivos são maiores que o valor da corrente nominal desses filtros, e o erro na entrada do integrador no circuito da Figura 26 é positivo, fazendo com que os ganhos aumentem. Os ganhos para as três fases, que apresentam valores diferentes devido às correntes harmônicas serem desbalanceadas, se estabilizam à medida que essas sobre-correntes são compensadas nos filtros passivos.

O gráfico na parte inferior da Figura 35 apresenta os ganhos  $G_{Ca}$ ,  $G_{Cb}$  e  $G_{Cc}$ , gerados pelo circuito de controle das tensões sobre os capacitores do conversor. A partir de 30 segundos, quando o filtro ativo é conectado ao barramento de 345 kV, esses ganhos variam com valores dentro da faixa de  $\pm 0,1$  em torno de zero. As cargas e descargas dos capacitores não ocorrem de forma idêntica nas três fases, sendo assim os ganhos apresentam valores distintos. O circuito de controle garante que os ganhos não divirjam para valores com módulo superior a 0,1. Isso faz com que as tensões sobre os capacitores variem em no máximo 5%, mantendo as tensões médias em cada fase em torno da referência de 3 kV.

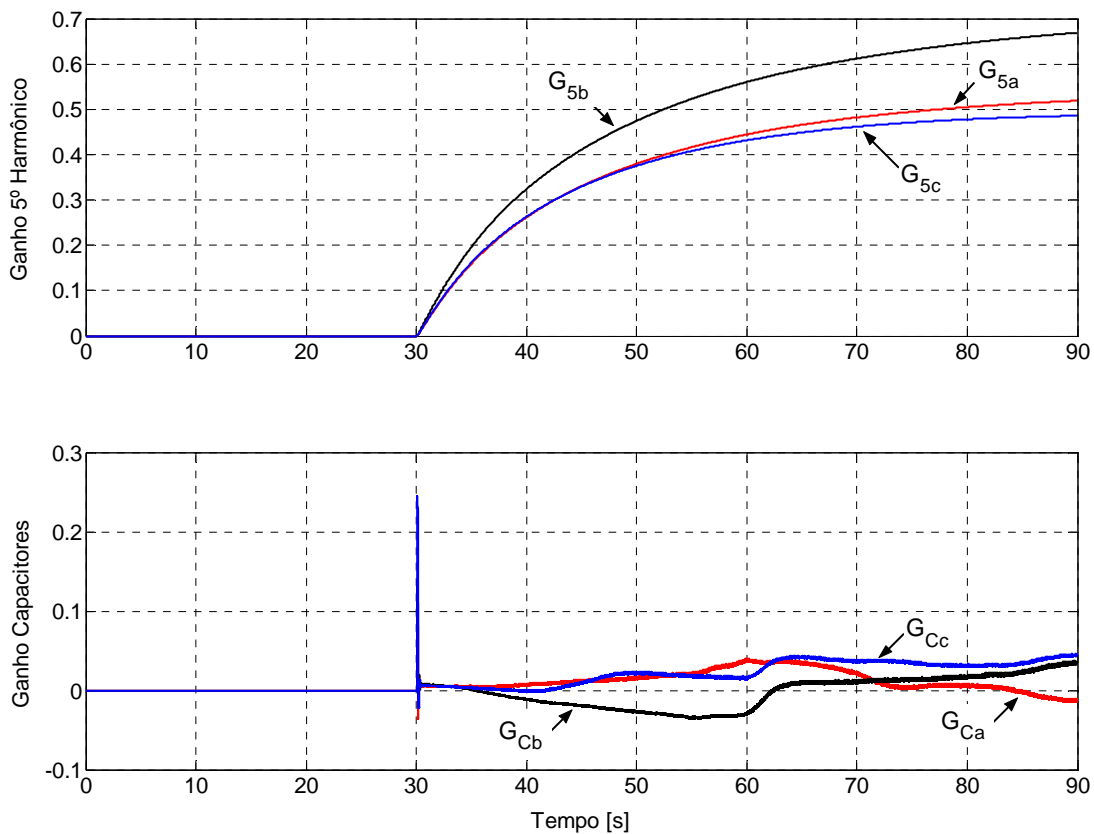
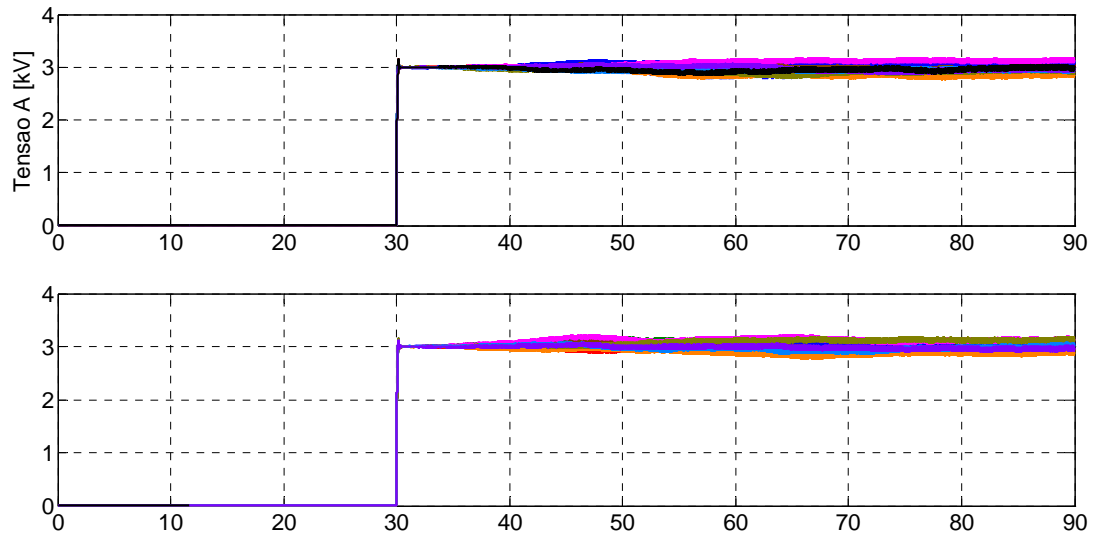


Figura 35: Ganhos gerados pelo circuito de controle para as fases A, B e C.

A Figura 36 apresenta as tensões sobre os capacitores das pontes-H nas três fases do conversor multinível. Cada gráfico da Figura 36 mostra as tensões sobre os 10 capacitores por fase no conversor, num total de 30. Todos os capacitores são pré-carregados a partir de 30 segundos, e em seguida, em 30,1 segundos, são carregados pelo circuito de controle como descrito na Seção 4.4.1. Como pode ser observado, as tensões sobre os 10 capacitores em cada fase não ultrapassam a faixa de  $\pm 150$  V em

torno da referência de 3 kV. As tensões sobre os capacitores são reguladas de forma adequada, pois mesmo com variações na faixa de  $\pm 5\%$  da referência, a compensação das sobre-correntes harmônicas não é comprometida, e os 21 níveis de tensão *PWM* na saída do conversor multinível não apresentam distorções significativas.



capacitores nas pontes-H do conversor. Essa variação não é significativa e não provoca grandes distorções na tensão *PWM* multinível gerada na saída de cada fase do circuito de potência do filtro ativo paralelo.

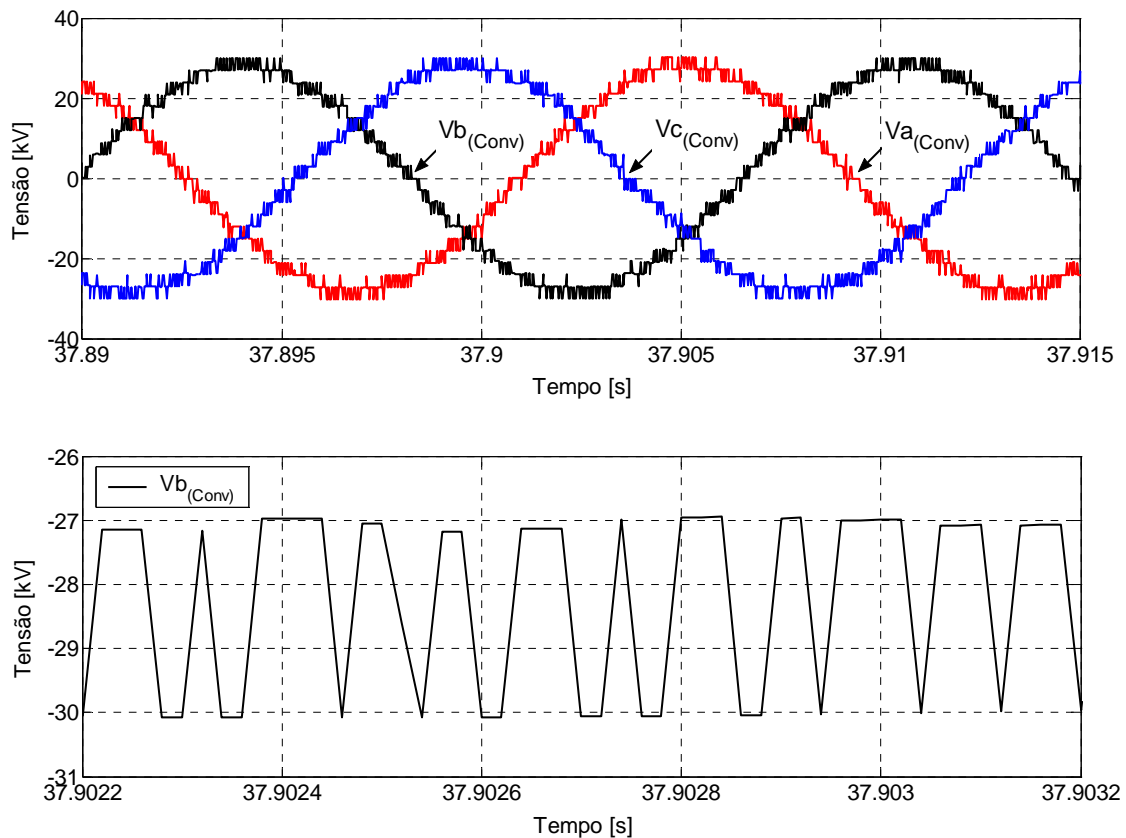


Figura 37: Tensões multiníveis geradas pelos módulos conversores das três fases.

O espectro harmônico da tensão multinível da fase B é apresentado na Figura 38. O gráfico na parte superior da figura mostra, em escala logarítmica, os primeiros 1 kHz do espectro harmônico da tensão da fase B, onde pode ser observado o valor dessa tensão na frequência de 60 Hz. O gráfico na parte inferior da Figura 38 apresenta, também em escala logarítmica, os primeiros 100 kHz do espectro harmônico da tensão da fase B. No gráfico pode ser observado que os harmônicos dessa tensão ocorrem em torno da frequência equivalente de chaveamento, 12 kHz, e seus múltiplos, 24 kHz, 36 kHz, 48 kHz, etc.



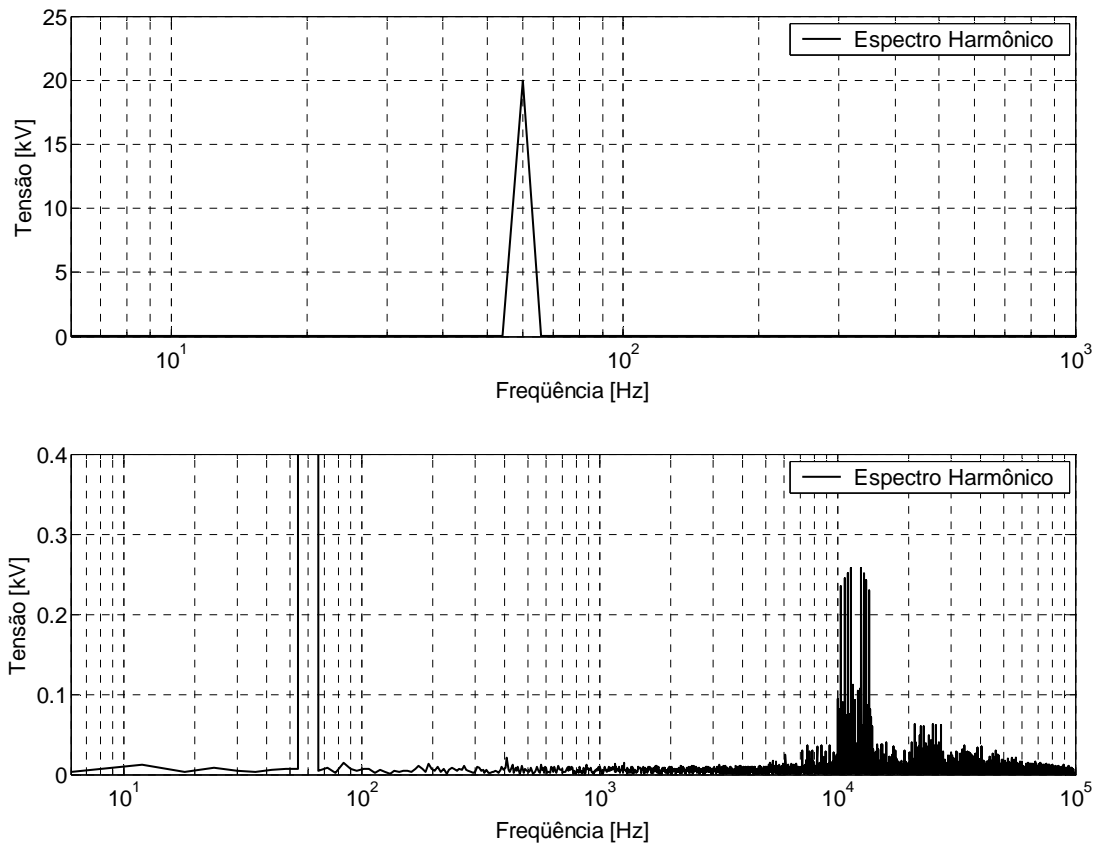


Figura 38: Espectro harmônico da tensão multinível para a fase B.

O gráfico na parte superior da Figura 39 apresenta os valores *rms* das correntes harmônicas de 5ª ordem nos filtros passivos,  $I_{a5}$ ,  $I_{b5}$  e  $I_{c5}$ , juntamente com o valor nominal para o harmônico de 5ª ordem nesses filtros,  $I_{5Ref}$ . Em 15,3 segundos as correntes harmônicas de 5ª ordem atingem valores em torno de 150 A *rms* nas três fases, o que é aproximadamente 30% acima do valor nominal dos filtros passivos. Em 30,1 segundos, quando o filtro ativo é acionado, tem início o processo de compensação harmônica, e em aproximadamente 45 segundos, as correntes poluentes atingem o valor de referência de 110 A *rms* por fase (esse valor é a capacidade máxima para as correntes harmônicas de 5ª ordem no par de filtros passivos). Nesse instante o par de filtros passivos opera em sua capacidade máxima, e o filtro ativo compensa toda a sobre-corrente harmônica de 5ª ordem no par de filtros passivos. O gráfico na parte inferior da Figura 39 apresenta a corrente total para as três fases do par de filtros passivos. A maior parte da corrente corresponde à componente fundamental em 60 Hz, com 195 A *rms*. O restante corresponde principalmente à corrente harmônica de 5ª ordem. A capacidade máxima da corrente total no par de filtros passivos é de 220 A *rms* por fase.

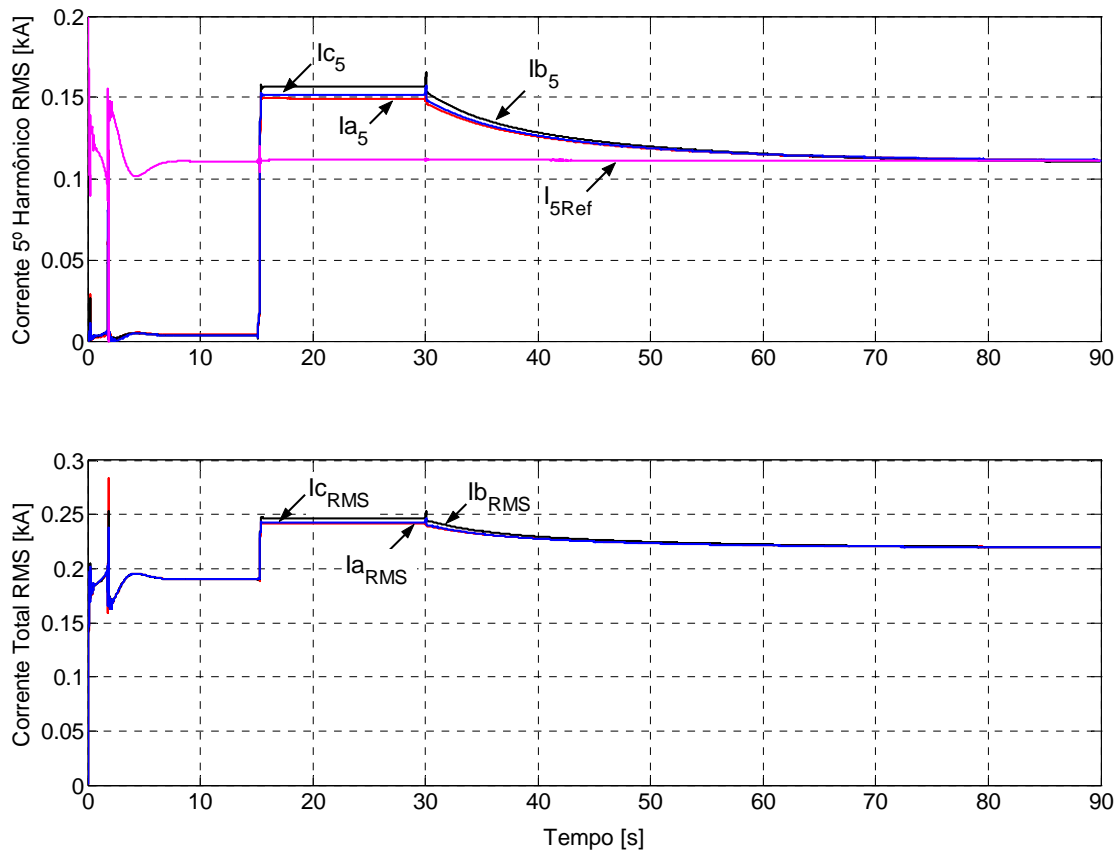


Figura 39: Correntes harmônicas de 5ª ordem e totais no par de filtros passivos.

A Figura 40 apresenta as correntes de referência geradas pelo circuito de controle do filtro ativo para as fases A, B e C, juntamente com as respectivas correntes de compensação geradas pelo conversor multinível. Como pode ser observado, essas correntes possuem amplitudes diferentes, pois as correntes poluentes que entram no banco de filtros passivos são desbalanceadas. As correntes de compensação nas três fases são quase idênticas às suas respectivas referências, sendo sintetizadas com baixa distorção devido ao conversor em cascata com 21 níveis e ao chaveamento *PWM* unipolar com portadoras defasadas.

Com o objetivo de mostrar o desempenho instantâneo do filtro ativo, a Figura 41 apresenta as tensões no barramento de 345 kV,  $V_{aBarra}$ ,  $V_{bBarra}$  e  $V_{cBarra}$  (em kV), as correntes totais no par de filtros passivos,  $I_{aPassivo}$ ,  $I_{bPassivo}$  e  $I_{cPassivo}$  (em kA multiplicadas por 500), e as correntes de compensação no filtro ativo,  $I_{aAtivo}$ ,  $I_{bAtivo}$  e  $I_{cAtivo}$  (em kA multiplicadas por 500). Como pode ser observado, as correntes de compensação nas três fases estão em fase com as respectivas correntes nos filtros passivos. Esse resultado é devido ao circuito de sincronismo apresentado na Seção 4.2.2.a.

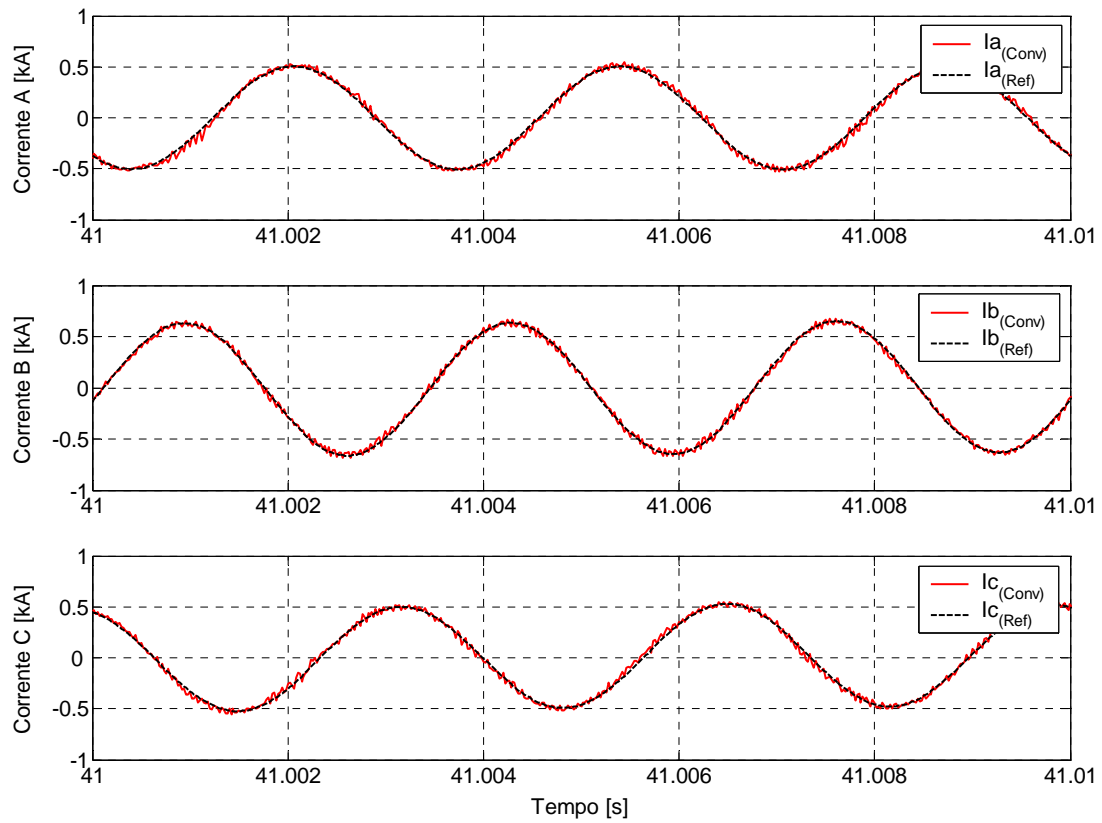


Figura 40: Correntes de referência e correntes geradas para as fases A, B e C.

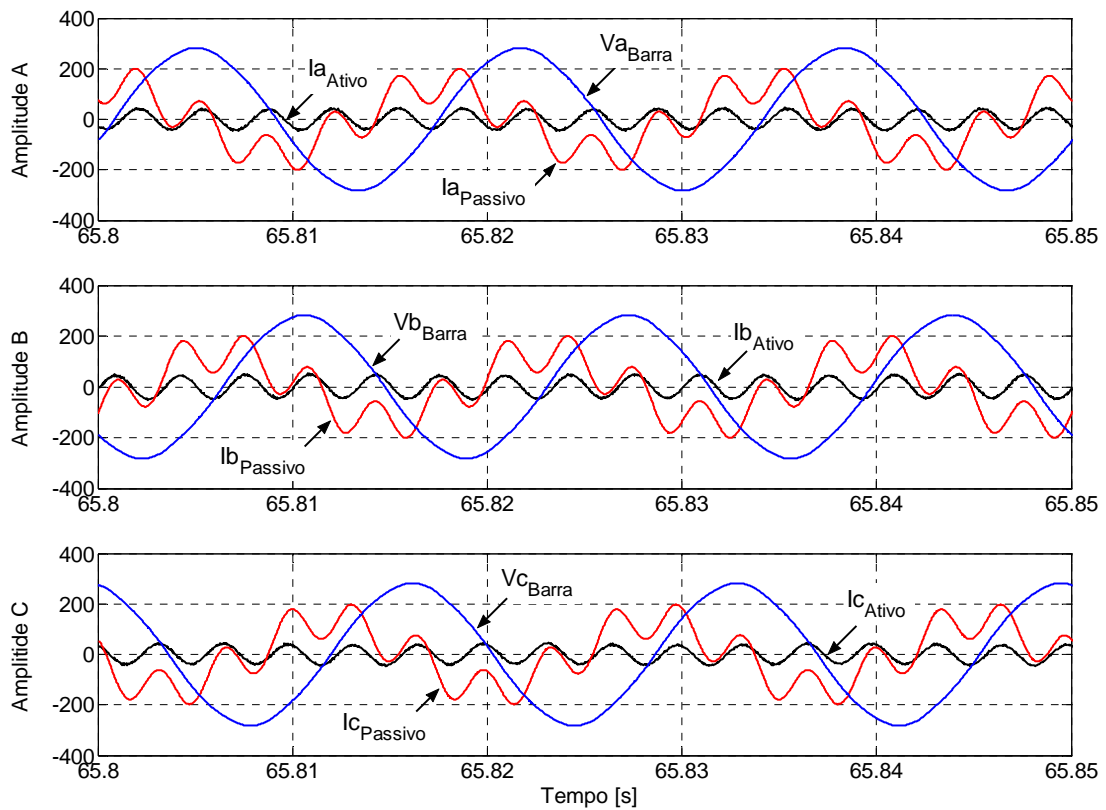


Figura 41: Desempenho instantâneo para as fases A, B e C do filtro híbrido.

A Figura 42 mostra as fases A, B e C, das correntes harmônicas de 5ª ordem no filtro ativo e no par de filtros passivos. Em 15,3 segundos, quando as correntes poluentes são inseridas no sistema, as três fases nos filtros passivos são medidas, e as fases B e C se posicionam respectivamente com  $120^\circ$  e  $240^\circ$  em relação à fase A. Nesses gráficos, os valores apresentados antes de 15,3 segundos para as três fases das correntes nos filtros passivos são desconsiderados, pois correspondem à resposta do medidor de fases para um sinal de ruído em sua entrada. Em 30,1 segundos, quando o filtro ativo entra em operação, as fases das correntes compensadas se igualam às fases das correntes no par de filtros passivos, devido ao circuito de sincronismo. De forma análoga aos filtros passivos, são desconsiderados os valores apresentados antes de 30,1 segundos para as três fases das correntes do filtro ativo.

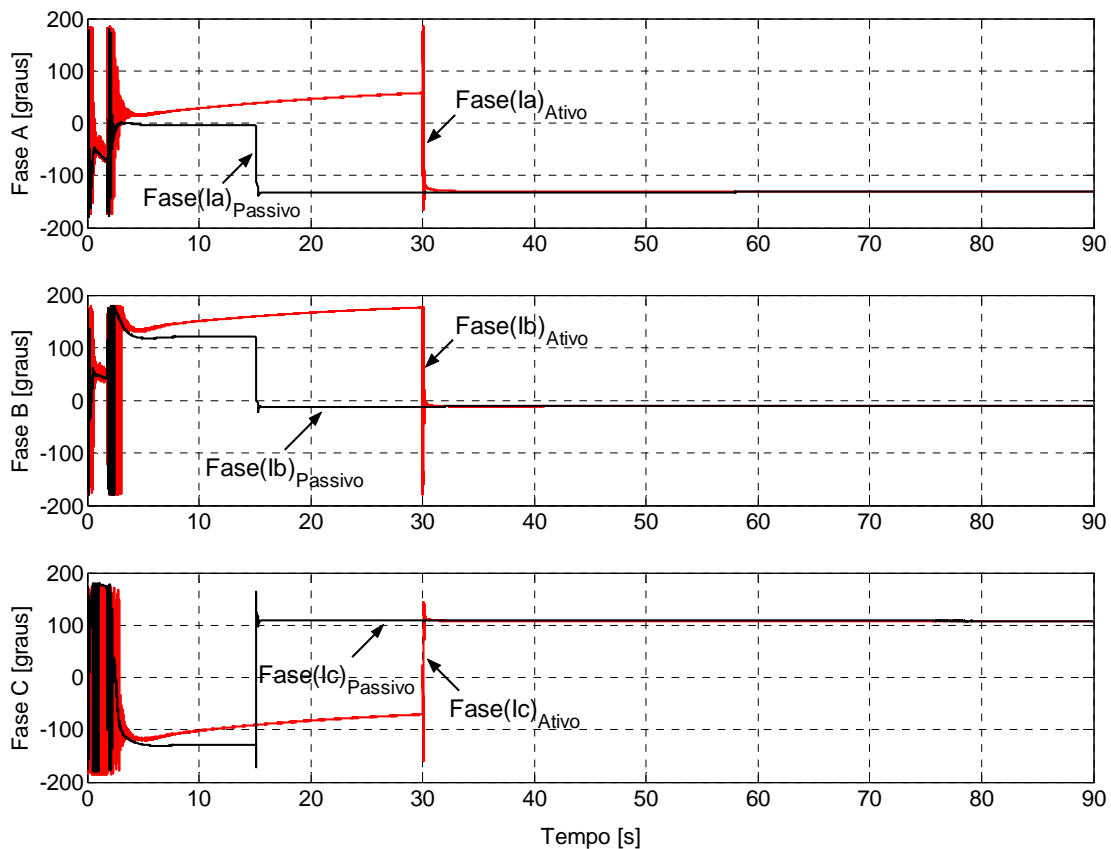


Figura 42: Fases das correntes no filtro ativo e no par de filtros passivos.

As Figuras 41 e 42 apresentam valores de tensão e correntes em um *IGCT* e em um diodo do conversor multinível. Na Figura 43 é mostrada a tensão com valor de 3 kV sobre um *IGCT*, juntamente com uma ampliação dessa tensão, comutando em 600 Hz. Na Figura 44 são apresentadas as correntes com valor máximo de 1 kA em um *IGCT* e em um diodo conectado em anti-paralelo com o *IGCT*.

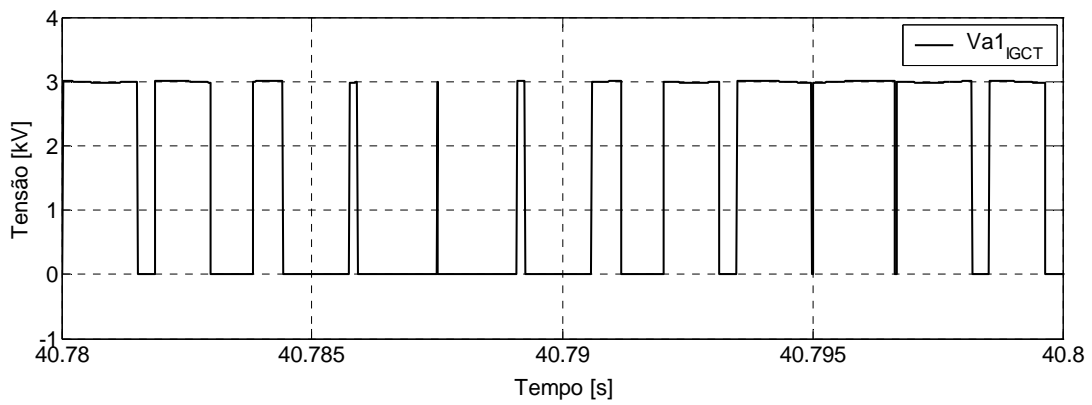
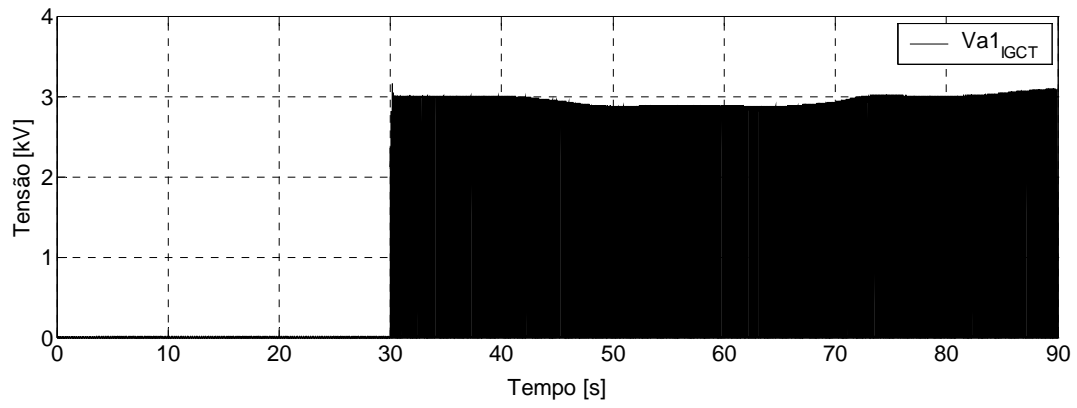


Figura 43: Tensão sobre um IGCT da fase A.

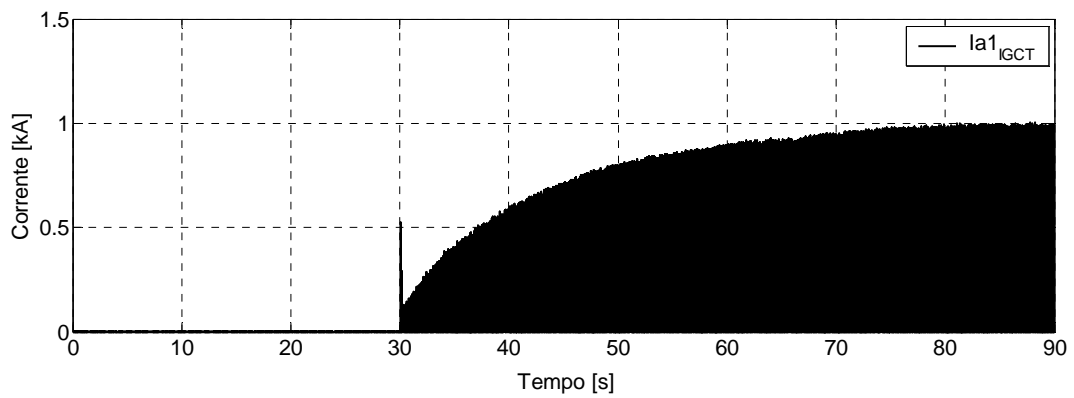
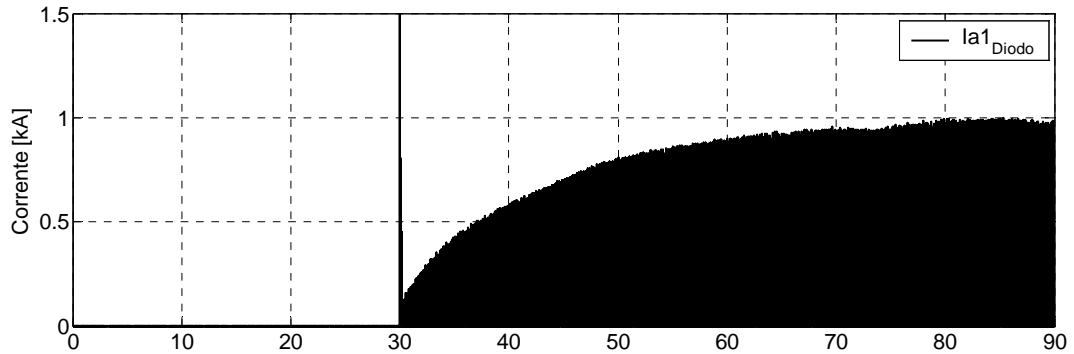


Figura 44: Correntes em um diodo e em um IGCT da fase A.

A Figura 45 apresenta uma comparação dos harmônicos de corrente nas fases A, B e C do par de filtros passivos, antes e depois da atuação do filtro ativo. Como pode ser visto, o filtro ativo reduz o conteúdo harmônico de 5ª ordem em aproximadamente 25% nas três fases, mantendo esses harmônicos abaixo do valor nominal do par de filtros passivos. Dessa forma, o filtro ativo protege os filtros passivos, impedindo que sejam danificados com os altos índices de correntes harmônicas de 5ª ordem.

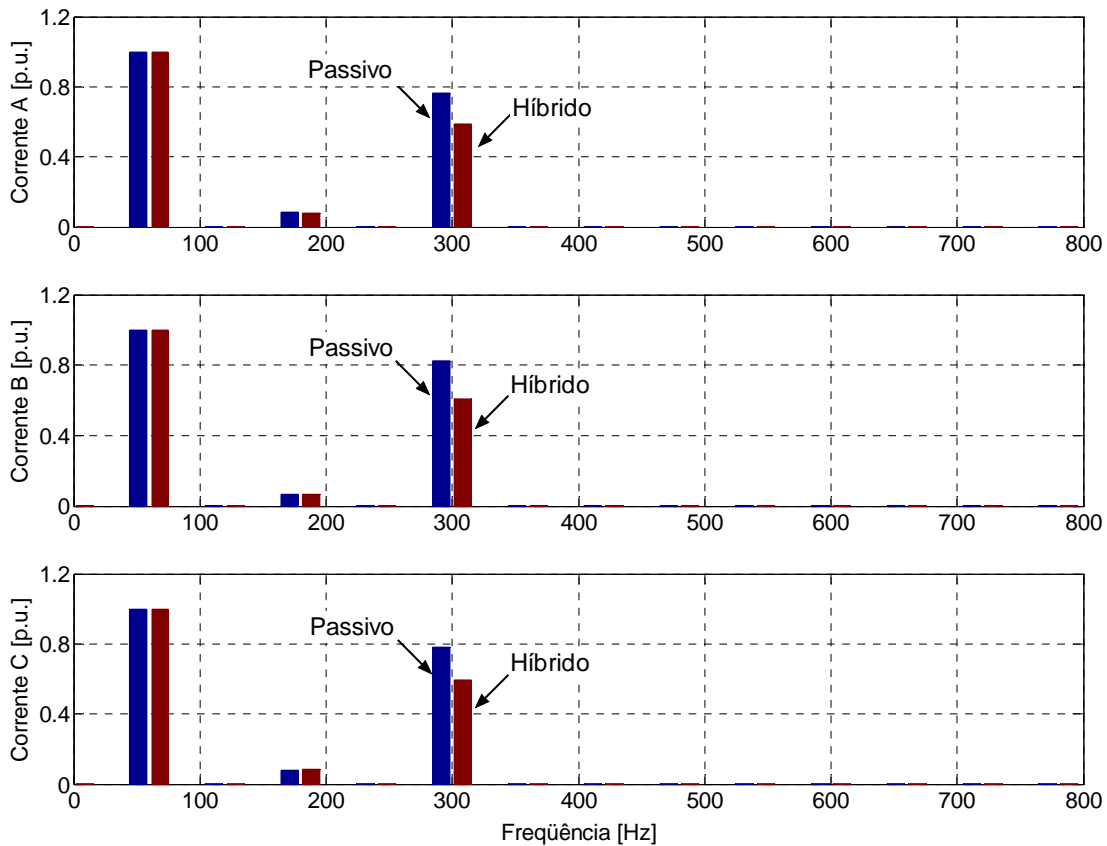


Figura 45: Espectro harmônico de correntes nos filtros passivos para as três fases.

A Figura 46 apresenta o espectro harmônico das tensões das fases A, B e C, no barramento de 345 kV. Nessa figura são comparados os harmônicos de tensão quando apenas o par de filtros passivos está presente, e quando o filtro ativo compensa toda a sobre-corrente harmônica de 5ª ordem. Como pode ser observado, o filtro ativo reduz o conteúdo harmônico de 5ª ordem, mantendo-o em torno de 1%. Este valor está de acordo com as normas do *ONS* [41], que determinam um valor máximo de 2% para a tensão harmônica de 5ª ordem. Sendo assim, além de proteger os filtros passivos contra sobre-correntes, o filtro ativo também reduz a distorção harmônica no barramento de 345 kV.

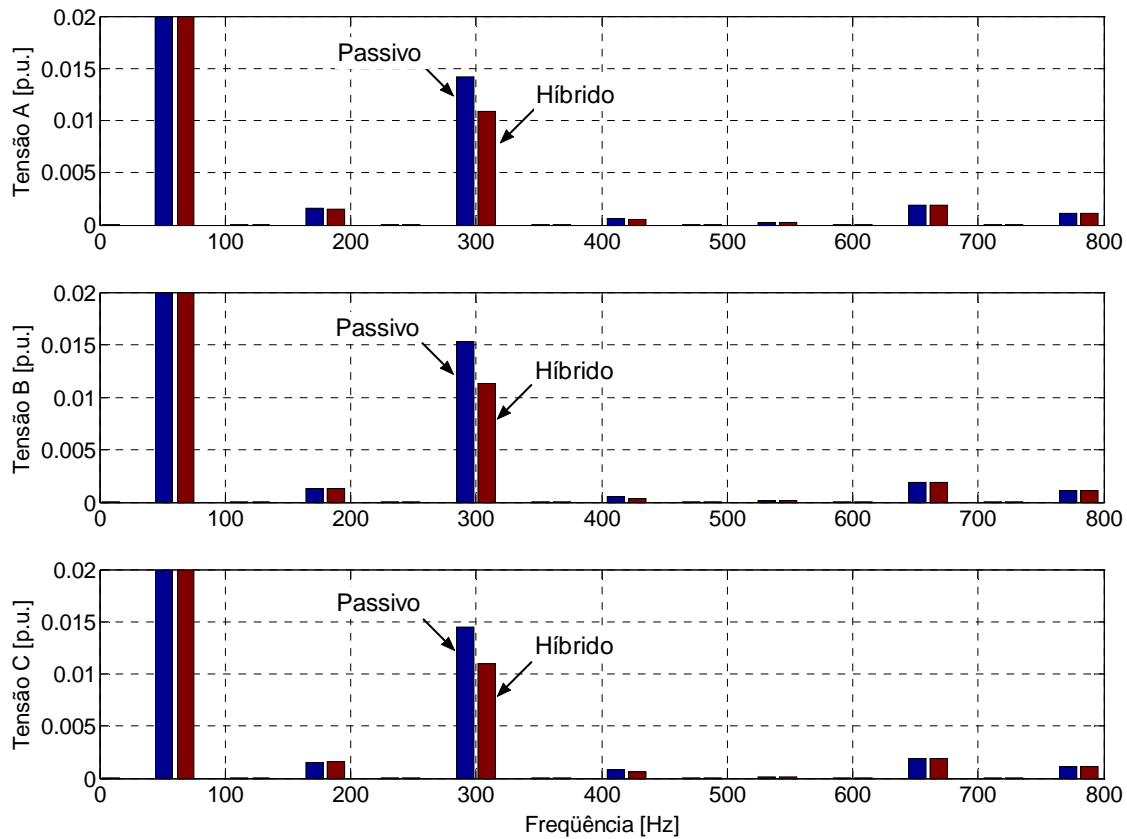


Figura 46: Espectro harmônico de tensões nos filtros passivos para as três fases.

A Figura 47 apresenta os valores das correntes harmônicas de 5ª ordem nas linhas de transmissão diretamente conectadas ao barramento de 345 kV, mostrado no circuito da Figura 7. Para o modelo digital utilizado na simulação, a poluição harmônica é inserida no barramento através da linha de transmissão vinda de Interlagos (curva E). Em 15,3 segundos, essa corrente poluente atinge rapidamente valores em torno de 250 A *rms* nas três fases. Nos gráficos apresentados, a curva B é a corrente harmônica de 5ª ordem no banco de filtros passivos, incluindo o par de filtros de dupla sintonia para o 3º e 5º harmônicos. Como pode ser observado, essa corrente tem o seu valor diminuído à medida que as sobre-correntes harmônicas de 5ª ordem são compensadas no barramento de 345 kV. As correntes nas outras linhas, vindas dos dois bipólos do conversor *CCAT*, Guarulhos, compensadores síncronos, Tijuco Preto, e dos transformadores de 500/345 kV, respectivamente, são as correntes A, D, G, F e C nos gráficos da Figura 47, não são afetadas de forma significativa pelo filtro ativo paralelo. Outras correntes harmônicas, como as de 3ª, 4ª, 6ª, 7ª, 11ª e 13ª ordens, também foram analisadas na simulação, no entanto, essas correntes também não apresentaram variações significativas com a inserção do filtro ativo paralelo no

sistema. De acordo com esses resultados pode-se concluir que a operação do filtro ativo paralelo não prejudica outras partes e equipamentos da subestação de Ibiúna, podendo ser utilizado sem maiores problemas no sistema.

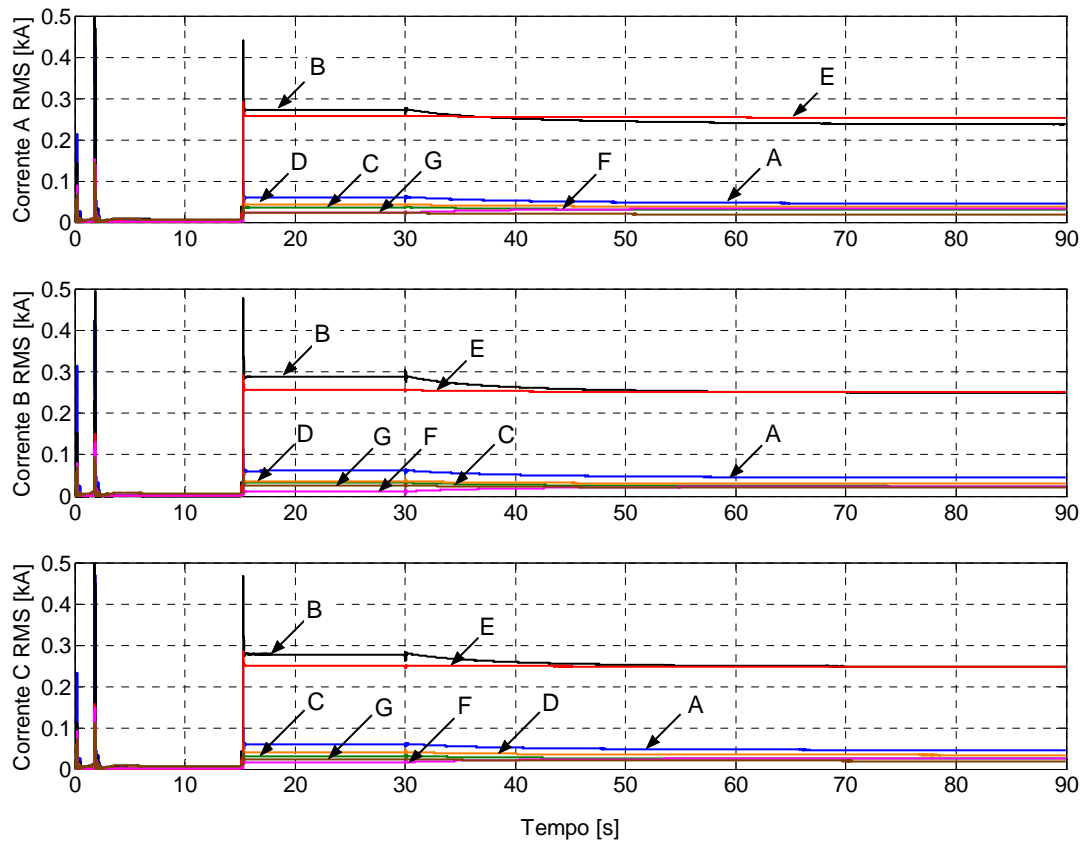


Figura 47: Correntes harmônicas de 5ª ordem que entram no barramento de 345 kV.



# CAPÍTULO 5

---

## Filtro Ativo Série

---

O filtro ativo paralelo, apresentado no capítulo anterior, se mostrou uma alternativa eficiente na proteção dos filtros passivos da subestação de Ibiúna. Além de limitar as sobre-correntes harmônicas nos filtros passivos, esse filtro ativo apresenta outras vantagens, como a diminuição da distorção harmônica da tensão no barramento de 345 kV. Uma topologia de filtro ativo série, outra alternativa com a mesma finalidade, é apresentada neste capítulo. Como será exposto, muitos conceitos abordados no capítulo anterior são utilizados no desenvolvimento da topologia série. Mesmo com características semelhantes ao filtro ativo paralelo, o filtro ativo série apresenta outras vantagens que fazem dele uma alternativa interessante para a subestação de Ibiúna.

Da mesma forma como foi feito para o filtro ativo paralelo no capítulo anterior, este capítulo apresenta o princípio de funcionamento do filtro ativo série, suas partes integrantes, o dimensionamento de componentes, e cálculos de rendimento e perdas de energia. Ao final do capítulo são discutidos o procedimento e resultados da simulação realizada com o modelo digital do filtro ativo série inserido na subestação de Ibiúna.

## 5.1 Princípio de Funcionamento

O filtro ativo apresentado neste capítulo é um equipamento de eletrônica de potência conectado em série com os filtros passivos de dupla sintonia da subestação de Ibiúna. Da mesma forma como o filtro ativo paralelo, o filtro ativo série é constituído de três partes principais: o circuito de detecção, o circuito de controle, e o circuito de potência. Uma diferença em relação à topologia paralela é que o circuito de potência é separado em duas partes iguais, conectadas em série com cada um dos filtros passivos duplamente sintonizados para correntes harmônicas de 3ª e 5ª ordens.

A Figura 48 mostra o filtro ativo série e a sua conexão com os filtros passivos na subestação de Ibiúna. Essa topologia, da mesma forma como o filtro ativo paralelo, pode ser considerada uma estrutura híbrida, onde os filtros passivos operam em conjunto com o circuito ativo para realizar a filtragem das sobre-correntes harmônicas. Diferente da topologia paralela, o filtro ativo série funciona de duas maneiras diferentes dependendo da magnitude das correntes harmônicas nos filtros passivos de dupla sintonia.

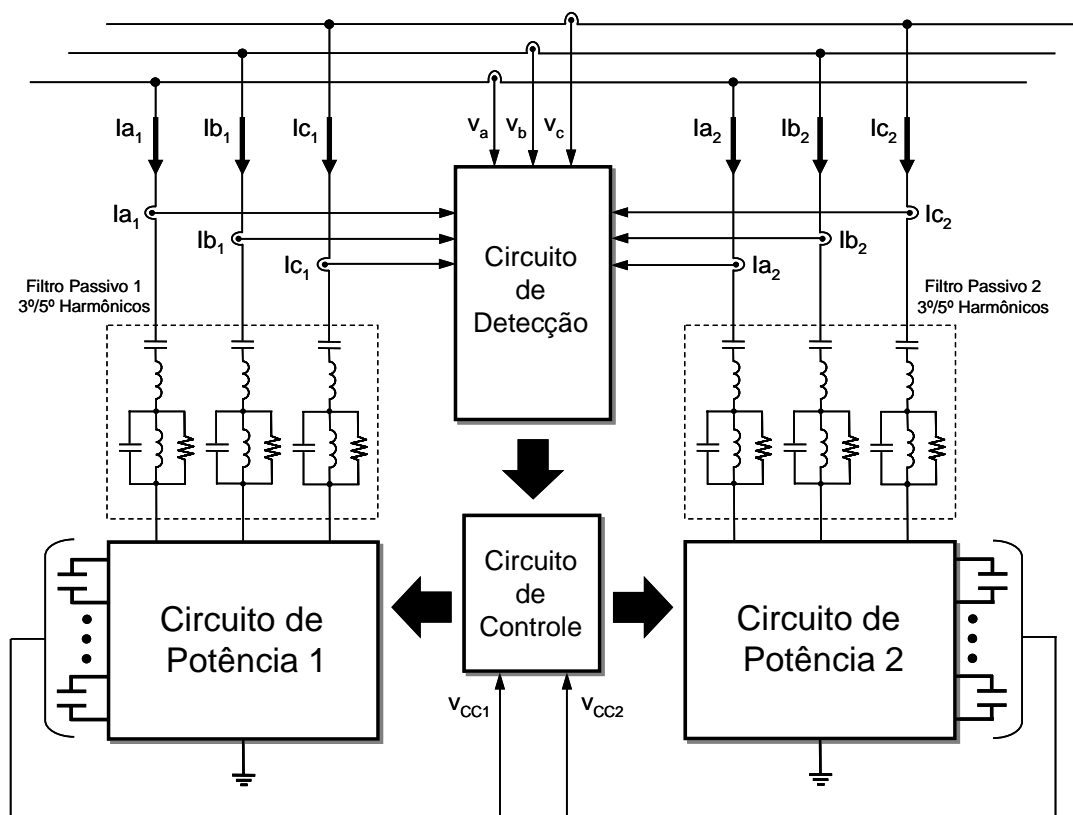


Figura 48: Topologia do filtro ativo série na subestação de Ibiúna.

O conversor do filtro ativo série funciona como uma fonte de tensão alternada controlada. Como pode ser observado no circuito monofásico simplificado da Figura 49-a, o filtro ativo detecta a corrente harmônica de 5ª ordem no filtro passivo e a multiplica por um ganho controlado  $R_A$ . Sendo assim, o filtro ativo pode ser interpretado como uma resistência controlada de valor  $R_A$ , e a impedância para a frequência de 300 Hz do filtro híbrido, formado pelo filtro passivo e pelo filtro ativo conectados em série, é dada por:

$$Z_5 = R_P + jX_P + R_A \quad (5.1)$$

Na Equação 5.1,  $R_P$  é a resistência da impedância do filtro passivo,  $X_P$  é a reatância da impedância do filtro passivo, e  $R_A$  é o ganho controlado pelo filtro ativo, que pode ser visto como uma resistência. Como mostrado na Figura 6, o valor de  $R_P$  para a frequência de 300 Hz é de aproximadamente 37  $\Omega$ . Baseado nisso, o filtro ativo série pode operar de duas maneiras distintas. A primeira delas ocorre quando a corrente harmônica de 5ª ordem é inferior ao valor nominal para essa corrente no filtro passivo. Nessa situação o filtro ativo se comporta como uma resistência negativa, gerando uma tensão proporcional em contra-fase com a corrente harmônica de 5ª ordem no filtro passivo. Dessa forma, a resistência negativa  $R_A$  “cancela” a resistência  $R_P$  do filtro passivo, melhorando o fator de qualidade do filtro híbrido através da diminuição da impedância total para a corrente harmônica de 5ª ordem. Esta diminuição da impedância total, onde a parte resistiva tem valor nulo, exige que o ganho  $R_A$  seja limitado em um valor mínimo negativo igual a  $-R_P$ , ou seja, -37  $\Omega$ .

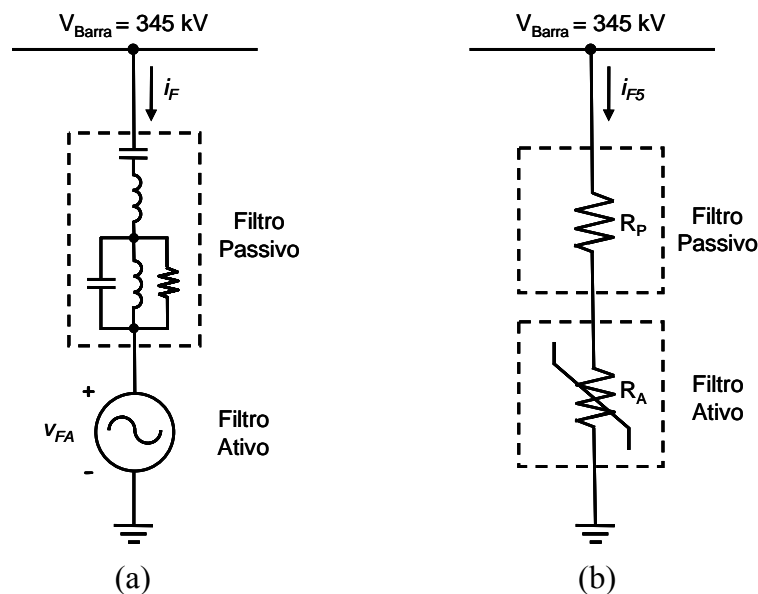


Figura 49: Princípio de operação do filtro ativo série.

O segundo modo de operação do filtro ativo série ocorre quando a corrente harmônica de 5ª ordem ultrapassa o valor nominal no filtro passivo. Nessa situação o filtro ativo série se comporta como uma resistência positiva, gerando uma tensão proporcional em fase com a corrente harmônica de 5ª ordem no filtro passivo. Dessa forma, a resistência positiva  $R_A$  é somada à resistência  $R_P$  do filtro passivo, e com esse aumento da impedância para a frequência de 300 Hz no filtro híbrido, a quantidade de corrente harmônica de 5ª ordem diminui no filtro passivo, protegendo-o contra as sobre-correntes.

A Figura 49-b ilustra o filtro híbrido como uma impedância regulável para a corrente harmônica de 5ª ordem, melhorando a filtragem dessa corrente, ou protegendo o filtro passivo. A Figura 50 apresenta comparações da impedância do filtro passivo, mostrada no gráfico da Figura 6, com impedância do filtro híbrido funcionando nos seus dois modos de operação. O gráfico na parte superior contrasta as impedâncias na situação de melhoria do fator de qualidade, e o gráfico na parte inferior compara as duas impedâncias em uma situação de proteção do filtro passivo contra sobre-correntes.

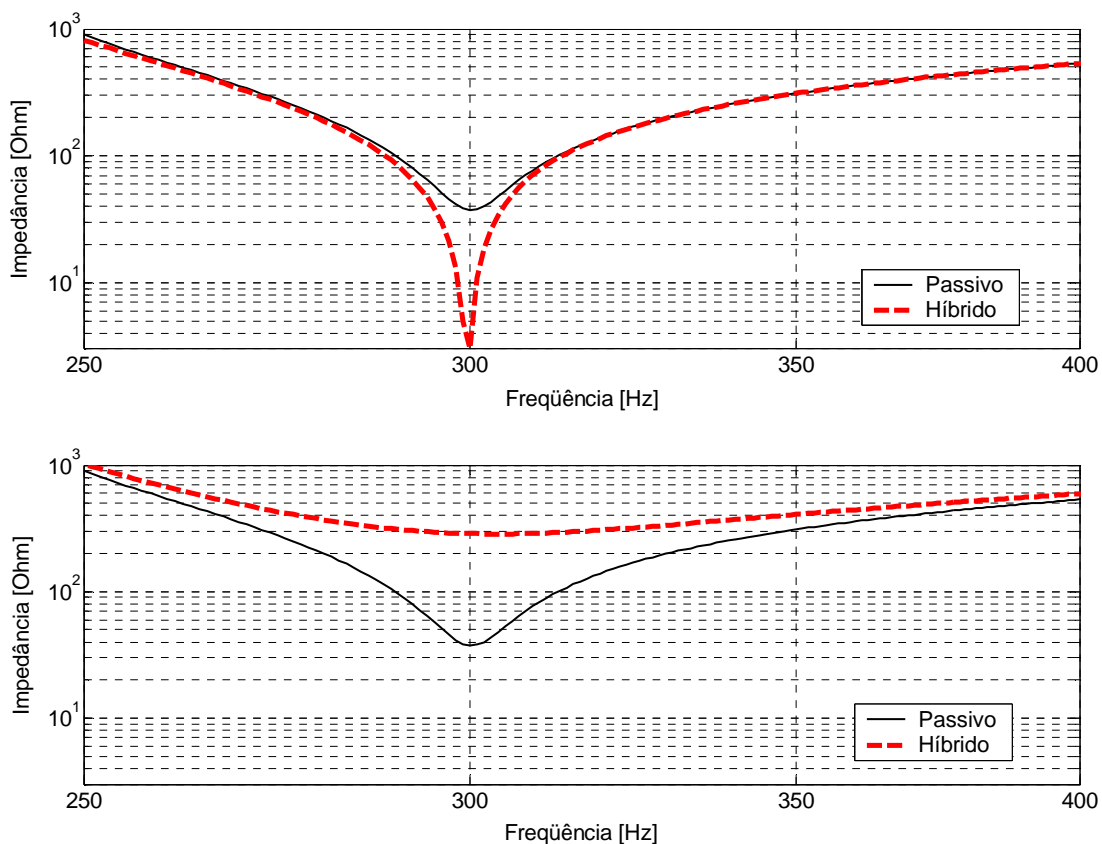


Figura 50: Comparações das impedâncias do filtro passivo e do filtro híbrido série.

## 5.2 Partes Integrantes do Filtro Ativo Série

Os quatro blocos de circuito apresentados na Figura 48 realizam em conjunto a proteção dos filtros passivos de dupla sintonia ou a melhoria do fator de qualidade do filtro híbrido. Como foi mencionado, esses circuitos têm muitas características em comum com os circuitos do filtro ativo paralelo. As diferenças entre as duas topologias de filtros ativos são apresentadas nas seções seguintes.

### 5.2.1 Circuito de Potência

Para gerar tensões alternadas controladas, o filtro ativo série também utiliza a topologia multinível em cascata em seus circuitos de potência. Diferente do filtro ativo paralelo, onde o conversor multinível está conectado ao barramento de 345 kV através de três transformadores monofásicos, no filtro ativo série o circuito de potência não necessita de transformadores, sendo utilizado um conversor multinível, como o apresentado na Figura 51, conectado em série com cada filtro passivo. A não necessidade de transformadores é devido à conexão em série dos conversores do filtro ativo sob os filtros passivos. Dessa forma, os conversores estão expostos a níveis reduzidos de tensão, e a maior parte da queda de tensão de 345 kV do barramento ocorre sobre os filtros passivos.

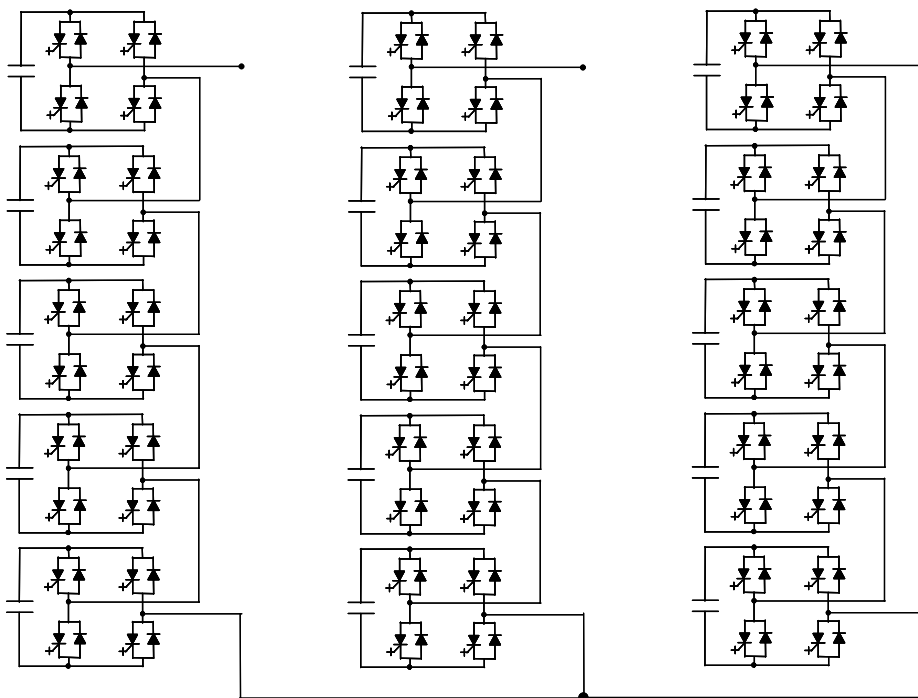


Figura 51: Circuito de potência do filtro ativo série.

O filtro ativo série possui a mesma quantidade de pontes-H que o filtro ativo paralelo, esse número é dividido entre dois conversores idênticos, como o apresentado na Figura 51, que possui 5 pontes-H conectadas em série em cada uma de suas fases, com um total de 60 *IGCTs*. Dessa forma, a quantidade de capacitores do circuito de potência também é a mesma, 30 no total, 15 para cada conversor.

Para a topologia série, a tensão regulada sobre os capacitores é determinada em 1 kV, sendo assim, os conversores multiníveis da Figura 48 são capazes de gerar nas saídas de cada uma de suas fases uma onda de tensão com até 11 níveis e 5 kV de pico. A amplitude máxima da corrente determinada para cada fase do filtro híbrido série é de 215 A.

### **5.2.1.a Estratégia de Chaveamento**

A estratégia de chaveamento *PWM* unipolar com portadoras defasadas também é utilizada nos conversores multiníveis do filtro ativo série. Como cada conversor possui 5 pontes-H em cascata por fase, são necessários 5 pares de portadoras triangulares com um ângulo de defasagem de  $36^\circ$  entre cada par, o dobro da topologia paralela. O filtro ativo série também utiliza portadoras com frequência de 600 Hz, e a frequência equivalente de um conversor é de 6.000 Hz, já que cada conversor é como o apresentado na Figura 51. Os filtros passivos de dupla sintonia possuem resistência maior que 10 k $\Omega$  para a frequência de 6.000 Hz, mostrado na Figura 6, possibilitando que esses filtros possam ser utilizados na atenuação dos harmônicos em frequências elevadas gerados pelo conversor multinível em cascata. Para a topologia série em questão, esses harmônicos ocorrem em frequências em torno de 6.000 Hz e seus múltiplos.

### **5.2.1.b Cálculo dos Capacitores**

Como a mesma topologia de conversor multinível do filtro ativo paralelo é utilizada para o filtro ativo série, o valor da capacitância no lado *CC* de cada ponte-H nos dois conversores do filtro ativo série é calculado através da Equação 4.1. Para uma variação máxima de  $\pm 15\%$  da tensão de 1 kV, ou seja, 300 V de pico a pico, e uma corrente com amplitude de 215 A, definida como limite para o filtro ativo paralelo, a Equação 4.1 resulta em:

$$C_{CC} = \frac{\Delta Q}{\Delta V_{CC}} = \frac{I_P}{2\pi f \Delta V_{CC}} = \frac{215}{2\pi(60)(300)} \approx 1,9 \text{ mF} \quad (5.2)$$

Nas simulações com os conversores multiníveis do filtro ativo série são utilizados capacitores de 2 mF no lado *CC* de cada ponte-H.

## 5.2.2 Circuito de Detecção

Como no filtro ativo paralelo, o circuito de detecção é responsável por medir e separar as correntes harmônicas de 5ª ordem das correntes totais que entram nos filtros passivos, e também por gerar os sinais senoidais utilizados no circuito de controle das tensões sobre os capacitores do conversor multinível. A diferença em relação ao filtro ativo paralelo, é que no filtro ativo série os sinais senoidais unitários são gerados a partir de circuitos *PLL* monofásicos. As partes do circuito de detecção do filtro ativo série são apresentadas nas subseções seguintes.

### 5.2.2.a Circuito de Sincronismo

Para regular a tensão sobre os capacitores do circuito de potência, o filtro ativo série utiliza um circuito de sincronismo constituído por seis circuitos *PLL* monofásicos. Os circuitos *PLL* são utilizados na detecção da fase e da frequência da corrente fundamental nas fases A, B e C dos dois filtros passivos de dupla sintonia. O princípio de funcionamento de um *PLL* monofásico é baseado no circuito *PLL* trifásico apresentado na Subseção 4.2.2.a, e foi desenvolvido em [42]. A frequência angular  $\omega t$  gerada na saída de cada *PLL* monofásico, é utilizada para gerar sinais senoidais com amplitude unitária e com a mesma frequência e fase das componentes fundamentais das correntes nas três fases nos dois filtros passivos de dupla sintonia.

Diferente do filtro ativo paralelo, onde o conversor multinível sintetiza correntes em fase com as tensões no barramento de 345 kV, o filtro ativo série sintetiza tensões a partir das correntes detectadas nos filtros passivos. No filtro ativo série a utilização de três circuitos *PLL* monofásicos se faz necessária, pois as correntes drenadas pelos conversores multiníveis apresentam defasagens, desequilíbrios e distorções harmônicas consideráveis, diferente das tensões no barramento de 345 kV, que podem ser consideradas igualmente defasadas de 120°, e os desequilíbrios e distorções não são significativos. A utilização de um circuito *PLL*

trifásico no filtro ativo série poderia fazer com que o circuito de controle funcionasse de forma errada, prejudicando as operações de filtragem e de proteção dos filtros passivos. Os circuitos *PLL* monofásicos poderiam ser aplicados ao filtro ativo paralelo, no entanto, como as tensões no barramento de 345 kV não apresentam defasagens, desequilíbrios e distorções harmônicas significativas, o resultado obtido com os circuitos *PLL* monofásicos é muito próximo do resultado obtido com um circuito *PLL* trifásico, não justificando a utilização de um circuito de sincronismo mais elaborado.

### **5.2.2.b Circuito de Detecção de Harmônicos de 5ª Ordem**

O circuito de detecção das correntes harmônicas de 5ª ordem no filtro ativo série é o mesmo circuito apresentado na Subseção 4.2.2.b para o filtro ativo paralelo. A única diferença entre as duas topologias é que o filtro ativo série utiliza dois circuitos de detecção de correntes harmônicas, um para cada filtro passivo de dupla sintonia. Para gerar os sinais  $-5\omega t$  e  $5\omega t$  e realizar as transformadas  $dq0$  e  $dq0$ -inversa no circuito de detecção apresentado na Figura 24, o filtro ativo série utiliza o sinal  $\omega t$ , resultante de um circuito *PLL* trifásico idêntico ao apresentado na Subseção 4.2.2.a.

### **5.2.3 Circuito de Controle**

O circuito de controle do filtro ativo série também é dividido em duas partes principais: o controle das tensões sobre os capacitores do conversor multinível, e o controle da corrente harmônica de 5ª ordem nos dois filtros passivos de dupla sintonia. Uma diferença em relação ao filtro ativo paralelo é que, como no circuito de detecção, o circuito de controle possui duas partes idênticas, uma para cada conversor de potência do filtro ativo série. Sendo assim, existem dois circuitos de regulação de tensão sobre os capacitores, e dois circuitos de controle da corrente harmônica de 5ª ordem. Nas subseções seguintes são discutidos apenas os circuitos de controle relativos a uma fase de um único conversor multinível, sendo que o funcionamento é análogo para as demais fases, e para o segundo conversor multinível da topologia série.



### 5.2.3.a Controle das Tensões CC nos Capacitores

A Figura 52 apresenta o circuito de controle das tensões sobre os capacitores da fase A de um conversor de potência como o mostrado na Figura 51. Como pode ser observado, esse circuito funciona da mesma forma como o circuito apresentado na Figura 25 para o filtro ativo paralelo, com a diferença que para o filtro série a tensão média sobre os capacitores, comparada com a referência  $V_{caRef}$ , é calculada com os 5 capacitores da fase A. Para o circuito da Figura 52, o sinal de saída  $v_{Acap}$  é interpretado como um sinal de tensão, e é uma das componentes do sinal de acionamento dos IGCTs do conversor de potência. Para as fases B e C, são gerados os sinais  $v_{Bcap}$  e  $v_{Ccap}$  respectivamente, em circuitos idênticos ao apresentado na Figura 52.

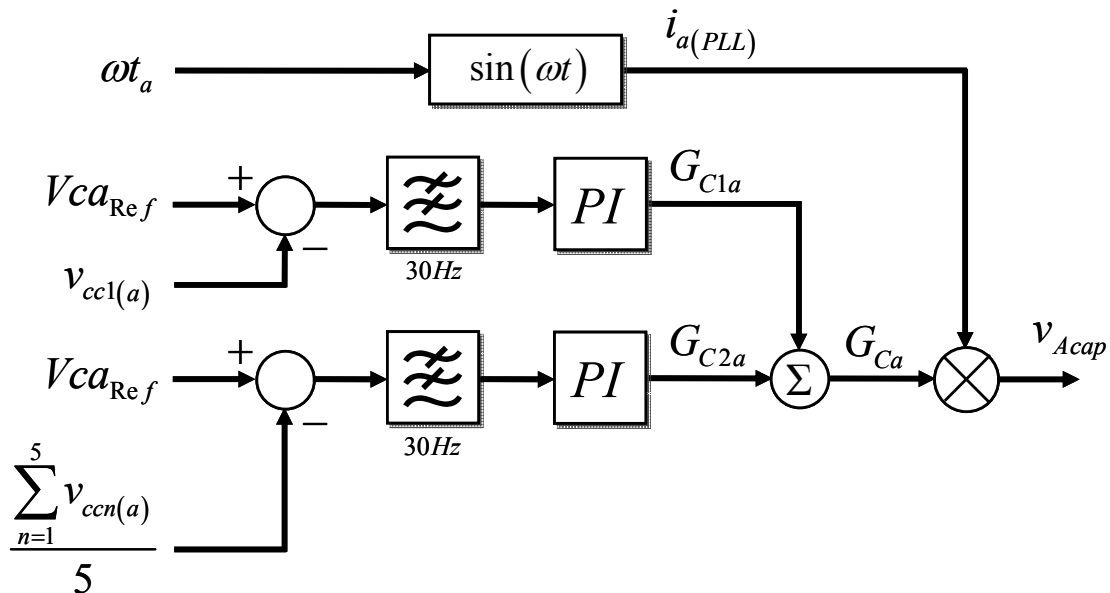


Figura 52: Circuito de controle das tensões sobre os capacitores da fase A.

### 5.2.3.b Controle das Sobre-Correntes Harmônicas

Como foi mencionado na Seção 5.1, para a corrente harmônica de 5ª ordem nos filtros passivos, o filtro ativo série funciona como uma fonte de tensão controlada por um ganho variável  $R_A$ . O controle do ganho  $R_A$  é feito por um circuito como o apresentado na Figura 26 para o filtro ativo paralelo, onde o sinal de referência  $I5a_{Ref}$  é calculado com base no valor nominal da corrente harmônica de 5ª ordem em uma das fases de um filtro passivo. Sendo assim, o ganho  $R_A$  varia de acordo com a

corrente harmônica de 5ª ordem, assumindo valores negativos quando essa corrente está abaixo da corrente nominal do filtro passivo, e valores positivos quando as correntes ultrapassam o valor da corrente nominal. A Figura 53 apresenta esse circuito de controle para o filtro ativo série, onde o sinal de saída  $v_{A5}$  é interpretado como um sinal de tensão resultante da multiplicação da corrente  $i_{5a}$ , obtida na saída do circuito de detecção, pelo ganho controlado  $R_A$ .

O limite inferior do integrador no circuito da Figura 53 é configurado para o valor -37. Esse limite negativo é utilizado para impedir que o módulo do ganho  $R_A$  seja maior que o valor da resistência  $R_P$  do filtro passivo (que é de  $37 \Omega$ ), evitando que os conversores de potência do filtro ativo série injetem tensões harmônicas extras no barramento de 345 kV da subestação de Ibiúna. O limite superior é configurado em 40 para impedir que o sinal  $v_{A5}$  tenha amplitude superior a 5, que é a amplitude da tensão máxima gerada na saída da fase A do conversor multinível (com valor de 5 kV), e também a amplitude das portadoras triangulares.

No controle das correntes harmônicas das fases B e C, são gerados os ganhos  $R_B$  e  $R_C$  respectivamente, que por sua vez geram os sinais  $v_{B5}$  e  $v_{C5}$ . Os sinais  $v_{A5}$ ,  $v_{B5}$  e  $v_{C5}$  são somados aos sinais  $v_{Acap}$ ,  $v_{Bcap}$  e  $v_{Ccap}$ , gerados na saída do circuito de controle das tensões sobre os capacitores, e utilizados no acionamento dos IGCTs de um conversor multinível como o da Figura 51.

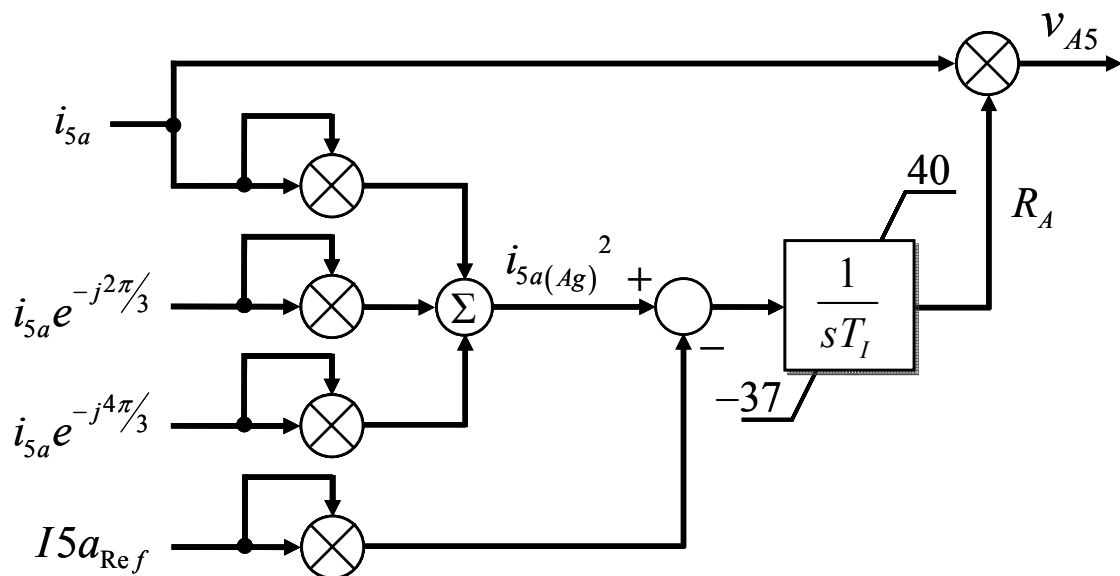


Figura 53: Circuito de controle da corrente harmônica de 5ª ordem para a fase A.

### 5.2.3.c Acionamento dos IGCTs do Circuito de Potência

O circuito de acionamento dos IGCTs da fase A de um dos conversores multiníveis do filtro ativo série é apresentado na Figura 54. Nesse circuito, o sinal de referência  $v_{a(Ref)}$ , obtido pela soma dos sinais  $v_{A5}$  e  $v_{Acap}$ , é confrontado com os sinais das portadoras triangulares em um circuito comparador que utiliza a estratégia de chaveamento *PWM* unipolar com portadoras defasadas. Os IGCTs do circuito de potência são comutados através dos sinais de disparo  $g_{1a}$ ,  $g_{2a}$ , etc. O mesmo procedimento de controle é utilizado no acionamento dos IGCTs das fases B e C do conversor. Mesmo com essa estratégia de controle de malha aberta, o filtro ativo série opera de forma bastante satisfatória, como é mostrado nos resultados de simulação da Seção 5.4.

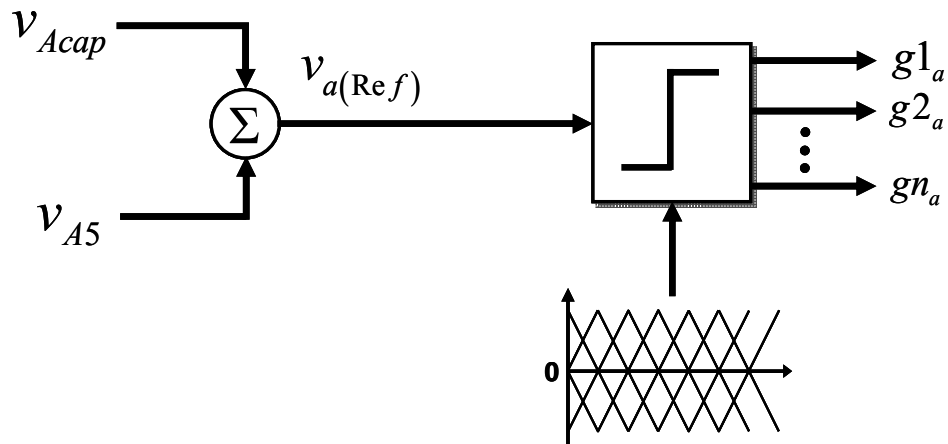


Figura 54: Circuito de acionamento dos IGCTs da fase A do conversor multinível.

## 5.3 Rendimento e Perdas de Energia no Conversor

Para se fazer uma estimativa do rendimento do filtro ativo série, são calculadas as perdas de energia nos conversores multiníveis e a capacidade de compensação desses conversores. A tensão alternada máxima gerada em uma das fases dos conversores do filtro ativo série tem amplitude de 5 kV, e a máxima corrente determinada para esses conversores é constituída por 95 A *rms* de corrente na frequência de 60 Hz, e 55 A *rms* de corrente na frequência de 300 Hz. A corrente máxima determinada para o conversor tem amplitude de 215 A, e valor equivalente de aproximadamente 110 A *rms*, de acordo com a Equação 4.5. Esse é o valor

nominal da corrente total para uma fase do filtro passivo. A potência compensada por um conversor é calculada de acordo com a Equação 4.4, e é de aproximadamente 1,17 MVA. Para um fator de potência unitário, a potência real trifásica,  $P_{3\phi}$ , tem o mesmo módulo da potência trifásica aparente, sendo de 1,17 MW. Considerando-se os dois conversores, a potência real trifásica dobra de valor, sendo de 2,34 MW.

O cálculo das perdas de energia nos conversores é como o mostrado na Seção 4.3, e compreende as operações de acionamento, condução e desligamento dos *IGCTs* nos conversores multiníveis. O modelo de *IGCT* utilizado para o filtro ativo série é o 5SHY-30L6010 fabricado pela ABB, o mesmo utilizado para o conversor do filtro ativo paralelo. Sendo assim, todos os dados referentes às perdas de energia nos *IGCTs* são apresentados nas especificações fornecidas pelo fabricante [40].

Como no filtro ativo série a frequência de um *IGCT* é de 600 Hz, e a energia máxima consumida por um *IGCT* durante o acionamento é de 1,5 J[40], a potência de acionamento é dada por:

$$P_{Turn-on} = E_{Turn-on} \times f_s = 1,5 \times 600 = 900 W \quad (5.3)$$

Para o cálculo da potência consumida durante a condução é utilizado o gráfico apresentado na Figura 29-a, onde a tensão nos terminais de um *IGCT* com uma corrente de condução com 215 A, é de 1,2 V para uma temperatura de junção de 125°C. Sendo assim, a potência de condução é dada por:

$$P_{On} = V_T \times I_T = 1,2 \times 215 = 258 W \quad (5.4)$$

No cálculo da potência consumida durante a operação de desligamento é utilizado o gráfico apresentado na Figura 29-b, que relaciona a tensão sobre o *IGCT*, com corrente de desligamento e a energia consumida durante o desligamento. Para uma corrente de 215 A e uma tensão de 1.500 V (esse valor foi utilizada, pois o gráfico não apresenta uma curva de referência para 1.000 V), a energia de desligamento é igual à 1 J [40], e a potência de desligamento é dada por:

$$P_{Turn-off} = E_{Turn-off} \times f_s = 1 \times 600 = 600 W \quad (5.5)$$

A potência total de um *IGCT* dos conversores do filtro ativo série é constituída pela soma das potências nas três etapas de funcionamento de um *IGCT*, que é dada por:

$$P_{IGCT} = P_{Turn-on} + P_{On} + P_{Turn-off} = 1758 W \quad (5.6)$$

A potência total consumida pelo conversor é a soma da potência dos 120 *IGCTs* com a potência de operação dos 120 módulos eletrônicos de acionamento desses dispositivos,  $P_{Circuito}$ , que é de 100 W para cada *IGCT* [40]. Sendo assim, a potência total no conversor é dada por:

$$P_{Conversor} = 120 \times P_{IGCT} + 120 \times P_{Circuito} = 222,96 kW \quad (5.7)$$

O cálculo do rendimento do conversor multinível,  $\eta$ , considera que os conversores operam com corrente nominal, e que as tensões geradas em cada fase desses conversores são máximas. Sendo assim, no pior caso, o rendimento é dado por:

$$\eta = 100 - \frac{P_{Conversor}}{P_{3\phi}} \times 100 = 100 - \frac{222,96 kW}{2,34 MW} \times 100 \approx 90,5\% \quad (5.8)$$

O filtro ativo série apresenta um rendimento estimado acima de 90%, o que pode ser considerado razoável, se comparado a equipamentos do gênero.

### 5.3.1.a Cálculo Térmico

A temperatura máxima permitida na superfície do encapsulamento de um *IGCT* é dada pela Equação 4.12. No pior caso, com uma temperatura de 125 °C (398,15 K) na junção semicondutora, e com uma potência de 1.758 W, a temperatura máxima na superfície do encapsulamento de um *IGCT* do filtro ativo série é dada por:

$$398,15 K - T_x = 11,5 \times 1,758 \Rightarrow T_x \approx 104,79^\circ C \quad (5.9)$$

Dessa forma, um sistema de dissipação térmica precisa garantir que a temperatura na superfície do encapsulamento seja inferior a 104,79 °C. Essa alta temperatura crítica é uma característica interessante, pois a quantidade de energia térmica trocada no sistema de dissipação do filtro ativo série é muito menor em comparação ao sistema do filtro ativo paralelo, o que reduz a complexidade do sistema de dissipação térmica e conseqüentemente os custos finais do equipamento.

## 5.4 Simulações

Um modelo digital do filtro ativo série foi implementado no software PSCAD/EMTDC versão 3.0.8, e inserido no modelo digital da subestação de Ibiúna discutido no Capítulo 2. O modelo digital do filtro é detalhado, e contém todas as suas partes integrantes desenvolvidas da forma como foram apresentadas neste capítulo. O procedimento e os resultados de simulação com o modelo digital são apresentados na seqüência com o objetivo de confirmar a eficiência da topologia de filtro ativo série proposta para a subestação de Ibiúna.

### 5.4.1 Procedimento

Os resultados de simulação apresentados a seguir foram obtidos em um intervalo de 50 segundos. Como na simulação com o filtro ativo paralelo, os primeiros 15 segundos são destinados à estabilização do sistema da subestação de Ibiúna. Da mesma forma, o sistema atinge o estado estacionário sem que o nível de correntes harmônicas de 5ª ordem ultrapasse o valor nominal nos filtros passivos de dupla sintonia. Três fontes trifásicas de corrente harmônica de 5ª ordem, com 20 A *rms* cada, são introduzidas em pontos distantes do barramento de 345 kV para representar a poluição harmônica. Uma das fontes poluentes funciona desde o início da simulação, e as outras duas são inseridas em 15,1 e 15,2 segundos. Essas correntes injetadas pelas fontes poluentes não são suficientes para atingir o valor nominal de 5º harmônico nos filtros passivos. Em 30,03 segundos a primeira fonte poluente é comutada, passando a injetar 185 A *rms* no sistema. Dessa forma, a corrente harmônica de 5ª ordem atinge os valores de 73, 77 e 75 A *rms*, respectivamente nas fases A, B e C de cada filtro passivo, ultrapassando o valor nominal de 55 A *rms*.

O filtro ativo série é conectado ao sistema por um disjuntor trifásico em 16,05 segundos. No intervalo de 16,05 até 30,03 segundos o filtro ativo funciona como uma resistência negativa, e melhora a filtragem com a diminuição da impedância do filtro híbrido para as correntes na frequência de 300 Hz. De 30,03 segundos até 50 segundos o filtro ativo funciona como uma resistência positiva, e protege o filtro passivo contra sobre-correntes com o aumento da impedância do filtro híbrido para as correntes na frequência de 300 Hz.

A Figura 55 apresenta, através de uma linha do tempo, a seqüência de eventos na simulação do filtro ativo série. Nessa figura são mostrados os principais acontecimentos que ocorrem durante a simulação, com destaque para os dois modos de operação do filtro ativo série: a melhoria do fator de qualidade desse filtro após 15,5 segundos; e a proteção contra sobre-corrente harmônica de 5ª ordem após 30,03 segundos.

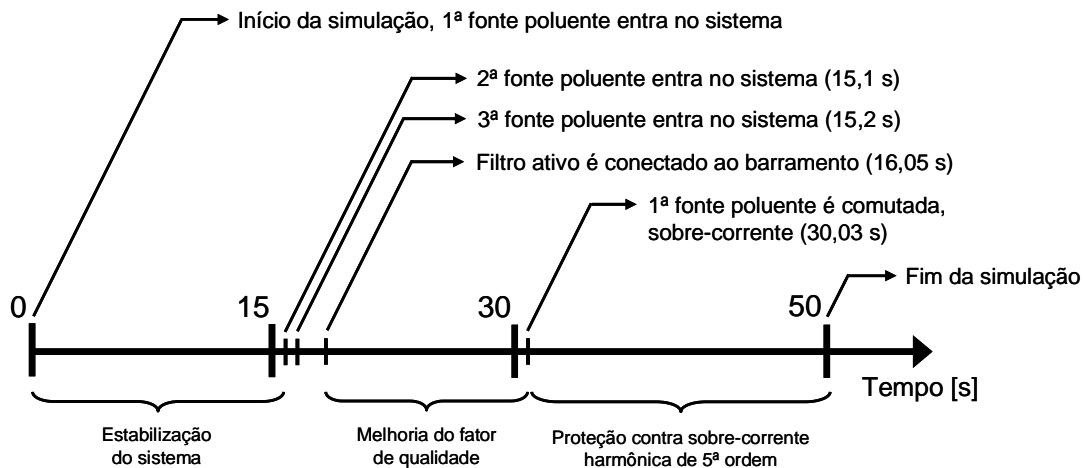


Figura 55: Seqüência de eventos na simulação do filtro ativo série.

## 5.4.2 Resultados

A Figura 56 apresenta os valores *rms* das correntes de seqüência positiva e negativa resultantes do circuito de detecção de correntes harmônicas de 5ª ordem. Como foi mencionado, o circuito de detecção de correntes é o mesmo do filtro ativo paralelo. Os gráficos da Figura 56 correspondem à operação de apenas um filtro ativo série, onde podem ser observadas as etapas de melhoria do fator de qualidade e proteção do filtro contra sobre-correntes. Nos dois gráficos, as correntes detectadas pelo circuito,  $Detect_{NEG}$  e  $Detect_{POS}$ , são comparadas com as correntes  $FFT_{NEG}$  e  $FFT_{POS}$ , calculadas com o uso de uma transformada *FFT* em períodos de amostragem de dados. Como no caso do filtro ativo paralelo, além da corrente harmônica de 5ª ordem de seqüência negativa, uma pequena quantidade de corrente harmônica de 5ª ordem de seqüência positiva é gerada. O resultado comparativo da Figura 56 mostra que, apesar do atraso causado pelo filtro passa-baixas do circuito de detecção, as correntes harmônicas de 5ª ordem são detectadas corretamente.

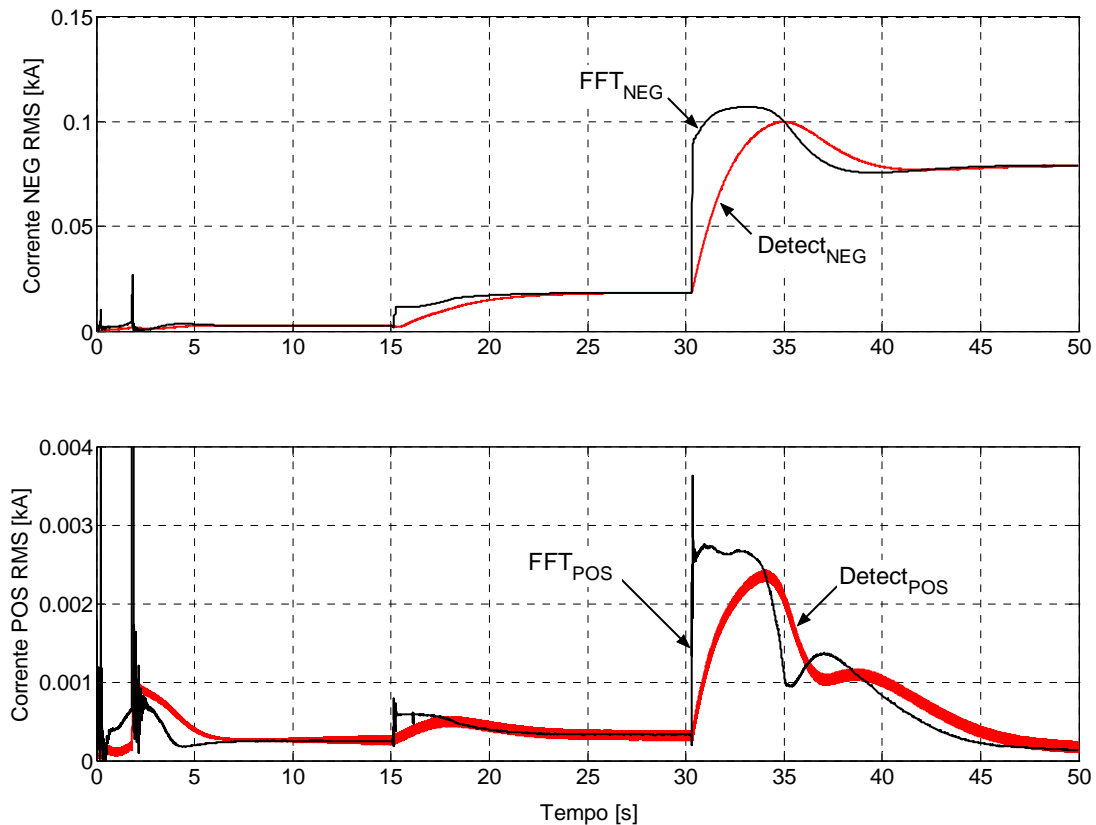
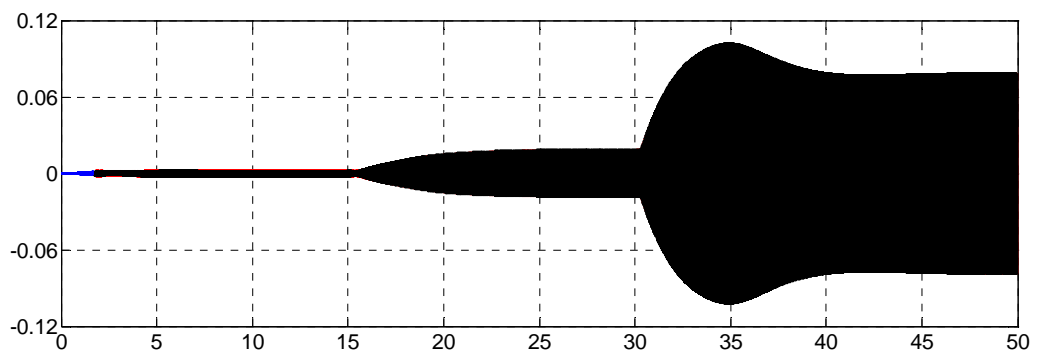


Figura 56: Resposta do circuito de detecção para as seqüências positiva e negativa.

As correntes harmônicas de 5ª ordem detectadas nas fases A, B e C de um dos filtros passivos são apresentadas na Figura 57. Como pode ser observado no gráfico superior da figura, e também nos dois gráficos da Figura 56, as correntes detectadas surgem na saída do circuito de detecção a partir de 15,1 segundos, quando a primeira das fontes de corrente poluente com 20 A *rms* é inserida no sistema de Ibiúna. A partir de 16,05 segundos o filtro ativo série passa a funcionar como uma resistência negativa, melhorando a filtragem das correntes harmônicas de 5ª ordem. Em 30,03 segundos, quando as sobre-correntes ultrapassam o valor nominal do filtro passivo (55 A *rms*), o filtro ativo série passa a funcionar como uma resistência positiva, protegendo o filtro passivo e fazendo com que as amplitudes das correntes detectadas diminuam até atingir o valor da capacidade nominal. O gráfico na parte inferior da Figura 57 mostra uma ampliação das correntes detectadas. Nesse gráfico as amplitudes das correntes nas três fases têm o valor aproximado de 77,8 A, ou seja, 55 A *rms*.





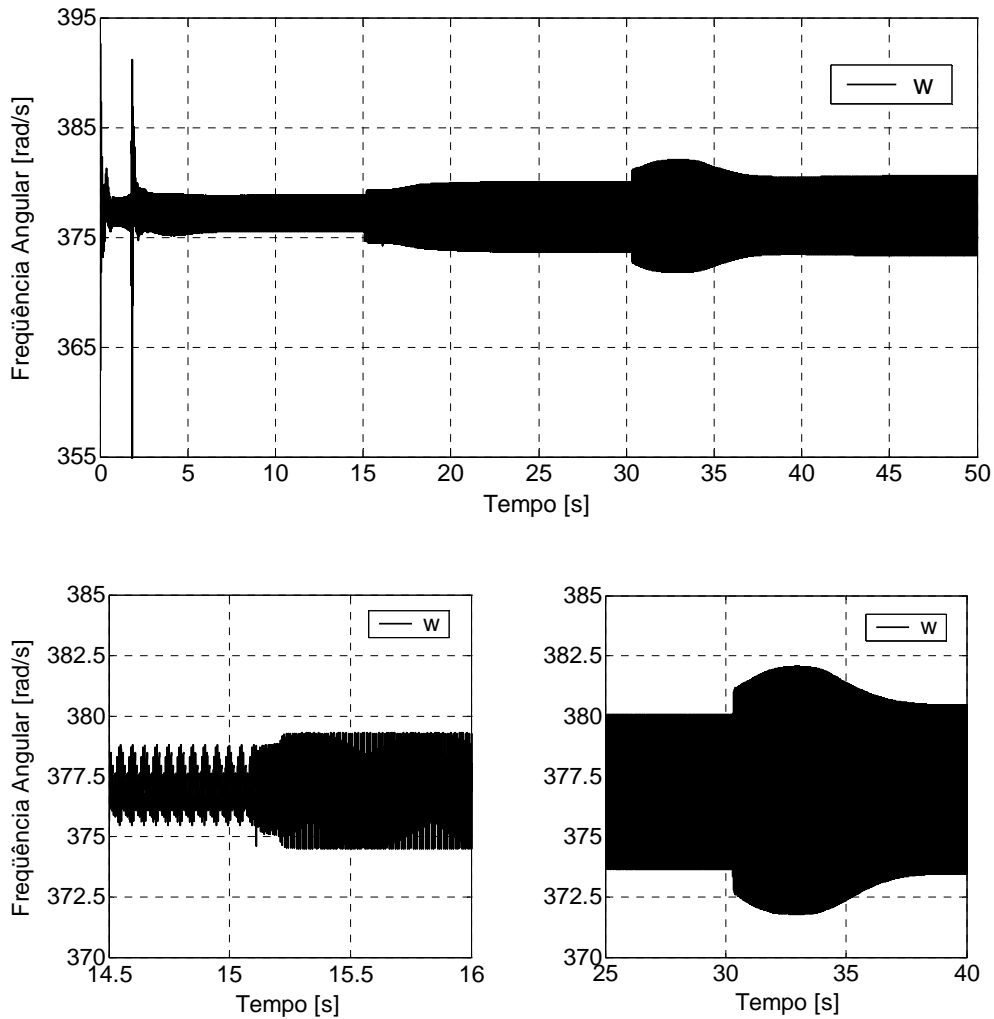


Figura 58: Frequência angular detectada na fase A pelo circuito de sincronismo.

A Figura 59 apresenta os ganhos gerados pelo circuito de controle do filtro ativo série. No gráfico da parte superior da figura podem ser observados os ganhos  $R_a$ ,  $R_b$  e  $R_c$ , gerados pelo circuito de controle das correntes harmônicas de 5ª ordem. Como mencionado nas seções anteriores, esses ganhos podem ser interpretados como resistências controladas que limitam a corrente harmônica de 5ª ordem nos filtros passivos. Quando as correntes harmônicas de 5ª ordem estão abaixo do valor nominal nos filtros passivos, os ganhos em cada fase assumem o valor de -37, ou seja, o mesmo módulo, porém com o sinal invertido, da parte real da impedância do filtro passivo para a frequência de 300 Hz. Isso faz com que a impedância diminua, melhorando a filtragem para as correntes nessa frequência. Quando as sobre-correntes são percebidas pelo circuito de detecção, os ganhos aumentam até atingirem valores positivos. Dessa forma, o filtro ativo série aumenta a impedância para as correntes

com frequência de 300 Hz, protegendo os filtros passivos. Os ganhos para as três fases, que apresentam valores diferentes devido às correntes harmônicas serem desbalanceadas, se estabilizam à medida que as correntes harmônicas de 5ª ordem atingem o valor nominal nos filtros passivos.

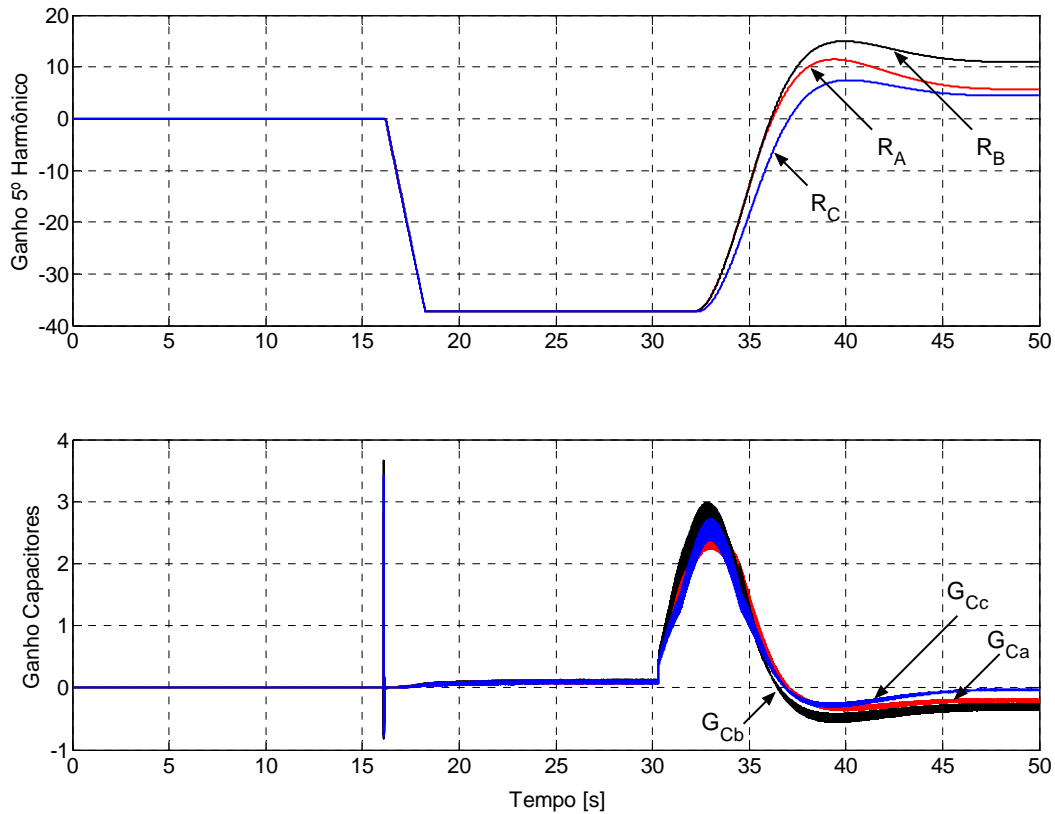
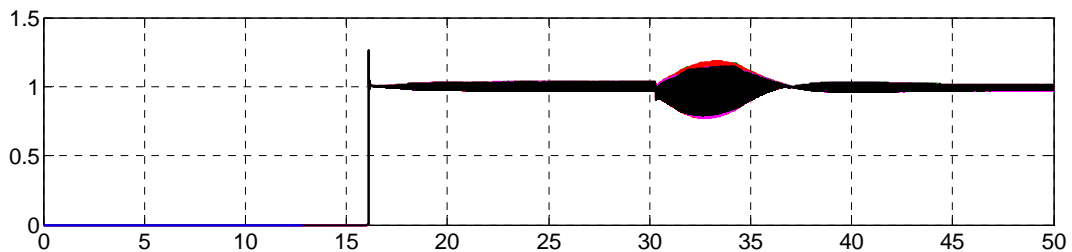


Figura 59: Ganhos gerados pelo circuito de controle para as fases A, B e C.

O gráfico na parte inferior da Figura 59 apresenta os ganhos  $G_{Ca}$ ,  $G_{Cb}$  e  $G_{Cc}$ , gerados pelo circuito de controle das tensões sobre os capacitores do conversor multinível. A partir de 30,03 segundos, quando as sobre-correntes harmônicas são inseridas no sistema, esses ganhos aumentam acompanhando o aumento da corrente harmônica de 5ª ordem, que prejudica as operações de carga e descarga dos capacitores. A partir do instante em que as correntes harmônicas de 5ª ordem diminuem nos filtros passivos, esses ganhos diminuem, e se estabilizam à medida que as correntes harmônicas atingem o valor nominal nos filtros passivos. As cargas e descargas dos capacitores não ocorrem de forma idêntica nas três fases, sendo assim os ganhos apresentam valores distintos.

A Figura 60 apresenta as tensões sobre os capacitores das pontes-H nas três fases de um conversor multinível. Os gráficos da Figura 60 mostram as tensões sobre os 5 capacitores em cada fase do conversor, num total de 15. Todos os capacitores são carregados a partir de 16,05 segundos, quando o filtro ativo é conectado ao sistema. Como pode ser observado, em 30,03 segundos, quando as sobre-correntes são inseridas no sistema, as tensões sobre os capacitores variam em torno da referência de 1 kV. As tensões são reguladas de forma adequada, pois, mesmo com variações na faixa de  $\pm 15\%$  da referência, a operação do filtro ativo série não é comprometida. As variações das tensões sobre os capacitores diminuem à medida que as correntes harmônicas de 5ª ordem atingem valores abaixo da capacidade nominal nos filtros passivos.



5 níveis, com amplitude de 2 kV. O gráfico na parte inferior da Figura 61 mostra uma ampliação da tensão multinível da fase A em um intervalo de 1 ms. Como pode ser visto, a frequência *PWM* dessa tensão é 6 kHz, resultado da estratégia de chaveamento *PWM* unipolar com portadoras defasadas na frequência de 600 Hz.

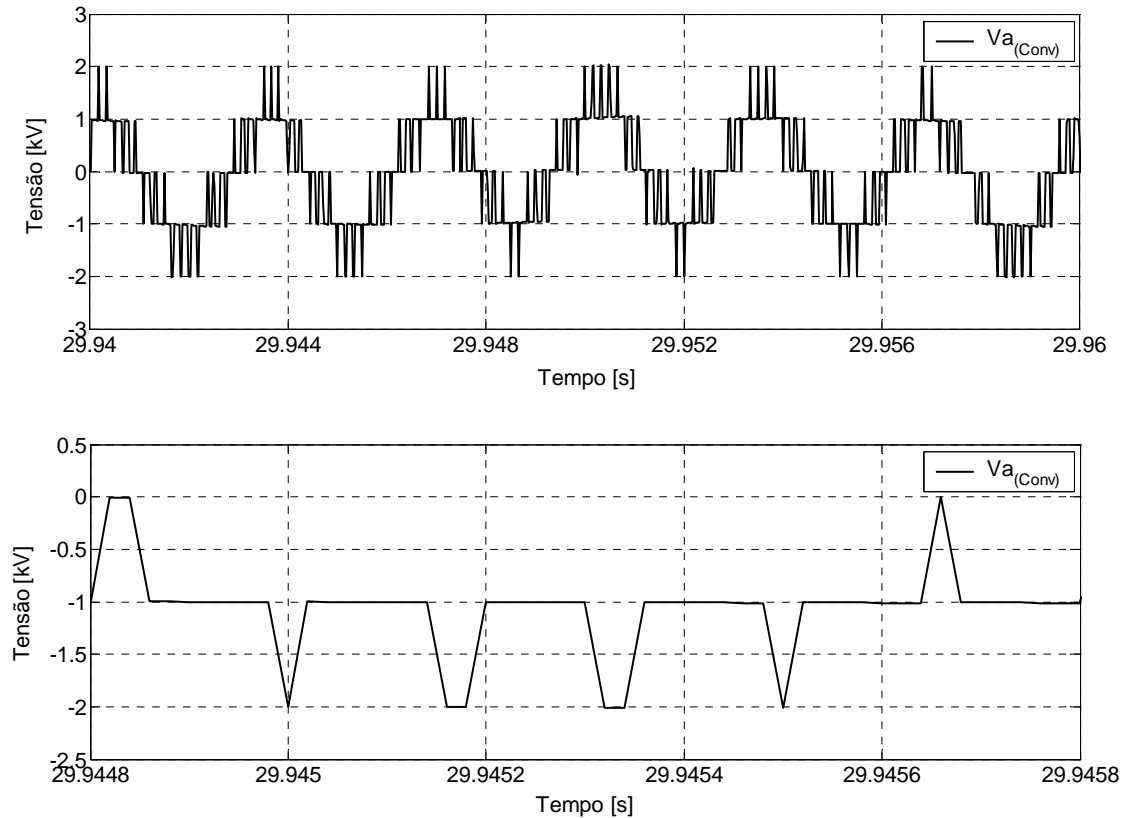


Figura 61: Tensão multinível gerada pelos módulos conversores da fase A.

O espectro harmônico da tensão multinível da fase A é apresentado na Figura 62. O gráfico na parte superior da figura mostra, em escala logarítmica, os primeiros 1 kHz do espectro harmônico da tensão da fase A, onde pode ser observada uma pequena parcela dessa tensão na frequência de 60 Hz, e uma parcela maior na frequência de 300 Hz. O gráfico na parte inferior da Figura 62 apresenta, também em escala logarítmica, os primeiros 100 kHz do espectro harmônico da tensão da fase A. No gráfico pode ser observado que os harmônicos dessa tensão ocorrem em torno da frequência equivalente de chaveamento, 6 kHz, e seus múltiplos, 12 kHz, 18 kHz, 24 kHz, etc.

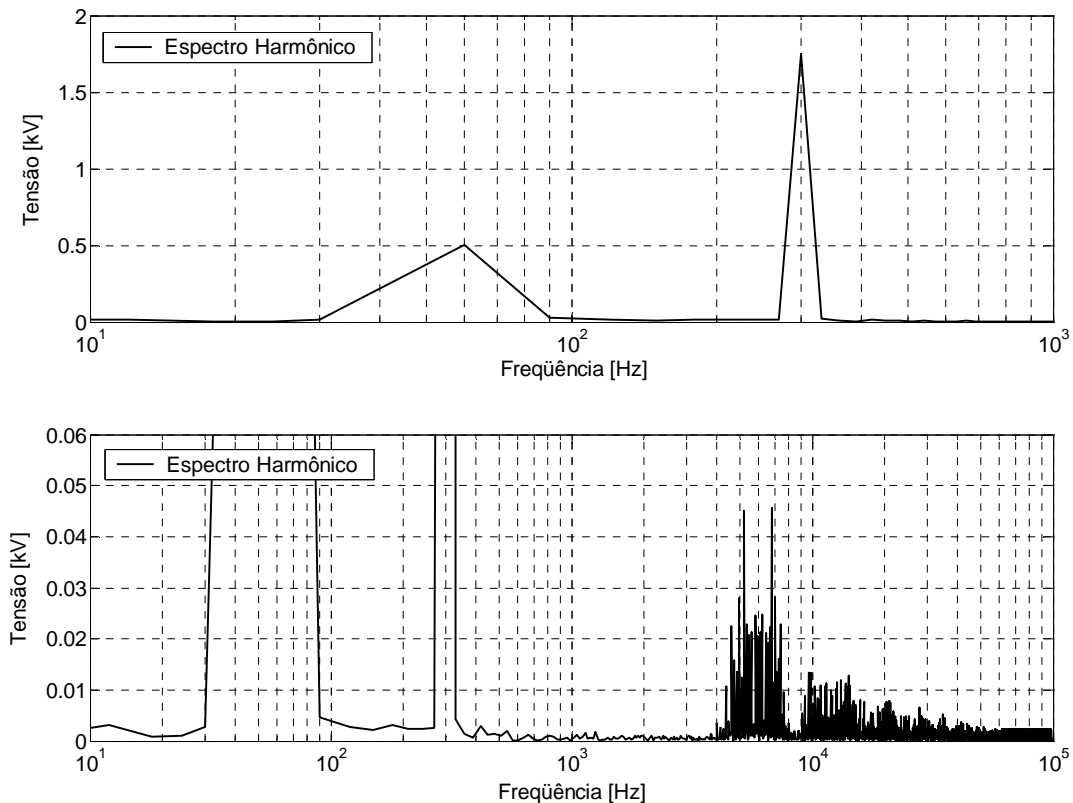


Figura 62: Espectro harmônico da tensão multinível para a fase A.

O gráfico na parte superior da Figura 63 apresenta os valores das correntes harmônicas de 5ª ordem nos filtros passivos,  $I_{a5}$ ,  $I_{b5}$  e  $I_{c5}$ , juntamente com o valor nominal para o harmônico de 5ª ordem nesses filtros,  $I_{5Ref}$ . Em 15,1 segundos as correntes harmônicas de 5ª ordem atingem valores abaixo de 10 A *rms* nas três fases do filtro passivo. Esse valor aumenta em aproximadamente 30% quando o filtro ativo série é conectado ao sistema, proporcionando a melhoria do fator de qualidade do filtro híbrido. Em 30,03 segundos, quando as sobre-correntes atingem os filtros passivos, tem início a operação de proteção desses filtros, e em aproximadamente 15 segundos, as correntes poluentes atingem o valor de referência de 55 A *rms* por fase, que é a capacidade máxima para as correntes harmônicas de 5ª ordem em um filtro passivo. Nesse instante os dois filtros passivos operam em capacidade máxima. O gráfico na parte inferior da Figura 63 apresenta a corrente total para as três fases em um dos filtros passivos. A maior parte da corrente corresponde à componente fundamental em 60 Hz, com 95 A *rms*. O restante corresponde principalmente à corrente harmônica de 5ª ordem. A capacidade máxima da corrente total em um filtro passivo é de 110 A *rms* por fase.

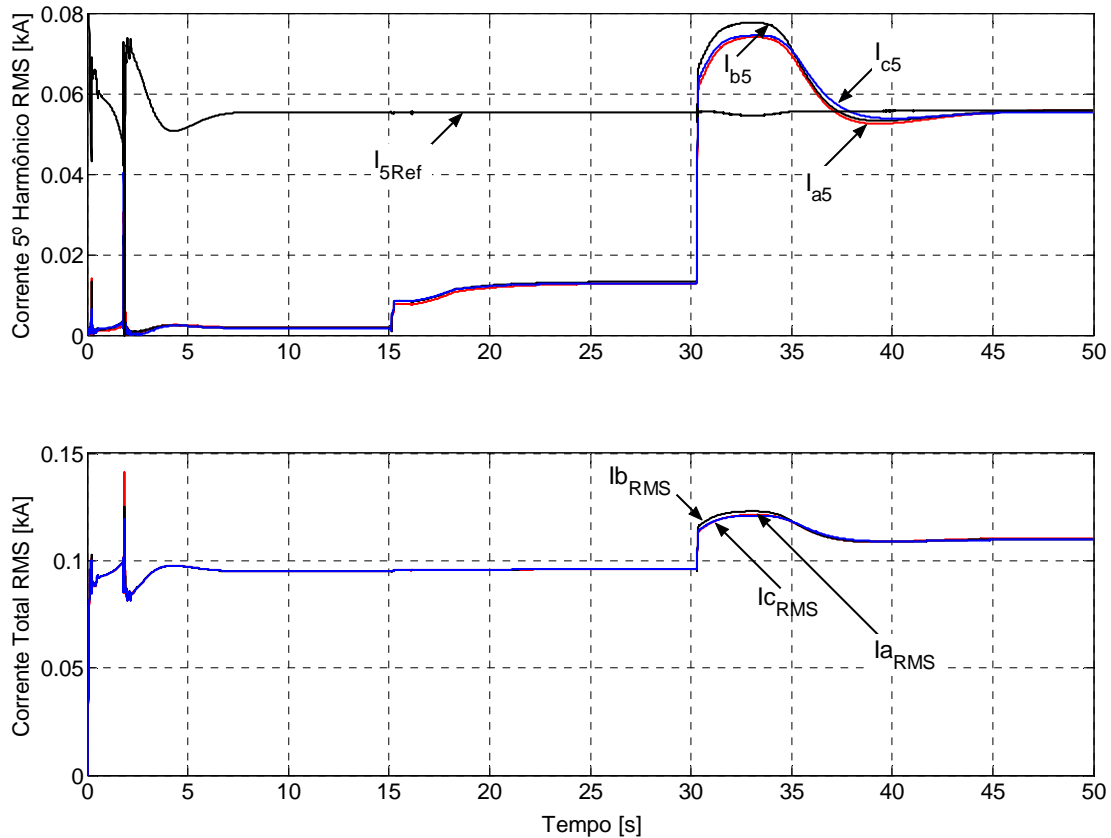


Figura 63: Correntes harmônicas de 5ª ordem e totais no par de filtros passivos.

A Figura 64 apresenta as tensões de referência geradas pelo circuito de controle do filtro ativo para as fases A, B e C, juntamente com as respectivas tensões geradas pelo conversor multinível. Como pode ser observado no intervalo apresentado, as tensões são predominantemente de 5ª ordem, possuindo uma pequena parcela de tensão na frequência fundamental. As tensões são geradas nas três fases de acordo com suas respectivas referências. No intervalo apresentado o filtro ativo se comporta como uma resistência negativa e melhora o fator de qualidade do filtro híbrido.

Com o objetivo de mostrar o desempenho instantâneo do filtro ativo série, a Figura 65 apresenta as tensões no barramento de 345 kV,  $V_{a\text{Barra}}$ ,  $V_{b\text{Barra}}$  e  $V_{c\text{Barra}}$  (em kV), as correntes totais no par de filtros passivos,  $I_{a\text{Passivo}}$ ,  $I_{b\text{Passivo}}$  e  $I_{c\text{Passivo}}$  (em kA multiplicadas por 1000), e as tensões geradas pelo filtro ativo,  $V_{a\text{Ativo}}$ ,  $V_{b\text{Ativo}}$  e  $V_{c\text{Ativo}}$  (em kV multiplicadas por 100). No intervalo apresentado ocorre a operação de proteção, e o filtro ativo gera tensões na frequência fundamental em contra-fase com as correntes na frequência fundamental nos filtros passivos, e tensões na frequência de 300 Hz em fase com as correntes harmônicas de 5ª ordem nos filtros passivos.

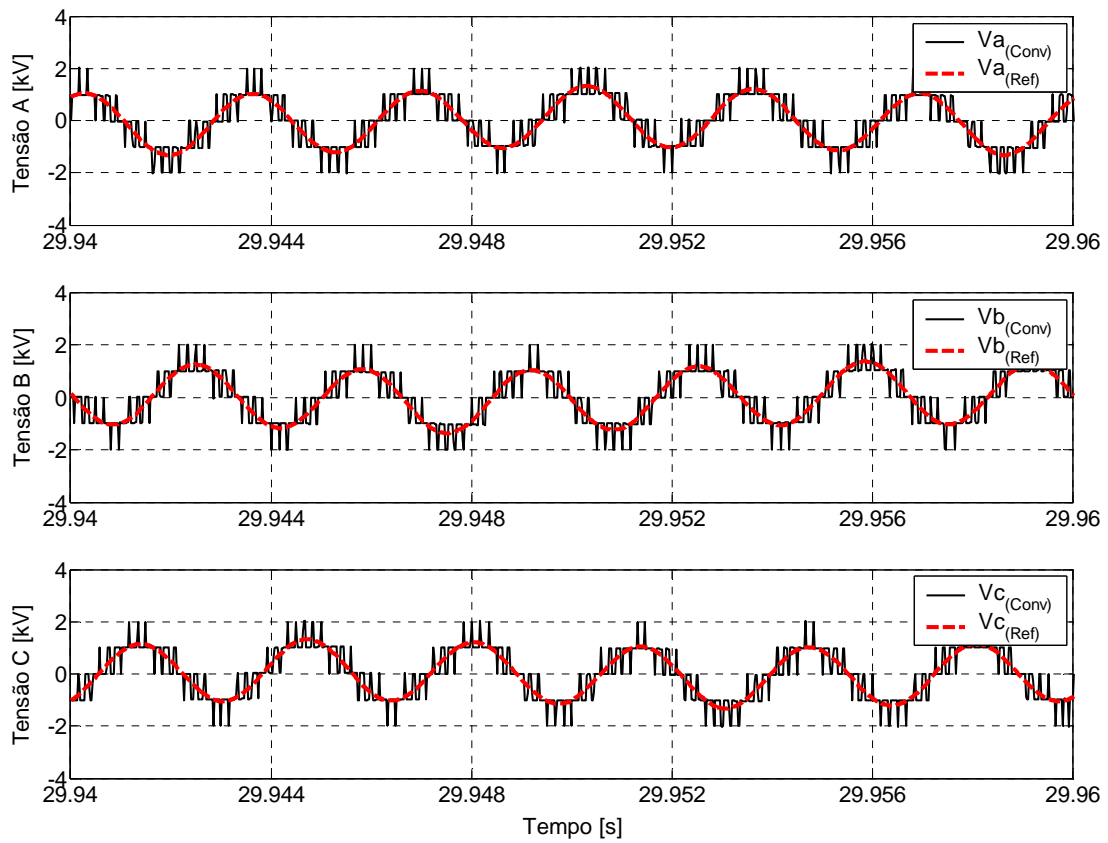
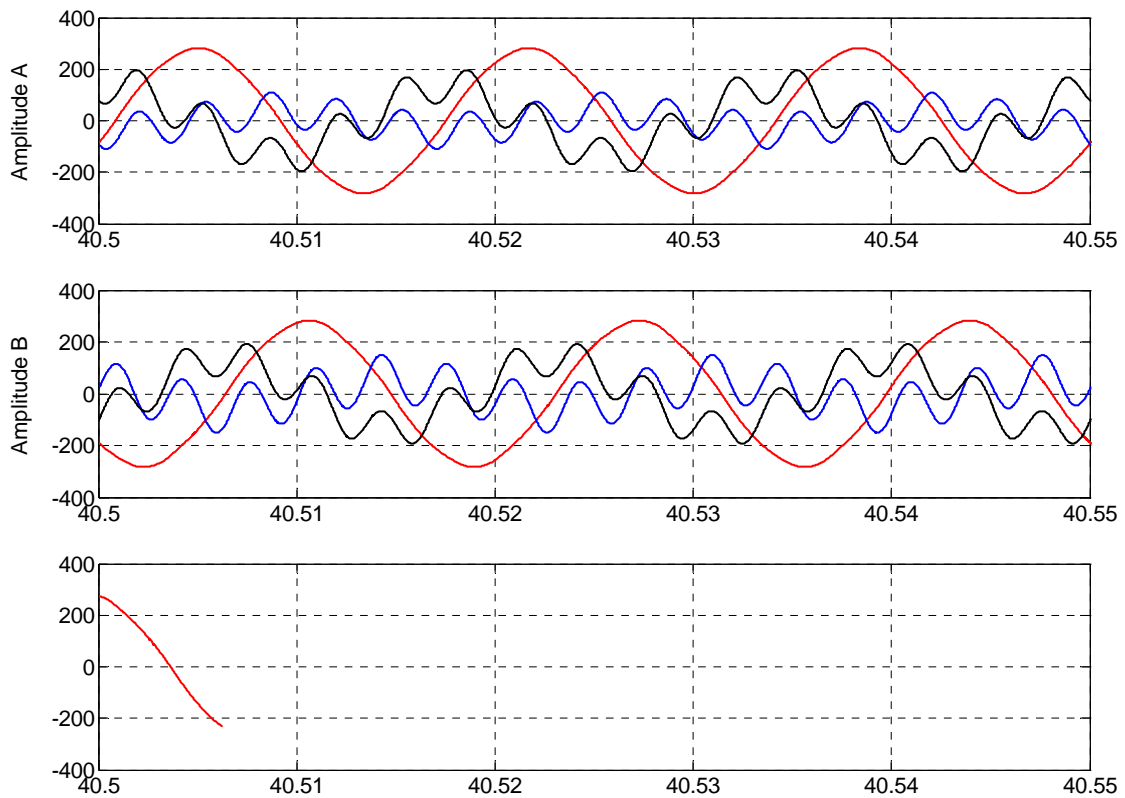


Figura 64: Tensões de referência e tensões geradas para as fases A, B e C.





A Figura 66 compara as fases das correntes harmônicas de 5ª ordem em um filtro passivo, com as fases das tensões harmônicas de 5ª ordem geradas pelo filtro ativo. A partir de 16,05 segundos, quando o filtro ativo é conectado ao sistema, as três fases das correntes nos filtros passivos apresentam defasagens de 180° em relação às respectivas fases das tensões geradas pelo filtro ativo, ou seja, estão em contra-fase. Nessa situação o filtro ativo funciona como uma resistência negativa. Na proteção do filtro passivo contra sobre-correntes, quando o filtro ativo funciona como uma resistência positiva, as fases das tensões geradas se igualam às fases das correntes no par de filtros passivos. Nos gráficos da Figura 66 os valores de todas as fases apresentados antes de 16,05 segundos são desconsiderados, pois correspondem à resposta do medidor de fases para um sinal de ruído em sua entrada.

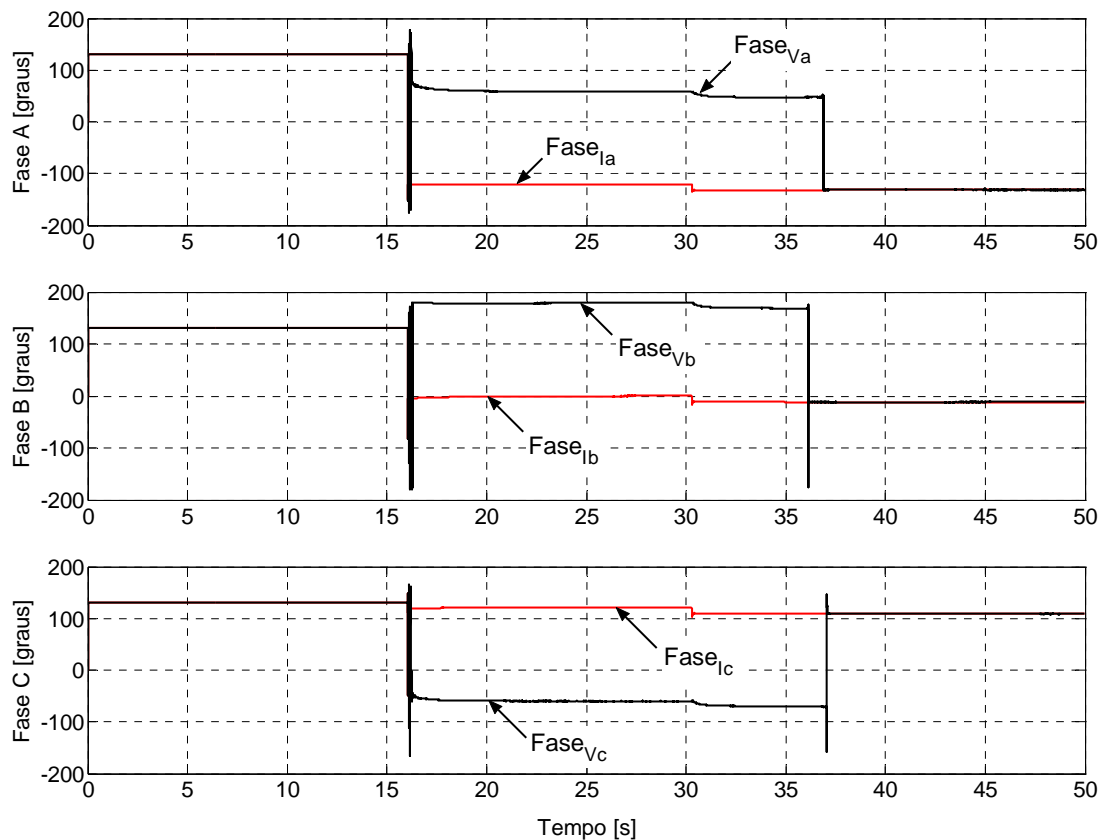


Figura 66: Fases das correntes e tensões harmônicas de 5ª ordem.

As Figuras 64 e 65 apresentam valores de tensão e correntes em um *IGCT* e em um diodo do conversor multinível. Na Figura 67 é mostrada a tensão com valor de 1 kV sobre um *IGCT*, juntamente com uma ampliação dessa tensão, comutando em 600 Hz. Na Figura 68 são apresentadas as correntes com valor máximo de 215 A em um *IGCT* e em um diodo conectado em anti-paralelo com o *IGCT*.

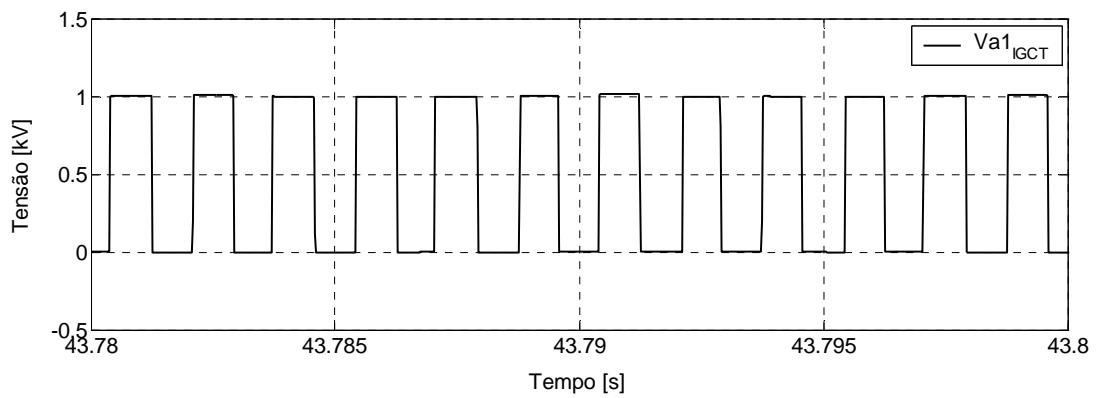
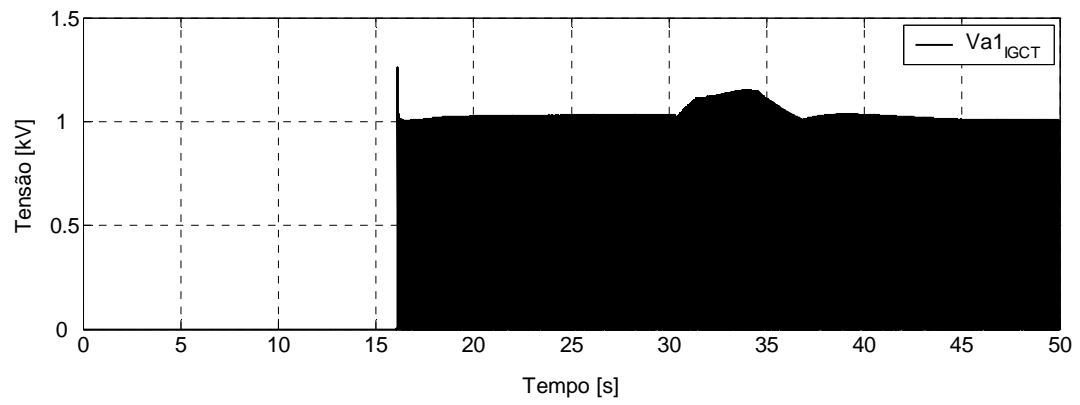


Figura 67: Tensão sobre um IGCT da fase A.

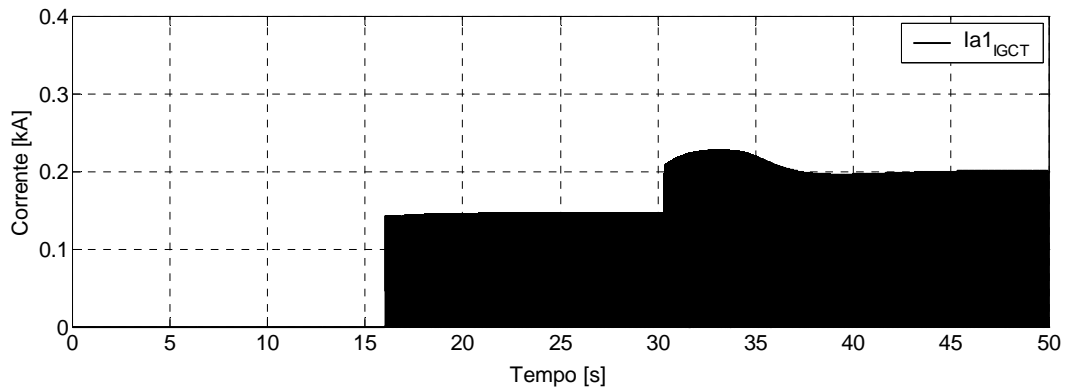
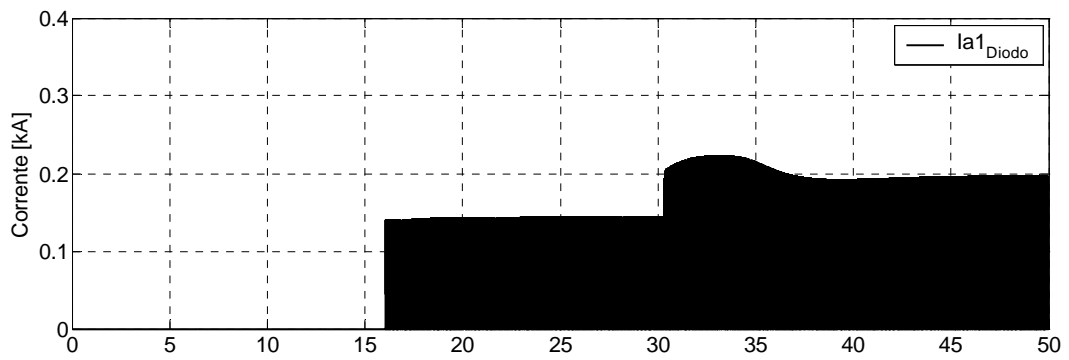


Figura 68: Correntes em um diodo e em um IGCT da fase A.

A Figura 69 apresenta uma comparação dos harmônicos de corrente nas fases A, B e C do par de filtros passivos, antes e depois da conexão do filtro ativo série em seus dois modos de operação. Esses gráficos mostram a corrente em um filtro passivo antes da operação do filtro ativo, quando as correntes harmônicas de 5ª ordem apresentam valores abaixo do valor nominal nos filtros passivos (Passivo). São mostradas as correntes no filtro passivo quando o fator de qualidade do filtro híbrido aumenta (Híbrido FQ), a sobre-corrente no filtro passivo (Híbrido SC), e a corrente no filtro passivo durante a proteção (Híbrido P). Como pode ser observado, durante a operação de proteção, o filtro ativo série reduz o conteúdo harmônico de 5ª ordem em aproximadamente 25% nas três fases, mantendo esses harmônicos abaixo do valor nominal do filtro passivo, impedindo que seja danificado com os altos índices dessas correntes harmônicas.

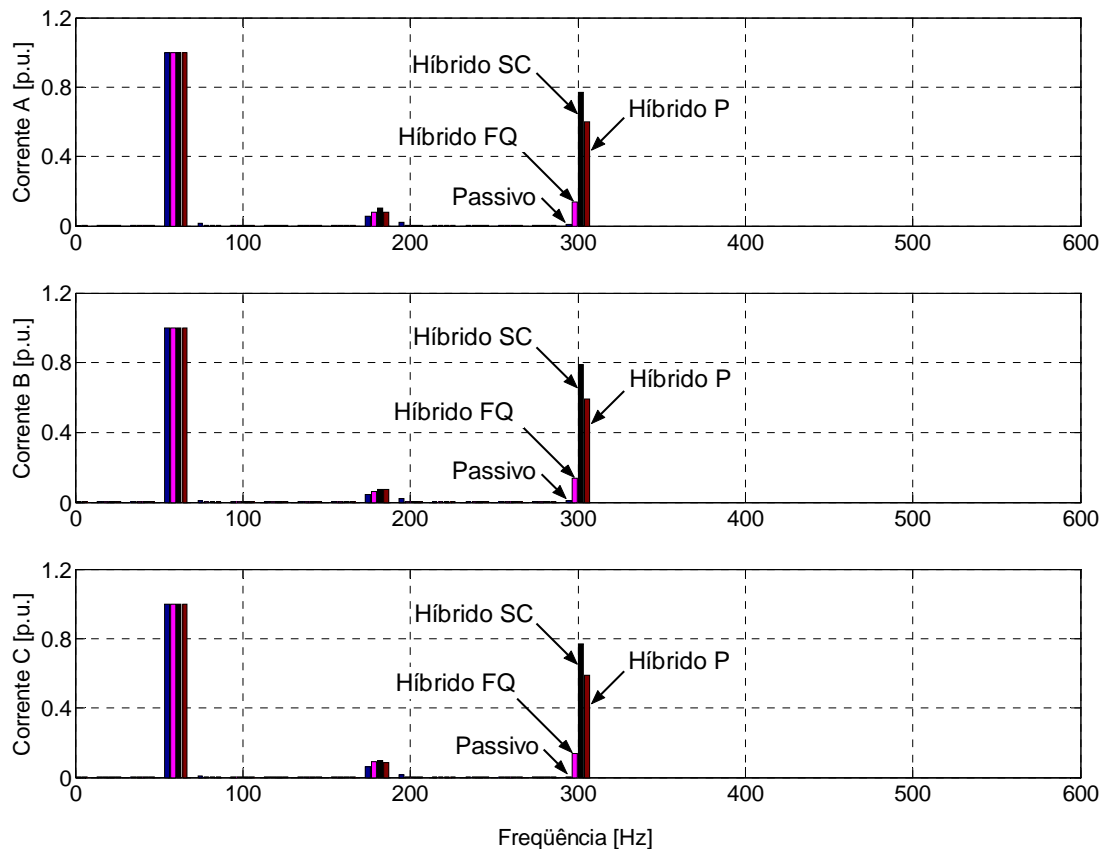


Figura 69: Espectro harmônico de correntes nos filtros passivos para as três fases.

A Figura 70 apresenta o espectro harmônico das tensões no barramento de 345 kV, antes e depois da conexão do filtro ativo série em seus dois modos de operação. Esses gráficos mostram as tensões no barramento antes da operação do filtro ativo, quando as correntes harmônicas de 5ª ordem apresentam valores abaixo

do valor nominal nos filtros passivos (Passivo). São mostradas as tensões no barramento quando o fator de qualidade do filtro híbrido aumenta (Híbrido FQ), as tensões no barramento durante a situação de sobre-corrente no filtro passivo (Híbrido SC), e as tensões no barramento durante a proteção do filtro passivo (Híbrido P). Quando o filtro ativo melhora o fator de qualidade do filtro híbrido, a tensão harmônica de 5ª ordem diminui de valores em torno de 0,15%, para valores em torno de 0,05%. Na operação de proteção, o filtro ativo aumenta a tensão harmônica de 5ª ordem no barramento para valores próximos de 1,5%. Este valor está de acordo com as normas do *ONS* [41], que determinam um valor máximo de 2% para a tensão harmônica de 5ª ordem. Se a corrente harmônica de 5ª ordem for muito elevada, e a operação do filtro ativo série produzir uma tensão harmônica de 5ª ordem maior que 2% no barramento, o uso desse filtro ativo é proibitivo.

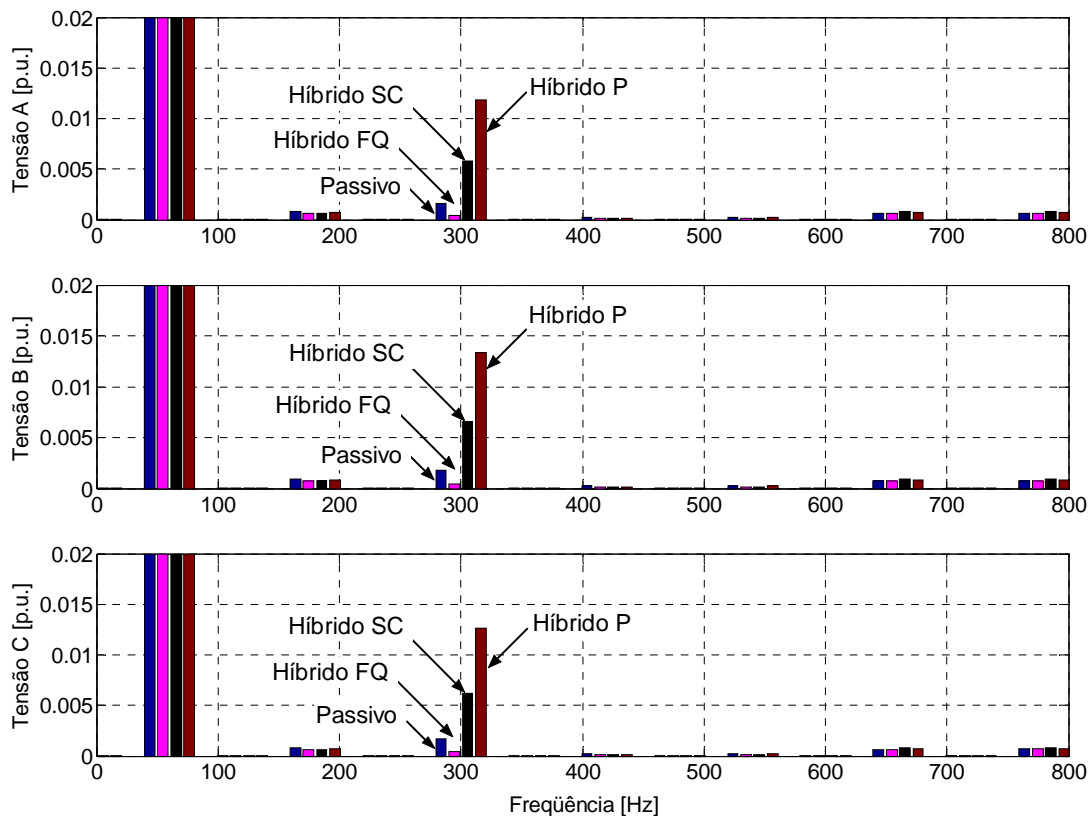


Figura 70: Espectro harmônico de tensões nos filtros passivos para as três fases.

A Figura 71 apresenta os valores das correntes harmônicas de 5ª ordem nas linhas de transmissão diretamente conectadas ao barramento de 345 kV, mostrado no circuito da Figura 7. Para o modelo digital utilizado na simulação, a poluição harmônica é inserida no barramento através da linha de transmissão vinda de Interlagos (curva E). Em 30,03 segundos, essa corrente poluente atinge rapidamente

valores em torno de 200 A *rms* nas três fases. Nos gráficos apresentados, a curva B é a corrente harmônica de 5ª ordem no banco de filtros passivos, incluindo o par de filtros de dupla sintonia para o 3º e 5º harmônicos. Essas correntes atingem valores elevados na situação de sobre-correntes. As correntes nas outras linhas, vindas dos dois bipólos do conversor *CCAT*, Guarulhos, compensadores síncronos, Tijuco Preto, e dos transformadores de 500/345 kV, respectivamente as correntes A, D, G, F e C nos gráficos da Figura 71, não são afetadas de forma significativa pelo filtro ativo série. Outras correntes harmônicas, como as de 3ª, 4ª, 6ª, 7ª, 11ª e 13ª ordens, também foram analisadas na simulação, no entanto, essas correntes também não apresentaram variações significativas com a inserção do filtro ativo série no sistema. De acordo com esses resultados pode-se concluir que a operação do filtro ativo série não prejudica outras partes e equipamentos da subestação de Ibiúna, podendo ser utilizado sem maiores problemas no sistema.

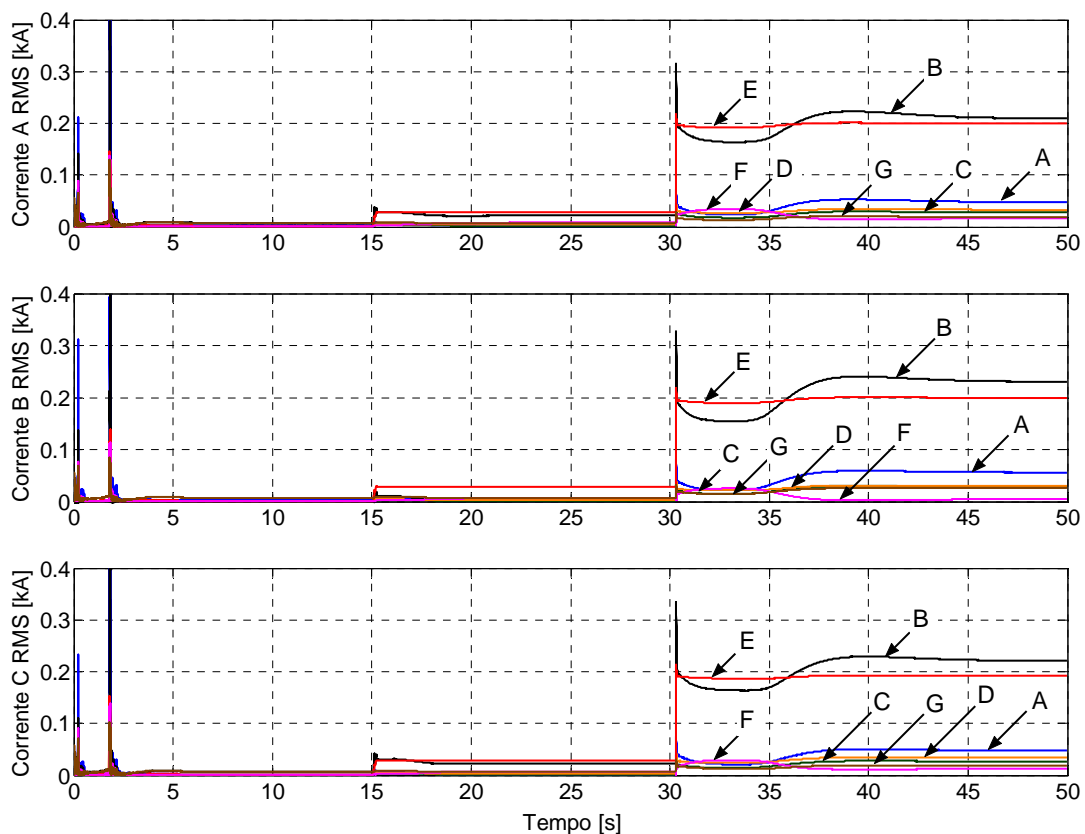


Figura 71: Correntes harmônicas de 5ª ordem que entram no barramento de 345 kV.

# CAPÍTULO 6

---

## Conclusões e Trabalhos Futuros

---

O presente capítulo finaliza a apresentação dos estudos realizados neste trabalho com a comparação das duas topologias de filtro ativo propostas. São discutidos os cálculos e resultados de simulações apresentados nos Capítulos 4 e 5, onde são destacadas as vantagens e desvantagens de cada filtro ativo. Na sequência são apresentadas as conclusões finais acerca dos estudos abordados neste trabalho, e ao final do capítulo são apresentadas sugestões para trabalhos futuros.

### 6.1 Comparações Entre as Topologias de Filtro Ativo

De acordo com o que foi apresentado nos dois capítulos anteriores, tanto o filtro ativo paralelo, como o filtro ativo série, se mostraram alternativas eficientes no propósito de proteger contra sobre-correntes com frequência de 300 Hz, os filtros passivos da subestação de Ibiúna projetados para atenuar correntes harmônicas de 3ª e 5ª ordens.

Além de proteger o par de filtros passivos de dupla sintonia, o filtro ativo paralelo diminui a distorção das tensões harmônicas de 5ª ordem no barramento de 345 kV da subestação de Ibiúna. Em comparação com o filtro ativo série, a topologia paralela utiliza três transformadores monofásicos para alta potência, o que pode elevar bastante o custo final desse equipamento. Os altos níveis de tensão e corrente no filtro ativo paralelo exigem que os elementos passivos utilizados no conversor trabalhem com potências elevadas, o que também contribui para o aumento do custo final do filtro. Um exemplo disso são os capacitores de 9 mF/3 kV utilizados nas pontes-H do conversor de potência. Devido à estrutura modular do conversor multinível em cascata, o filtro ativo paralelo possui uma maior simplicidade na expansão da capacidade de potência compensada, sem que o funcionamento da subestação de Ibiúna seja prejudicado. Por fim, as estimativas de rendimento e perdas de energia mostram que o filtro ativo paralelo opera com alto rendimento (em torno de 97%), porém a potência dissipada em seu conversor multinível exige a utilização de dissipadores térmicos ou de um sistema de refrigeração adequado, sendo este mais um fator que também eleva os custos dessa topologia.

Além de proteger o par de filtros passivos de dupla sintonia, o filtro ativo série melhora o fator de qualidade do filtro híbrido, aumentando a filtragem das correntes harmônicas de 5ª ordem quando essas correntes estão abaixo do valor nominal dos filtros passivos. Em comparação com o filtro ativo paralelo, a topologia série trabalha com níveis menores de tensão e corrente, não necessitando de transformadores na conexão com o sistema de Ibiúna. Devido a esses menores níveis de tensão e corrente, os dispositivos semicondutores utilizados no filtro ativo série poderiam ser dimensionados para uma potência menor, no entanto, foi utilizado o mesmo modelo de dispositivo do filtro ativo paralelo para fins de comparação nos cálculos de rendimento e perdas de energia. Os elementos passivos utilizados nos conversores do filtro ativo série também são dimensionados para potências menores, um exemplo disso são os capacitores de 2 mF/1 kV utilizados nas pontes-H do conversor multinível. Por fim, as estimativas de rendimento e perdas de energia mostraram que o filtro ativo série trabalha com um rendimento razoável (em torno de 90%), menor que o rendimento da topologia paralela. Devido ao modelo de IGCT adotado, a potência dissipada pelo conversor multinível da topologia série não requer o uso de um sistema de dissipação térmica complexo. Por trabalhar em potências menores, e

conseqüentemente dissipar menos energia, o filtro ativo série pode representar uma alternativa de menor custo se comparado ao filtro ativo paralelo.

Uma desvantagem do filtro ativo série é que, mesmo apresentando a possibilidade de expansão da capacidade de potência através da estrutura modular do conversor multinível em cascata, esse filtro ativo não pode proteger os filtros passivos na ocorrência de sobre-correntes harmônicas de 5ª ordem muito elevadas. Nessa situação, a operação do filtro ativo série produziria uma tensão harmônica de 5ª ordem maior que 2% da tensão no barramento de 345 kV de Ibiúna, violando as normas estabelecidas pelo *ONS* [41]. Como em sistemas de potência o custo de materiais e equipamentos está relacionado diretamente à capacidade de potência desses elementos, a desvantagem do filtro ativo paralelo está no alto custo relacionado à implementação, e conseqüentemente à expansão da capacidade de compensação dessa topologia. A escolha da melhor alternativa para a subestação de Ibiúna envolveria um levantamento detalhado dos custos das duas topologias de filtros ativos, e a avaliação da relação custo/benefício dessas alternativas propostas.

## 6.2 Conclusões

Este trabalho apresentou duas alternativas de filtros ativos para solucionar o problema de sobre-correntes harmônicas de 5ª ordem que ocorre em um par de filtros passivos da subestação *CCAT* de Ibiúna. A estrutura de uma estação *CCAT* foi apresentada com o objetivo de localizar o problema abordado e mostrar a complexidade de um modelo digital utilizado nas simulações realizadas no trabalho. Foram apresentados estudos de tecnologias que possibilitam a implementação dos filtros ativos propostos. Dentre as topologias abordadas estão os conversores multiníveis, dispositivos semicondutores para alta potência, e transformadores que operam em altas freqüências com baixas perdas de energia.

Para as duas topologias de filtros ativos propostas, foram apresentados o princípio de operação, os circuitos de controle, os circuitos de potência, cálculos de elementos passivos do circuito, e uma estimativa de rendimento e perdas de energia nos circuitos de potência dos filtros ativos. Resultados de simulação comprovaram o funcionamento adequado das alternativas propostas, mostrando que essas podem ser adotadas como soluções para os problemas de sobre-correntes harmônicas na



subestação de Ibiúna. Foram feitas comparações entre as topologias de filtro ativo apresentadas, destacando as vantagens e desvantagens de cada uma, com apontamentos das questões que devem ser considerados na escolha da alternativa mais adequada para a subestação de Ibiúna.

As pesquisas decorrentes dessa dissertação produziram matérias científicas publicadas em uma revista nacional da área de Eletrônica de Potência [43], e em congressos nacionais e internacionais de Engenharia Elétrica [44][45][46][47].

### **6.3 Trabalhos Futuros**

Como sugestão para trabalhos futuros, o levantamento do modelo matemático da subestação de Ibiúna, ou pelo menos de partes da subestação, é interessante para a análise no domínio da frequência e determinação precisa dos ganhos, como os dos controladores *PI*, utilizados nos circuitos de controle dos dois filtros ativos propostos. Outro trabalho futuro importante está no desenvolvimento de metodologias para se chegar a melhores configurações das topologias de filtros ativos a partir de especificações pré-estabelecidas. Uma análise detalhada de custos também é importante para avaliar qual alternativa de filtro ativo é mais adequada para a subestação de Ibiúna. Por fim, em uma avaliação mais completa do desempenho dos filtros ativos propostos, é interessante que os resultados de simulação obtidos para os dois filtros ativos sejam confrontados com resultados reais obtidos através de protótipos em escala reduzida desenvolvidos para as topologias apresentadas.

# Referências Bibliográficas

- [1] WATANABE, E. H.; AREDES, M., "Power Quality Considerations on Shunt/Series Current and Voltage Conditioners". In: *Proceedings of the 10<sup>th</sup> IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power*, v. 2, pp. 595-600, Rio de Janeiro, Brazil, 6-9 October 2002.
- [2] AREDES, M., *Active Power Line Conditioners*. Dr.-Ing dissertation, Technische Universität Berlin, Berlin, Germany, 1996.
- [3] JINTAKOSONWIT, P.; FUJITA, H.; AKAGI, H.; et al., "Implementation and Performance of Cooperative Control of Shunt Active Filters for Harmonic Damping Throughout a Power Distribution System", *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 39, n. 2, pp. 556-564, March/April 2003.
- [4] AKAGI, H.; FUJITA, H.; WADA, K., "A Shunt Active Filter Based on Voltage Detection for Harmonic Termination of a Radial Power Distribution Line", *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 35, n. 3, pp. 638-645, May/June 1999.
- [5] AREDES, M; VAN EMMERIK, E. L.; MERÇON, A. G.; et al., *Propagação Harmônica nas Vizinhanças de Estações Conversoras de HVDC e Estudo de Viabilidade de Aplicação de Filtros Ativos – Modelo Digital do HVDC*, In: Relatório PEE-3879/4A, COPPETEC/FURNAS, 2004.
- [6] PLAISANT, A.; REEVE, J., "An Active Filter for AC Harmonics from HVDC Converters Basic Concepts and Design Principles". In: *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, v. 1, pp. 395-400, Edmonton, Alberta, Canada, 18-22 July 1999.
- [7] "Transmissão de Energia em Grande Escala". *Revista FURNAS*, pp. 6-9, n. 312, Setembro de 2004.

- [8] RUDERVALL, R.; CHARPENTIER, J. P.; SHARMA, R., "High Voltage Direct Current (HVDC) Transmission Systems Technology Review Paper". In: *Proceedings of the World Bank Annual Energy Week*, pp. 1-19, Washington D.C, United States of America, 7-8 March 2000.
- [9] WOODFORD, D. A., *HVDC Transmission*. In: Report from Manitoba HVDC Research Centre, Winnipeg, Manitoba, Canada, 1998.
- [10] The ABB Group Home Page, <http://www.abb.com>, HVDC, HVDC Classic, HVDC Technology, AC Filters, Reactive Power and AC Filters for HVDC, 2007.
- [11] SCHETTLER, F.; HUANG, H.; CHRISTL, N., "HVDC Transmission Systems using Voltage Sourced Converters - Design and Applications". In: *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, v. 2, pp. 715-720, Seattle, Washington, United States of America, 16-20 July 2000.
- [12] LESCALE, V. F., "Modern HVDC: State of the art and development trends". In: *Proceedings of the IEEE International Conference on Power System Technology*, v. 1, pp. 446-450, Beijing, China, 18-21 August 1998.
- [13] GUNNARSSON, S.; JIANG, L.; PETERSSON, A., "Active Filters in HVDC Transmissions". In: *Proceedings of the 40<sup>th</sup> Session Regular Meeting of the CIGRÉ Study Committee B4 – HVDC and Power Electronics Equipments*, Bangalore, India, 17-24 September 2005.
- [14] ASPLUND, G.; CARLSSON, L.; TOLLERZ, O., "50 Years of HVDC", *ABB Review - The Corporate Technical Journal of the ABB Group*, n. 4, pp. 6-13, December 2003.
- [15] SATOH, K.; YAMAMOTO, M. G., "The Present State of the Art in High-Power Semiconductor Devices", *Proceedings of the IEEE*, v. 89, n. 6, pp. 813-821, June 2001.

- [16] CHOKHAWALA, R.; DANIELSSON, B.; ÄNGQUIST, L., "Power Semiconductors in Transmission and Distribution Applications". In: *Proceedings of the 13<sup>th</sup> IEEE International Symposium on Power Semiconductors Devices & IC's*, pp. 3-7, Osaka, Japan, 4-7 March 2001.
- [17] RODRÍGUEZ, J.; LAI, J. S.; PENG, F. Z., "Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 4, pp. 724-738, August 2002.
- [18] TOLBERT, L. M.; PENG, F. Z.; HABELTLER, T. G., "Multilevel Converters for Large Electric Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 35, n. 1, pp. 36-44, January/February 1999.
- [19] LAI, J. S.; PENG, F. Z., "Multilevel Converters – A New Breed of Power Converters", *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 32, n. 3, pp. 509-517, May/June 1996.
- [20] PENG, F. Z.; MCKEEVER, J. W.; ADAMS, D. J., "Cascade Multilevel Inverters for Utility Applications". In: *Proceedings of the 23<sup>rd</sup> IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation*, v. 2, pp. 437-442, New Orleans, LA, United States of America, 9-14 November 1997.
- [21] MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G., "Multicarrier PWM Strategies for Multilevel Inverters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 4, pp. 858-867, August 2002.
- [22] SUH, B. S.; SINHA, G.; MANJREKAR, M. D.; et al., "Multilevel Power Conversion – An Overview of Topologies and Modulation Strategies". In: *Proceedings of the 6<sup>th</sup> IEEE International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipments*, v. 2, pp. AD-11 – AD-24, Brasov, Romania, 14-15 May 1998.

- [23] TOLBERT, L. M.; PENG, F. Z.; HABETLER, T. G., "Multilevel PWM Methods at Low Modulation Indices", *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 15, n. 4, pp. 719-725, July 2000.
- [24] LOH, P. C.; HOLMES, D. G.; FUKUTA, Y.; et al., "Reduced Common-Mode Modulation Strategies for Cascaded Multilevel Inverters", *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 39, n. 5, pp. 1386-1395, September/October 2003.
- [25] DECRISTOFARO, N., "Amorphous Metals in Electrical-Power Distribution Applications", *Materials Research Society Bulletin*, v. 23, n. 5, pp. 50-56, May 1998.
- [26] SEN, P. C., "Magnetic Circuits". In: Kuehn, T., Robey, C. (eds), *Principles of Electric Machines and Power Electronics*, 2 ed., chapter 1, New York, United States of America, John Wiley & Sons, Inc., 1997.
- [27] HASEGAWA, R.; PRUESS, D. C., "Impact of Amorphous Metal Based Transformers on Efficiency and Quality of Electrical Power Distribution". In: *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, v. 3, pp. 1820-1823, Vancouver, BC, Canada, 15-19 July 2001.
- [28] LÉO, M., *Uma Contribuição ao Estudo do Transformador com Núcleo de Metal Amorfo para Aplicações em Sistemas Elétricos de Potência de Alta Frequência*. Dissertação de M.Sc., Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, São Paulo, Brasil, 2003.
- [29] DIXON, J. W.; OOI, B. T., "Dynamically Stabilized Indirect Current Controlled SPWM Boost Type 3-Phase Rectifier". In: *Proceedings of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, v. 1, pp. 700-705, Pittsburgh, PA, United States of America, 2-7 October 1988.
- [30] LIANG, Y.; NWANKPA, C. O., "A Power-Line Conditioner Based on Flying-Capacitor Multilevel Voltage-Source Converter with Phase-Shift SPWM", *IEEE*

*Transactions on Industry Applications*, v. 36, n. 4, pp. 965-971, July/August 2000.

- [31] RODRÍGUEZ, J.; MORÁN, L.; PONTT, J.; et al., "High-Voltage Multilevel Converter With Regeneration Capability", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 4, pp. 839-846, August 2002.
- [32] MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P., "Switch- Mode dc-ac Inverters: dc ↔ Sinusoidal ac". In: Cervoni, C., Zobrist, B. (eds), *Power Electronics Converters, Applications and Design*, 3 ed., chapter 8, New York, United States of America, John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [33] PENG, F. Z.; MCKEEVER, J. W.; ADAMS, D. J., "A Power Line Conditioner Using Cascade Multilevel Inverters for Distribution Systems", *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 34, n. 6, pp. 1293-1298, November/December 1998.
- [34] PENG, F. Z.; LAI, J. S.; MCKEEVER, J. W.; et al., "A Multilevel Voltage-Source Inverter with Separate DC Sources for Static Var Generation", *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 32, n. 5, pp. 1130-1138, September/October 1996.
- [35] COSTA, D. R.; ROLIM, L. G. B.; AREDES, M., "Analysis and Software Implementation of a Robust Synchronizing Circuit – PLL Circuit". In: *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, v. 1, pp. 292-297, Rio de Janeiro, Brazil, 9-11 June 2003.
- [36] SASSO, E. M.; SOTELO, G. G.; FERREIRA, A. A.; et al., "Investigação dos Modelos de Circuitos de Sincronismo Trifásicos Baseados na Teoria das Potências Real e Imaginária Instantâneas (p-PLL e q-PLL)". In: *Anais do XIV Congresso Brasileiro de Automática*, pp. 480-485, Natal, RN, Brasil, 2 a 5 de Setembro de 2002.

- [37] WADA, K.; FUJITA, H.; AKAGI, H., "Considerations of a Shunt Active Filter Based on Voltage Detection for Installation on a Long Distribution Feeder", *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 38, n. 4, pp. 1123-1130, July/August 2002.
- [38] INZUNZA, R.; AKAGI, H., "A 6.6-kV Transformerless Shunt Hybrid Active Filter for Installation on a Power Distribution System". In: *Proceedings of the 35<sup>th</sup> IEEE Power Electronics Specialists Conference*, v. 6, pp. 4630-4636, Aachen, Germany, 20-25 June 2004.
- [39] FUJITA, H.; YAMASAKI, T.; AKAGI, H., "A Hybrid Active Filter for Damping of Harmonic Resonance in Industrial Power Systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 15, n. 2, pp. 215-222, March 2000.
- [40] ABB Semiconductors Ltd., *Asymmetric Integrated Gate-Commutated Thyristor Model 5SHY 30L6010 - Device Data Sheet*, doc. n° 5SYA1239-01, Switzerland, March 2005.
- [41] Procedimentos de Rede do Operador Nacional do Sistema Elétrico - Módulo 2, "Requisitos Mínimos Para Instalações e Gerenciamento de Indicadores de Desempenho da Rede Básica e de seus Componentes". ONS, Brasil, 2002.
- [42] MIRANDA, U. A.; SILVA NETO, J. L.; BELLAR, M. D.; et al., "Implementação em DSP de um Conversor Monofásico-Trifásico (MONOTRI) para Eletrificação Rural". In: *Anais do XV Congresso Brasileiro de Automática*, pp. 1-6, Gramado, RS, Brasil, 21 a 14 de Setembro de 2004.
- [43] ENCARNAÇÃO, L. F.; MERÇON, A. G.; ALMEIDA, H. H.; et al., "Hybrid Filters to Damp Harmonic Resonance in Power Transmission Systems". *Revista da Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência*, v. 11, n. 1, pp. 25-32, Março de 2006.
- [44] MERÇON, A. G.; ENCARNAÇÃO, L. F.; ALMEIDA, H. H.; et al., "Shunt and Series Hybrid Filters: A Comparative Study for Harmonic Resonance Damping

- in Power Transmission Systems". In: *Anais da VII Conferência Internacional de Aplicações Industriais*, pp. 1-6, Recife, PE, Brasil, 9 a 12 de Abril de 2006.
- [45] ENCARNAÇÃO, L. F.; MERÇON, A. G.; ALMEIDA, H. H.; et al., "Comparative Study on Harmonic Resonance Damping with Shunt and Series Hybrid Filters in Power Transmission Systems". In: *Anais do X Simpósio de Especialistas em Planejamento da Operação e Expansão Elétrica*, pp. 1-10, Florianópolis, SC, Brasil, 21 a 25 de Maio de 2006.
- [46] ENCARNAÇÃO, L. F.; MERÇON, A. G.; ALMEIDA, H. H.; et al., "A Case Study of Hybrid Filter Applications in Power Transmission Systems". In: *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, v. 2, pp. 841-846, Montréal, Québec, Canada, 9-13 July 2006.
- [47] MERÇON, A. G.; ENCARNAÇÃO, L. F.; MONTEIRO, L. F. C.; et al., "A Comparative Analysis of Cascaded-Multilevel Hybrid Filters Applied in Power Transmission Systems". In: *Anais do XVI Congresso Brasileiro de Automática*, pp. 2736-2741, Salvador, BA, Brasil, 3 a 6 de Outubro de 2006.



# Apêndice A

## Transformadas $dq0$ e $dq0$ -inversa

As transformadas  $dq0$  e  $dq0$ -inversa também são conhecidas como transformadas de Park. Com a utilização dessas transformadas, correntes e tensões AC trifásicas nas coordenadas  $abc$  podem ser representadas por correntes e tensões DC no sistema de coordenadas girantes  $dq0$ , e vice-versa. Dessa forma, técnicas de filtragem e a teoria clássica de controle, válida somente para variáveis DC, podem ser aplicadas a variáveis AC. As transformadas  $dq0$  e  $dq0$ -inversa são dadas pelas Equações A.1 e A.2, respectivamente.

$$\begin{bmatrix} d \\ q \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos(\theta) - \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin(\theta) - \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ -\cos(\theta) - \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin(\theta) - \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d \\ q \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$