

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA – UFU
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



**Geração Seletiva de Corrente de
Referência Trifásica usando Método
Multi-Ressonante para Filtro Ativo de
Potência**

Cássio Xavier Rocha

Uberlândia
2018

Cássio Xavier Rocha

**Geração Seletiva de Corrente de
Referência Trifásica usando Método
Multi-Ressonante para Filtro Ativo de
Potência**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, como requisito parcial para a obtenção do título de Doutor em Ciências.

Área de concentração: Eletrônica de Potência, Compensação de Correntes Harmônicas

Orientador: José Roberto Camacho, PhD

Uberlândia
2018

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)
Sistema de Bibliotecas da UFU, MG, Brasil.

R672g
2018

Rocha, Cássio Xavier, 1968-

Geração seletiva de corrente de referência trifásica usando método multi-ressonante para filtro ativo de potência [recurso eletrônico] / Cássio Xavier Rocha. - 2018.

Orientador: José Roberto Camacho.

Tese (Doutorado) - Universidade Federal de Uberlândia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Modo de acesso: Internet.

Disponível em: <http://dx.doi.org/10.14393/ufu.te.2018.764>

Inclui bibliografia.

Inclui ilustrações.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Harmônicos (Ondas elétricas) - Teses. 3. Sistemas de energia elétrica - Teses. 4. Filtros elétricos - Teses. I. Camacho, José Roberto. II. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU: 621

Maria Salete de Freitas Pinheiro – CRB6/1262

Cássio Xavier Rocha

**Geração Seletiva de Corrente de
Referência Trifásica usando Método
Multi-Ressonante para Filtro Ativo de
Potência**

Tese apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Uberlândia, como requisito parcial para a obtenção do título de Doutor em Ciências.

Área de concentração: Eletrônica de Potência, Compensação de Correntes Harmônicas

Orientador: José Roberto Camacho, PhD

Uberlândia, 02 de Março de 2018

Banca Examinadora:

José Roberto Camacho, PhD – FEELT/UFU

Enes Gonçalves Marra, Dr – EMC/UFU

Ernane A. Alves Coelho, Dr – FEELT/UFU

Henrique José Avelar, Dr – CEFET/MG

Igor Santos Peretta, Dr – FEELT/UFU

À minha esposa Fabiana, que se privou do meu tempo, e se desdobrou para realizar as tarefas cotidianas sem a minha presença.

À minha mãe Sônia, minha principal incentivadora.

Aos meus filhos Lucas, Taís, Sofia e Mateus, que sempre acompanhando de perto as várias etapas deste projeto, me apoiavam mentalmente.

Aos meus colegas de trabalho, que adequaram seus horários de aula para que eu pudesse realizar este projeto de doutorado.

E finalmente, a todos que me incentivaram em seguir adiante, quando grandes dificuldades pareciam ser insuperáveis.

*“Não são as espécies mais fortes que sobrevivem nem as mais inteligentes,
e sim as mais suscetíveis a mudanças.”
(Charles Darwin)*

Resumo

Rocha, C. X. **Geração Seletiva de Corrente de Referência Trifásica usando Método Multi-Ressonante para Filtro Ativo de Potência.** 157 p. Tese – Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia, 2018 .

Este trabalho busca um método preciso, rápido e estável para a geração de sinais de referência, a serem utilizadas pelos sistemas de controle na compensação seletiva de correntes harmônicas, em sistemas trifásicos susceptíveis ao desbalanceamento de fases, alterações de frequência e saltos de fase. Este método é baseado na geração de componentes simétricas positivas e negativas em sistemas trifásicos, utilizando a estrutura *Multiple Second Order Generalized Integrator - Frequency Locked Loop* (MSOGI-FLL), que é composto de múltiplos filtros adaptativos duplos chamados de *Dual Second Order Generalized Integrator* (DSOGI), acoplados ao detector de frequência denominado *Frequency Locked Loop* (FLL) que manterá o conjunto sincronizado mesmo em condições de distúrbios na rede elétrica.

Palavras-chave: Compensação Seletiva de Harmônicos, Filtros Ativos de Potência, Sincronização com a rede elétrica, MSOGI.

Abstract

Rocha, C. X. **Selective Three-Phase Current Reference Generation Using Multi-Resonant Method for Shunt Active Power Filter.** 157 p. Ph.D. Thesis – Faculty of Electrical Engineering, Federal University of Uberlândia, 2018 .

This thesis searches for an accurate, fast and stable method for generating reference signals to be used by the control systems in the selective compensation of harmonic currents in three-phase systems susceptible to frequency changes and phase jumps. This method is based on a MSOGI-FLL and it is composed of multiple double adaptive filters called DSOGI coupled to the frequency detector entitled FLL which keeps the synchronism with the grid in spite of voltage distortion and unbalance conditions.

Keywords: Selective Harmonic Compensation (SHC), Shunt Active Power Filter, Frequency-Locked-Loop (FLL), MSOGI.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Sistema Trifásico Equilibrado a)No tempo b)Fasores.	37
Figura 2 – Sequência de fasores trifásicos equilibrados. a)Positiva b)Negativa c)Zero.	37
Figura 3 – Sistema Trifásico Desequilibrado a)No tempo b)Fasor.	38
Figura 4 – Sequência de fasores trifásicos desequilibrados. a)Positiva b)Negativa c)Zero.	38
Figura 5 – Sistema Trifásico Equilibrado. a) v_{abc} b) v_{abc}^+ c) v_{abc}^- d) v_{abc}^0	40
Figura 6 – Sistema Trifásico Desequilibrado. a) v_{abc} b) v_{abc}^+ c) v_{abc}^- d) v_{abc}^0	41
Figura 7 – Sistema Equilibrado a) v_{abc} b) $v_{\alpha\beta}$ c) $ v_{\alpha\beta} $ d)Ângulo θ	42
Figura 8 – Sistema Desequilibrado a) v_{abc} b) $v_{\alpha\beta}$ c) $ v_{\alpha\beta} $ d)Ângulo θ	43
Figura 9 – Sistema Equilibrado a) v_{abc} b) V_d c) V_q	44
Figura 10 – Sistema Desequilibrado a) v_{abc} b) V_d c) V_q	44
Figura 11 – Sistema Equilibrado a) V_{abc} b) $V_{\alpha\beta}$ c)Componente Positiva c) Compo- nente Negativa.	47
Figura 12 – Sistema Desequilibrado a) V_{abc} b) $V_{\alpha\beta}$ c)Componente Positiva c) Com- ponente Negativa.	47
Figura 13 – Estrutura de um cancelador de ruído senoidal com frequência ω . Fonte: (GLOVER, 1977).	50
Figura 14 – Estrutura GI. Fonte: (BRABANDERE et al., 2006).	50
Figura 15 – Estrutura SOGI. Fonte: (RODRIGUEZ et al., 2006).	51
Figura 16 – a) Sinal de entrada senoidal v aplicado no diagrama de blocos da Figura 15. b) Sinal de resposta de $v' qv'$ do circuito da Figura 15.	53
Figura 17 – Diagramas de Bode das funções de transferência $D(s)$ para $\omega = 377 \text{ rad/s}$, para diferentes valores de k . a) Resposta de $D(s)$ para $k = 0,5$. b) Res- posta de $D(s)$ para $k = \sqrt{2}$. c) Resposta de $D(s)$ para $k = 2$	54
Figura 18 – a) Sinal de entrada com uma queda de 80% do valor inicial em 0,1 s. b) Estabilização de ε_v para $k = 0,5$. b) Estabilização de ε_v para $k = \sqrt{2}$. c) Estabilização de ε_v para $k = 2$	55

Figura 19	– Diagrama de blocos do DSOGI-PNSC. Fonte (RODRIGUEZ et al., 2006).	56
Figura 20	– a) A resposta em frequência do DSOGI para as componentes da sequência positiva $P(j\omega)$, e negativa $N(j\omega)$	57
Figura 21	– a) Sinal trifásico de entrada. b) Sinal α e β da entrada. c) Componente positiva de α e β calculada pelo DSOGI. d) Componente negativa de α e β calculada pelo DSOGI. e) Sinal trifásico de saída filtrado.	58
Figura 22	– FLL acoplado no SOGI (SOGI-FLL).	62
Figura 23	– Diagrama de Bode das funções de transferência $E(s)$ e $Q(s)$. a) Ganho em amplitude; b) Ganho de Fase.	62
Figura 24	– Simulações para o SOGI sintonizado a $60Hz$. Gráfico das respostas qv' , ε_v e ε_f para um sinal de entrada senoidal v . a) v com frequência $\omega = 60Hz$. b) v com frequência $\omega = 55Hz$. c) v com frequência $\omega = 65Hz$	63
Figura 25	– Variáveis de estado indicadas no SOGI-FLL.	64
Figura 26	– Diagrama de blocos linearizado do FLL.	68
Figura 27	– SOGI-FLL com ganho do FLL normalizado.	68
Figura 28	– Em 200 ms ocorre uma alteração de frequência de 50 para 60 Hz. a) Saídas v' e qv' e reposta do FLL para $\Gamma = 50$. b) Saídas v' e qv' e reposta do FLL para $\Gamma = 100$. c) Saídas v' e qv' e reposta do FLL para $\Gamma = 33$	69
Figura 29	– Diagrama de blocos do DSOGI-FLL + PNSC. Fonte: (RODRIGUEZ et al., 2012)	70
Figura 30	– Alteração da frequência de 50 para 60 Hz de um sistema trifásico balanceado com tensão de pico de 100 Volts. a) Componentes α e β do sinal de entrada. b) Componentes $\alpha+$ e $\beta+$ do sinal de saída do DSOGI. c) Componentes $\alpha-$ e $\beta-$ do sinal de saída do DSOGI. d) Frequência estimada ω' do sinal de entrada.	71
Figura 31	– Circuito básico de sincronização de conversores de tensão com a rede elétrica.	74
Figura 32	– Vetores de tensão das transformadas síncronas desacopladas (DSRF). Fonte: (RODRIGUEZ et al., 2007)	75
Figura 33	– Circuito completo para a implementação do DDSRF-PLL. Fonte: (RODRIGUEZ et al., 2007).	76
Figura 34	– Diagrama de blocos para o desacoplamento DC do circuito DDSRF-PLL. Fonte: (RODRIGUEZ et al., 2007).	77
Figura 35	– Diagrama de blocos do PLL utilizado no DDSRF. Fonte: (RODRIGUEZ et al., 2007).	77
Figura 36	– Evolução de $\overline{V_d^{+1}}$ no DDSRF-PLL para diferentes valores de k	77

Figura 37 – Comportamento do DDSRF-PLL e do DSOGI-FLL em quatro condições de distúrbios elétricos: a) v_{abc} com harmônicos e ω' e θ estimados; b) v_{abc} com desbalanceamento e ω' e θ estimados; c) v_{abc} com saltos de fase e ω' e θ estimados; d) v_{abc} com alteração da frequência da rede e ω' e θ estimados.	80
Figura 38 – Circuito de controle simplificado.	84
Figura 39 – Cálculo/Controle da Sequência Positiva e Negativa.	86
Figura 40 – Topologia de um gerador de corrente de referência trifásico genérico para um filtro ativo de potência.	87
Figura 41 – Diagrama do Harmonic Decoupling Network (HDN).	88
Figura 42 – Diagrama de Bode da função de transferência (90) para as harmônicas 5, 7, 11, 13, 17 e 19.	89
Figura 43 – Componentes $i_{\alpha\beta}$ detectadas pelo MSOGI-FLL. A 110 ms o distúrbio é aplicado. (a) Cargas desbalanceadas. (b) Salto de fase de $+45^\circ$. (c) Alteração de frequência (60 Hz \rightarrow 55 Hz).	91
Figura 44 – Diagrama de bloco implementado no PSIM, com o objetivo de simular e comparar as componentes harmônicas geradas detectadas pelo MSOGI e SRF.	91
Figura 45 – Diagrama de blocos para detecção de correntes harmônicas baseado no SRF-PLL.	92
Figura 46 – Comparação entre a 7 ^a harmônica existente e a detectada pelos métodos SOGI e SRF. As imagens apresentam uma fase da corrente. A 110 ms um distúrbio é aplicado. (a) Cargas balanceadas. (b) Cargas desbalanceadas. (c) Saltos de fase ($+45^\circ$) (d) Alteração de frequência (60 Hz \rightarrow 55 Hz).	93
Figura 47 – Plataforma de simulação e experimental montada em laboratório. . . .	94
Figura 48 – Resultado de simulação e experimental para uma carga não-linear. A 100 ms uma carga não-linear é conectada ao circuito. (a) Corrente na fase A. (b) Corrente fundamental filtrada (c) 5 ^a harmônica filtrada. (d) 7 ^a harmônica filtrada.	96
Figura 49 – Resultado de simulação e experimental para cargas desbalanceadas. A 100 ms uma carga extra é conectada a fase A. (a) Correntes das fases A, B e C. (b) Corrente fundamental filtrada da fase A. (c) 5 ^a harmônica filtrada da fase A. (d) 7 ^a harmônica filtrada da fase A.	97
Figura 50 – Alteração de Frequência. A 100 ms a frequência da tensão do circuito cai de 60 Hz para 55 Hz. (a) Corrente na fase durante a alteração da frequência. (b) ω detectado pelo MSOGI-FLL. (c) Corrente fundamental detectada. (d) 5 ^a harmônica detectada. (e) 7 ^a harmônica detectada.	98

Figura 51	– Salto de Fase. A 100 ms a tensão do circuito salta de fase em $+45^\circ$. (a) Corrente de fase durante o salto de fase. (b) FLL detecta a alteração da fase e incrementa/decrementa a frequência de controle até alcançar a fase correta. (c) Corrente fundamental detectada. (d) 5ª harmônica detectada. (e) 7ª harmônica detectada.	99
Figura 52	– Circuito de compensação harmônica utilizado nas simulações com cargas trifásicas lineares, não-lineares e desbalanceadas.	101
Figura 53	– Carga balanceada. Forma de onda da corrente da fase a . (a) Antes da compensação harmônica. (b) Após a compensação da 5ª e da 7ª harmônicas.	102
Figura 54	– Carga balanceada. Gráficos de distorção harmônica da corrente. (a) Antes da compensação harmônica. (b) Após a compensação da 5ª e da 7ª harmônicas.	102
Figura 55	– Carga desbalanceada. Forma de onda da corrente da fase a . (a) Antes da compensação harmônica. (b) Após a compensação da 5ª e da 7ª harmônicas.	103
Figura 56	– Carga desbalanceada. Gráficos de distorção harmônica da corrente. (a) Antes da compensação harmônica. (b) Após a compensação da 5ª e da 7ª harmônica.	104
Figura 57	– Carga Indutiva. Forma de onda da corrente na fase a fornecida pela fonte de tensão. (a) Antes da compensação harmônica. (b) Após a compensação da 5ª e da 7ª harmônicas.	104
Figura 58	– Cargas Indutivas. Gráficos de distorção harmônica da corrente fornecida pela fonte de tensão. (a) Antes da compensação harmônica. (b) Após a compensação da 5ª e 7ª harmônicas.	105
Figura 59	– Circuito básico para simulação dos algoritmos de chaveamento.	118
Figura 60	– v_a , v_b e v_c no domínio do tempo em $\theta = 2$	119
Figura 61	– Vetor V_s , representando v'_a , v'_b , e v'_c no plano ortogonal (real x imaginário).	120
Figura 62	– Circuito simplificado para análise dos níveis de tensão aplicados na carga.	120
Figura 63	– Circuito de cargas resultante, todas as possibilidades de chaveamento.	121
Figura 64	– Gráfico da tensão aplicada na carga de cada fase em todas as possibilidades de chaveamento.	122
Figura 65	– Decomposição do vetor de tensão V_s em suas componentes real (v_α) e imaginária (v_β).	123
Figura 66	– Setores representados no sistema ortogonal de duas fase (real e imaginário).	123
Figura 67	– Ordem de aplicação das tensões visando minimizar a abertura e fechamento das chaves.	125
Figura 68	– Cálculo do máximo valor de modulação.	125

Figura 69	– $F_{sw} = 3$ kHz, sem filtro passa-baixa. a) Tensão do conversor na fase A; b) Tensão no conversor na fase B; c) Tensão no conversor na linha AB; d) Tensão na carga da fase A.	126
Figura 70	– Tensões ABC na carga geradas pelo conversor de tensão utilizando o algoritmo Space Vector PWM.	127
Figura 71	– Componentes harmônicas na tensão da carga (Space Vector PWM 10 KHz).	127
Figura 72	– a) Senoide de referência da fase A e onda triangular na frequência de chaveamento de 3 KHz. b) Sinal para acionamento da chave eletrônica.	128
Figura 73	– Algoritmo PWM senoidal. a) Tensão de saída do conversor na fase AB com frequência de chaveamento de 3 KHz. b) Tensão de saída do conversor na fase BC c) Tensão de saída do conversor na fase CA.	128
Figura 74	– a) Tensões ABC na carga geradas pelo conversor de tensão utilizando o algoritmo PWM Senoidal.	129
Figura 75	– Componentes harmônicas na tensão na carga (PWM Senoidal 10 KHz).	129
Figura 76	– Circuito equivalente monofásico do filtro LCL.	132
Figura 77	– Relação entre a atenuação entre as correntes em f_{sw} e a constante r	137
Figura 78	– Fluxo de cálculo dos parâmetros do filtro LCL.	138
Figura 79	– Espectro em frequência da tensão gerada pelo conversor utilizando o algoritmo Seno PWM.	138
Figura 80	– Espectro em frequência da tensão gerada pelo conversor utilizando o algoritmo Space Vector PWM.	139
Figura 81	– Diagrama de Bode dos filtros L e LCL. a) Magnitude do filtro L; b) Fase do filtro L; c) Magnitude do filtro LCL; d) Fase do filtro LCL;	141
Figura 82	– a) Tensão conversor b) Corrente na carga com filtro LCL c) Corrente na carga com filtro L.	142
Figura 83	– Distorção harmônica na corrente da carga. a) Filtro LCL. b) Filtro L.	142
Figura 84	– Circuito de carga linear e não linear da plataforma experimental.	146
Figura 85	– Circuito de carga desequilibrada.	147
Figura 86	– Especificação do Conversor. Fonte: Datasheet do fabricante SEMIKRON, modelo SKS 27 B6U+B6CI 10V06.	148
Figura 87	– Imagem do conversor utilizado.	149
Figura 88	– Circuito interno do conversor. Fonte: Folha de dados do fabricante SEMIKRON, modelo SKS 27 B6U+B6CI 10V06.	149
Figura 89	– Forma de ligação do conversor. Fonte: Folha de dados do fabricante SEMIKRON, modelo SKS 27 B6U+B6CI 10V06.	150
Figura 90	– Imagem do TMS320F28335 Experimenter Kit da Texas Instruments.	151
Figura 91	– Imagem da placa que aquisição de dados.	152

Figura 92	– Placa de conversão 3,3V <-> 15V.	153
Figura 93	– Circuito de uma chave eletrônica utilizando um transistor MOSFET. .	154
Figura 94	– Placa eletrônica com o transistor MOSFET.	154
Figura 95	– Circuito de uma chave eletrônica utilizando um TRIAC.	155
Figura 96	– Placa eletrônica com um TRIAC.	155
Figura 97	– Bancos de resistores. a) Banco com 8 resistores de 30 Ω (8 Kw). b) Banco com 4 resistores de 50 Ω (3,3 Kw).	156
Figura 98	– Imagem dos indutores utilizado no filtro LCL. a) Indutor maior utilizado do lado do conversor com núcleo medindo 50 x 25 mm (área de 1250 mm^2). b) Indutor menor utilizado do lado da carga, com núcleo medindo 60 x 15 mm (área de 900 mm^2).	156

Lista de tabelas

Tabela 1 – Parâmetros do Circuito.	95
Tabela 2 – Parâmetros do Circuito.	100
Tabela 3 – Carga balanceada - Distorções antes e após a compensação harmônica seletiva (em % da tensão fundamental).	103
Tabela 4 – Carga desbalanceada - Distorções antes e após a compensação harmônica seletiva (em % da tensão fundamental).	103
Tabela 5 – Carga Indutiva - Distorções antes e após a compensação harmônica seletiva (em % da tensão fundamental).	105
Tabela 6 – Limites das distorções harmônicas totais (em % da tensão fundamental).	106
Tabela 7 – Tabela com os níveis de tensões alcançado pelo SVPWM.	122
Tabela 8 – Fórmulas para cálculo dos valores de t_i e t_j nos setores de 1 a 6 do plano geométrico.	124
Tabela 9 – Parâmetros do circuito para a simulação.	126
Tabela 10 – Limites de Distorção Harmônica.	139
Tabela 11 – Valores calculados do filtro LCL.	141
Tabela 12 – Valores Máximos da Placa de Aquisição de Dados	152
Tabela 13 – Valores de indutância x espiras para indutor de núcleo laminado de aço-silício medindo 60 x 15 mm^2	157
Tabela 14 – Valores de indutância x espiras para indutor de núcleo laminado de aço-silício medindo 50 x 25 mm^2	157

Lista de siglas

AF *Adaptative Filter*

APF *Active Power Filters*

ANEEL *Agência Nacional de Energia Elétrica*

DSOGI *Dual Second Order Generalized Integrator*

DSOGI-FLL *Dual Second Order Generalized Integrator - Frequency Locked Loop*

DDSRF-PLL *Decoupled Dual SRF-PLL*

DFT *Discrete Fourier Transform*

FLL *Frequency Locked Loop*

FFT *Fast Fourier Transform*

GI *Generalized Integrator*

HDN *Harmonic Decoupling Network*

IGBT *Transistor Bipolar de Porta Isolada*

MSOGI-FLL *Multiple Second Order Generalized Integrator - Frequency Locked Loop*

MOSFET *Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor*

NUPEA *Núcleo de Pesquisa de Energias Alternativas*

NUPEP *Núcleo de Pesquisa de Eletrônica de Potência*

PLL *Phase Locked Loop*

PNSC *Positive Negative Sequence Control*

PRODIST *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional*

RDFT *Recursive Discrete Fourier Transform*

SOGI *Second Order Generalized Integrator*

SOGI-FLL *Second Order Generalized Integrator - Frequency Locked Loop*

SRF *Synchronous Reference Frame*

SRF-PLL *Synchronous Reference Frame - Phase Locked Loop*

SVPWM *Space Vector PWM*

TRIAC *Triodo para Correntes Alternadas*

UFU *Universidade Federal de Uberlândia*

Sumário

1	Introdução	27
1.1	Tema	27
1.2	Motivação	27
1.3	Objetivos	28
1.3.1	Objetivo Geral	28
1.3.2	Objetivos Específicos	28
1.4	Contribuições da presente tese	29
1.5	Revisão Bibliográfica	30
1.5.1	Livros e Apostilas	30
1.5.2	Teses e Dissertações	31
1.5.3	Artigos e Conferências	31
1.5.4	Manuais de Softwares	32
1.6	Publicações e Congressos	32
1.7	Organização da Tese	33
2	Transformadas Trifásicas	35
2.1	Introdução	35
2.2	Componentes Simétricas no Domínio da Frequência	35
2.2.1	Sistemas Equilibrados	37
2.2.2	Sistemas Desequilibrados	37
2.3	Componentes Simétricas no Domínio do Tempo	38
2.3.1	Sistemas Equilibrados	40
2.3.2	Sistemas Desequilibrados	40
2.4	Componentes $(\alpha\beta)$	40
2.4.1	Sistemas Equilibrados	42
2.4.2	Sistemas Desequilibrados	42
2.5	Componentes (dq)	42
2.5.1	Sistemas Equilibrados	44

2.5.2	Sistemas Desequilibrados	44
2.6	Componentes Simétricas Positivas e Negativas nas Transformadas $\alpha\beta$. . .	45
2.6.1	Sistemas Equilibrados	46
2.6.2	Sistemas Desequilibrados	46
3	Extração das Componentes Simétricas	49
3.1	Introdução	49
3.2	Filtros Adaptativos	49
3.3	AF baseado em um SOGI	51
3.4	Estabilização do SOGI	53
3.5	SOGI aplicado a sistemas trifásicos	54
3.5.1	Componentes simétricos instantâneos	54
3.5.2	Estrutura DSOGI	56
3.6	Simulação	58
3.7	Conclusão	59
4	Sincronização do filtro SOGI com o sinal de entrada	61
4.1	Introdução	61
4.2	FLL - Sincronização de um sistema monofásico	61
4.3	Análise de Estabilidade do SOGI-FLL	64
4.4	Estabilização do FLL	66
4.5	FLL em Sistemas trifásicos	70
4.6	Simulação	71
4.7	Conclusão	71
5	Geração de Referência para Conexão de um Conversor PWM Senoidal à Rede Elétrica Trifásica	73
5.1	Introdução	73
5.2	Sincronização com a Rede Utilizando Transformadas Síncronas (<i>Decoupled Dual SRF-PLL</i> (DDSRF-PLL))	74
5.3	Sincronização com a Rede Utilizando Transformadas Estacionárias (<i>Second Order Generalized Integrator - Frequency Locked Loop</i> (SOGI-FLL))	78
5.4	Resultados da Simulação	78
5.5	Conclusões	79
6	Geração Seletiva de Corrente de Referência Trifásica usando Método Multi-Ressonante para Filtro Ativo de Potência	83
6.1	Introdução	83
6.2	Decomposição de Correntes Trifásicas Desequilibradas	85
6.3	Geração de Correntes de Referências Harmônicas	86
6.4	Simulações e Resultados Experimentais	89

6.4.1	Simulação do comportamento do algoritmo MSOGI-FLL	90
6.4.2	Comparação da simulação dos algoritmos MSOGI-FLL e SRF-PLL na geração seletiva de correntes de referência	91
6.4.3	Comparação dos resultados encontrados nas simulações e nos testes experimentais com o algoritmo MSOGI-FLL	93
6.4.4	Simulação da compensação seletiva de correntes harmônicas utili- zando o algoritmo MSOGI-FLL	100
6.5	Conclusão	105
7	Conclusão	107
7.1	Trabalhos Futuros	107
	Referências	109

Apêndices 115

APÊNDICE A	Space Vector PWM	117
A.1	Introdução	117
A.2	Circuito básico	117
A.2.1	Barramento DC	117
A.2.2	Conversor de tensão	118
A.2.3	Três resistores de precisão	118
A.2.4	Filtro L trifásico	118
A.2.5	Carga trifásica resistiva	118
A.3	Sistemas síncronos	119
A.4	Níveis de tensão do SVPWM	120
A.5	Gerando V_s , a partir de V_i e V_j	122
A.6	Cálculo de t_i , t_j e t_0	123
A.7	Sequência de chaveamento	124
A.8	Índice de Modulação	125
A.9	Simulações	126
A.10	Comparações com PWM Senoidal	127
A.11	Conclusões	129
APÊNDICE B	Filtros Trifásicos para Conversores de Alta Potência . .	131
B.1	Introdução	131
B.2	Considerações de projeto de um filtro LCL	132
B.2.1	Circuito equivalente Monofásico	132
B.2.2	Modelagem matemática do filtro	132
B.2.3	Resistor de Amortecimento do filtro	134

B.2.4	Limitações de projeto	134
B.3	Projeto de um filtro LCL	135
B.3.1	Verificação de eficiência	137
B.3.2	Fluxo de cálculo	137
B.4	Espectro de frequência dos Conversores de Tensão	137
B.4.1	Correntes harmônicas máximas na rede	139
B.5	Exemplo de projeto	139
B.5.1	Verificações das limitações do projeto	140
B.5.2	Diagrama de Bode	141
B.6	Simulações	141
B.7	Conclusões	143

APÊNDICE C Plataforma Experimental para a Geração de Correntes

	Harmônicas de Referência	145
C.1	Introdução	145
C.1.1	Produção de Correntes Harmônicas	146
C.1.2	Produção de Correntes Desbalanceadas	146
C.1.3	Geração de Tensão com Saltos de Fase	146
C.1.4	Geração de Tensão com Variações na Frequência	147
C.2	Equipamentos da Plataforma	147
C.2.1	Conversor de Tensão	148
C.2.2	Processador Digital de Sinais - DSP	150
C.2.3	Placa de Aquisição de Dados	151
C.2.4	Conversor de níveis de tensão CMOS/LVTTL	153
C.2.5	Chave Eletrônica MOSFET	154
C.2.6	Chave Eletrônica TRIAC	154
C.2.7	Banco de Resistores	155
C.2.8	Indutores	155
C.2.9	Capacitores	157
C.3	Algoritmos para a Geração de Tensão de Alimentação	157

Introdução

1.1 Tema

A crescente utilização das cargas eletrônicas residenciais, somadas aos avanços da Eletrônica de Potência na indústria - utilização de equipamentos com materiais semicondutores tais como "soft-starters" e conversores de tensão - para o controle de velocidade nas máquinas de indução, estão produzindo grandes distorções harmônicas nas correntes das redes de distribuição e transmissão de energia elétrica. Diferentes soluções têm sido utilizadas como forma de minimizar os efeitos destas distorções harmônicas, sendo a principal delas os filtros passivos. A partir do desenvolvimento tecnológico dos dispositivos de chaveamento, dos microcontroladores e dos sistemas de controle digitais, os *Active Power Filters* (APF) ganharam importância, saindo dos laboratórios e sendo implementados em sistemas reais de energia elétrica.

Os APF com compensação seletiva de harmônicos possuem algumas vantagens em relação a compensação total de harmônicas, tais como largura de banda reduzida e a menor possibilidade de ocorrer oscilações entre o APF e a carga, devido a presença de componentes capacitivos ou ressonantes na carga (MATTAVELLI, 2001)(ASIMINOAEI et al., 2007)(ASIMINOAEI; KALASCHNIKOW; HANSEN, 2009). Com a utilização em conjunto dos filtros passivos convencionais e o APF, pode-se obter os resultados pretendidos, onde o APF filtra algumas harmônicas de frequências próximas a fundamental, deixando as frequências múltiplas de 3 e as mais distantes para os filtros passivos.

1.2 Motivação

O consumo mundial de energia vai aumentar de 153 milhões de GWh em 2010 para 185 milhões de GWh em 2020 e 240 milhões de GWh em 2040. Em 30 anos será um aumento de 56%. Mais de 85% deste aumento na demanda global de energia ocorrerá em países em desenvolvimento, devido ao crescimento populacional e a expansão econômica. Já os países desenvolvidos estão com suas demandas estabilizadas, devido ao baixo cres-

cimento populacional e pequena taxa de crescimento econômico (EIA, 2013). Devido a crescente demanda mundial por energia, o esgotamento dos recursos naturais do planeta (petróleo, carvão, ...), além das preocupações sobre o aquecimento global, estudiosos do mundo inteiro têm se dedicado a geração de energia limpa e renovável (EIA, 2013). Nesse contexto está a energia elétrica que pode ser considerada uma das mais importantes formas de distribuição de energia.

A alta penetração das fontes renováveis de energia, tais como a energia eólica e a energia fotovoltaica, como visto nas últimas décadas é um bom exemplo de como ambos os sistemas de geração podem estar interligados à rede elétrica. Tais interligações só foram possíveis graças à Eletrônica de Potência (BLAABJERG; CHEN; KJAER, 2004), que não só controla a energia fornecida à rede, mas também contribui para a estabilidade do sistema, fazendo o controle da tensão e da frequência mesmo em condições adversas e sob grandes falhas (ERLICH; WINTER; DITTRICH, 2006). Assim, faz-se necessário definir algoritmos e ferramentas matemáticas para que se possa manter a rede sob controle, ou simplesmente detectar as perturbações existentes e suas origens.

Diante da grande complexidade dos sistemas de distribuição e transmissão, os sistemas de controle dos APF devem prever diversas situações, tais como altas correntes harmônicas, variações na frequência e até mesmo saltos de fase no sistema de energia.

1.3 Objetivos

Os objetivos deste trabalho podem ser subdivididos em objetivo geral e objetivos específicos.

1.3.1 Objetivo Geral

O objetivo principal deste trabalho é desenvolver e aperfeiçoar novas topologias de equipamentos, ferramentas matemáticas e/ou algoritmos de controle para manter as redes de transmissão e distribuição de energia elétrica dentro dos padrões definidos pelos reguladores do sistema elétrico (ANEEL, 2016), com especial atenção aos critérios de índice de falhas, fator de potência e correntes harmônicas.

1.3.2 Objetivos Específicos

Para concretizar o objetivo geral, outros objetivos específicos foram definidos ao longo da pesquisa, e podem ser divididos em:

1. Realizar estudos e simulações das principais transformadas matemáticas utilizadas para simplificar a análise de sistemas elétricos trifásicos;

2. Analisar em profundidade os diferentes métodos de sincronismo em redes elétricas trifásicas;
3. Estudar os principais métodos de compensação de correntes harmônicas;
4. Enumerar as vantagens da compensação seletiva sobre a compensação total de correntes harmônicas;
5. Programar um conversor trifásico para simular uma rede elétrica trifásica, inclusive com a geração de distúrbios predefinidos;
6. Implementar filtros adaptativos, com o objetivo de separar a componente da corrente fundamental da corrente total circulante;
7. Desenvolver uma metodologia rápida e eficiente para a detecção de correntes harmônicas existentes na rede elétrica (correntes de referência), a ser utilizada na compensação seletiva, mesmo sob condições de distúrbios.
8. Simular a compensação seletiva de correntes harmônicas utilizando a nova metodologia desenvolvida, e analisar os resultados alcançados.

1.4 Contribuições da presente tese

As principais contribuições deste trabalho são:

- ❑ Montar no laboratório *Núcleo de Pesquisa de Energias Alternativas* (NUPEA) uma plataforma experimental utilizando um conversor de tensão, com o objetivo de reproduzir uma grande variedade de distúrbios existentes na rede elétrica trifásica;
- ❑ Apresentar e disseminar estudos e aplicações utilizando filtros adaptativos no monitoramento e controle de sistemas elétricos trifásicos.
- ❑ Desenvolver novo método de geração de correntes de referência para a compensação seletiva de harmônicos em filtros ativos.
- ❑ Apresentar uma estrutura multi-ressonante para a geração de sinais de referência para a compensação seletiva das correntes harmônicas trifásicas, implementada utilizando o MSOGI-FLL (RODRIGUEZ et al., 2008)(RODRIGUEZ et al., 2011), até então utilizado somente como método de sincronização de conversores conectados a rede elétrica.

1.5 Revisão Bibliográfica

Para uma melhor compreensão deste trabalho, as referências foram agrupadas com a seguinte estruturação: livros e apostilas, teses e dissertações, artigos técnicos, manuais dos *softwares* e publicações.

Reconhecendo a abrangência dos trabalhos científicos publicados sobre os temas em questão, esta tese tem como foco, publicações de difusão mundial em eventos internacionais. Assim, acredita-se que estas contribuam para uma disseminação do conhecimento, que é um dos focos importantes deste trabalho. É conveniente ressaltar também que o processo da divulgação e acesso ao conhecimento constitui-se em uma ação contínua e dinâmica, o que pode resultar na omissão de um ou outro documento de caráter relevante no corpo da presente pesquisa. Destaca-se que a investigação bibliográfica realizada e que expressa o estado da arte do assunto em pauta, se baseou no seguinte conjunto de publicações anteriores:

- ❑ 03 Livros;
- ❑ 02 Apostilas;
- ❑ 03 Teses;
- ❑ 03 Dissertações;
- ❑ 46 Artigos técnicos;
- ❑ 04 Manuais de software;
- ❑ 02 Publicações.

Na sequência são sumarizados e apresentados os documentos, publicações científicas e livros considerados relevantes para fins do trabalho.

1.5.1 Livros e Apostilas

1. O autor Katsuhiko OGATA do livro **Engenharia de Controle Moderno** (5ª Edição de 2010) detalha a modelagem matemática de sistemas elétricos, fazendo um análise de resposta transitória e de regime estacionário. A análise e projeto de sistemas pelo método do lugar das raízes também são abordados, bem como a análise do projeto de sistemas de controle no espaço de estados.
2. O autor Muhammad H. RASHID, do livro **Eletrônica de Potência** (4ª Edição de 2014) dedica uma parte do livro aos conversores de tensão.
3. Os autores Remus TEODORESCU, Marco LISERRE e Pedro RODRÍGUES no livro **Grid Converters for Photovoltaic and Wind Systems**, abordam com

profundidade - inclusive citando referências bibliográficas importantes - vários assuntos relacionados aos conversores de tensão, tais como: Estruturas de conversores para sistema fotovoltaicos, Estruturas de conversores para sistemas de turbinas eólicas, Controle de conversores em casos de falha na rede elétrica, Projeto de Filtros e Controle de corrente.

4. A *Agência Nacional de Energia Elétrica* (ANEEL) por meio do *Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional* (PRODIST), no módulo 3 define as condições para o **Acesso ao Sistema de Distribuição**, e no módulo 8 define os parâmetros a serem respeitados para a manutenção da **Qualidade da Energia Elétrica**.

1.5.2 Teses e Dissertações

1. Estudo e desenvolvimento de um sistema de energia baseado em célula a combustível para injeção de potência na rede elétrica (Tese de Henrique José Avelar, UFU, 2012);
2. Inversores integrados monofásicos aplicados em sistemas fotovoltaicos com conexão à rede de distribuição de energia (Tese de Luigi Galotto Junior, UNESP, 2011);
3. Controladores discretos de tensão baseados no princípio do modelo interno aplicados a inversores trifásicos PWM (Tese de Fernando Botteron, UFSM, 2005);
4. Projeto e simulação de filtros L e LCL para interconexão de inversor NPC trifásico à rede (Dissertação de Rômulo Diniz Araújo, UFC, 2012);
5. Controle digital de inversores monofásicos com realimentação de estados interno (Dissertação de Filipe de Nassau e Braga, UFU, 2009);
6. Contribuição ao controle de inversores PWM alimentados em tensão conectados à rede através de filtro LCL (Dissertação de Ivan Jorge Gabe, UFSM, 2008).

1.5.3 Artigos e Conferências

Este trabalho foi desenvolvido a partir da revisão bibliográfica de dezenas de artigos científicos publicados na última década relacionados com o tema. Foram estudados artigos relacionados a:

- ❑ Topologias e algoritmos de controle para conversores de tensão;
- ❑ Topologias e projetos de filtros passivos para conversores conectados à rede elétrica;
- ❑ Extração de componentes simétricas em sistemas trifásicos;
- ❑ Sincronismo de conversores com a rede elétrica;

- ❑ Métodos passivos e ativos para a detecção de falhas na rede elétrica;
- ❑ Métodos ativos para correção de fator de potência da rede;
- ❑ Algoritmos para a geração de correntes de referência para a compensação harmônica.

Artigos pesquisados e utilizados nesta tese estão relacionados na seção Referências.

1.5.4 Manuais de Softwares

1. PSIM - User Guide, Powersim Inc., 2013
2. SIMCODER - User Guide, Powersim Inc., 2013;
3. Code Composer Studio - User's Guide, 2000;
4. Texas Instrument TMS320F28335 Tutorial;

1.6 Publicações e Congressos

1. Selective Three-Phase Current Reference Generation Using Multi-Resonant Method for Shunt Active Power Filter
 - ❑ Publicação na revista The Brazilian Journal of Power Electronics, Vol 22 - No.1 (March 2017), ISSN: 1414-8862 (impressa) e ISSN: 1984-557X (eletrônica).
2. Fault Detection in a Three-Phase System Grid Connected using SOGI Structure to Calculate Vector Components
 - ❑ International Conference on Renewable Energies and Power Quality - ICREPQ' 15 - La Coruña - Espanha - 25th to 27th March, 2015;
 - ❑ Renewable Energy and Power Quality Journal - RE&PQJ - ISSN 2172-038X, No.13, April 2015.
3. Comparação entre Algoritmos Síncronos e Estacionários para a Sincronização de Sistemas Conectados
 - ❑ XXI Congresso Brasileiro de Automática - CBA2016 - UFES, Vitória - ES, 3 a 7 de outubro - ISSN 2525-8311
4. Detecção de Falhas utilizando Transformadas Vetoriais Trifásicas
 - ❑ XII Conferência de Estudos em Engenharia Elétrica - CEEL 2014 - UFU, Uberlândia - MG, 13 a 17 de Outubro de 2014 - ISSN 2178-3808
5. Space Vector PWM e Seno PWM em Sistemas Trifásicos Conectados

- XIV Conferência de Estudos em Engenharia Elétrica - CEEL 2016 - UFU, Uberlândia - MG, 03 a 07 de Outubro de 2016 - ISSN 2178-3808

1.7 Organização da Tese

A fim de alcançar os objetivos aqui propostos, esta tese é constituída com a seguinte estrutura:

1. Introdução

O capítulo tem por objetivo apresentar inicialmente, as motivações, os objetivos e as contribuições desta tese. Além disso, apresenta-se o estado da arte e as sínteses das publicações. Por fim, apresenta a organização deste trabalho;

2. Transformadas Trifásicas

No capítulo 2 foram detalhadas as transformadas trigonométricas de sistemas elétricos trifásicas, utilizadas nesta tese.

3. Extração das Componentes Simétricas

No capítulo 3 foi detalhado matematicamente as funções de transferência das estruturas utilizadas para a geração das componentes simétricas, que é a base dos algoritmos utilizados dos capítulos seguintes.

4. Sincronização do Filtro SOGI com o Sinal de Entrada

No capítulo 4 foi detalhada a estrutura de sincronização em frequência FLL acoplado ao SOGI, juntamente com as suas funções de transferência e equações de estado.

5. Geração de Referência para Conexão de um Conversor PWM Senoidal à Rede Elétrica Trifásica

No capítulo 5 foi realizada uma comparação entre os algoritmos de sincronização em referencial síncrono (dq) e referencial estacionário ($\alpha\beta$).

6. Geração Seletiva de Corrente de Referência Trifásica usando Método Multi-Ressonante para Filtro Ativo de Potência

No capítulo 6 é apresentado o novo método de geração de corrente de referência para a compensação seletiva de correntes harmônicas, que é a principal contribuição desta tese de doutorado;

7. Conclusão

No capítulo 7 são detalhados os resultados alcançados nesta tese de doutorado, e faz-se sugestões para trabalhos futuros.

8. Referências Bibliográficas

9. Apêndices

a) **"Space Vector PWM"**

No apêndice A é detalhado o algoritmo SVPWM utilizado pelo DSP/conversor na geração de tensão trifásica;

b) **Filtros Trifásicos para Conversores de Alta Potência**

No apêndice B é apresentada uma metodologia para o projeto de filtros LCL.

c) **Plataforma Experimental para a Geração de Correntes Harmônicas de Referência**

No apêndice C são apresentados os equipamentos da plataforma experimental montada para validação da metodologia proposta;

Transformadas Trifásicas

2.1 Introdução

Este capítulo faz uma análise prática da aplicação de diversas transformadas matemáticas muito utilizadas na decomposição de sistemas elétricos trifásicos, sendo abordados seus efeitos no domínio da frequência e no domínio do tempo. Os conceitos apresentados aqui, juntamente com as simulações realizadas em sistemas balanceados e desbalanceados, são de suma importância para um melhor entendimento dos próximos capítulos desta tese. Um sistema trifásico não pode ser considerado simplesmente a soma de três fases independentes, o que nos conduz a aplicar algumas transformadas vetoriais, com o objetivo de obter uma representação mais elegante dos sistemas elétricos trifásicos. Praticamente em todos sistemas de controle utilizados em Eletrônica de Potência utiliza-se algum tipo de transformada trifásica em seu algoritmo. Abaixo podemos relacionar as transformadas vetoriais mais utilizadas:

- ❑ Transformadas em Componentes simétricas no domínio da frequência (FORTESCUE, 1918);
- ❑ Transformadas em Componentes simétricas no domínio do tempo (LYON, 1937);
- ❑ Transformadas em Componentes $\alpha\beta$ (CLARKE, 1950);
- ❑ Transformadas em Componentes dq (PARK, 1927);
- ❑ Transformadas em Componentes Simétricas em $\alpha\beta$.

2.2 Componentes Simétricas no Domínio da Frequência

Este método é utilizado para a análise de sistemas desbalanceados polifásicos, conhecido como o Método das Componentes Simétricas (FORTESCUE, 1918). O método das

componentes simétricas permite a decomposição de fasores de estado estacionário de um sistema trifásico, em um conjunto de componentes sequenciais, chamadas de componentes de sequências positiva, negativa e zero. Esta abordagem não apenas oferece um método elegante e padronizado para a análise de sistemas polifásicos desbalanceados, mas também permite uma explicação matemática e física dos fenômenos existentes nos sistemas em operação.

Aplicando o método das componentes simétricas, estes três fasores representando as tensões trifásicas podem ser transformados em um novo conjunto de três fasores representando a sequência de componentes de uma das fases do sistema trifásico. Por exemplo, os fasores de sequência positiva-negativa-zero da fase a (Va^+ , Va^- , Va^0) podem ser calculados utilizando a seguinte matriz de transformações.

$$V_{+-0(a)} = [T_{+-0}] V_{abc} \quad (1)$$

$$V_{abc} = \begin{bmatrix} \vec{V}_a \\ \vec{V}_b \\ \vec{V}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a \angle \theta_a \\ V_b \angle \theta_b \\ V_c \angle \theta_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$V_{+-0(a)} = \begin{bmatrix} \vec{V}_a^+ \\ \vec{V}_a^- \\ \vec{V}_a^0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a^+ \angle \theta_a^+ \\ V_a^- \angle \theta_a^- \\ V_a^0 \angle \theta_a^0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$[T_{+-0}] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

Onde o operador de Fortescue $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}} = 1 \angle 120^\circ$. Ou seja, o resultado de um fasor multiplicado por α será outro fasor com o mesmo módulo, mas com uma defasagem angular de 120° .

Os fasores que representam as componentes positivas e negativas das fases b (\vec{V}_b^+ e \vec{V}_b^-) e c (\vec{V}_c^+ e \vec{V}_c^-) podem ser obtidos aplicando as Equações (5) e (6) respectivamente, nas componentes da fase a (\vec{V}_a^+ e \vec{V}_a^-).

$$\vec{V}_b^+ = \alpha^2 \vec{V}_a^+ \quad \vec{V}_b^- = \alpha \vec{V}_a^- \quad (5)$$

$$\vec{V}_c^+ = \alpha \vec{V}_a^+ \quad \vec{V}_c^- = \alpha^2 \vec{V}_a^- \quad (6)$$

A transformação dos fasores representados por componentes simétricas da fase a ($V_{+-0(a)}$) para os fasores representando as tensões trifásicas (V_{abc}) é chamada de transformada inversa e é realizada aplicando-se (7).

$$V_{abc} = [T_{+-0}]^{-1} V_{+-0(a)} \quad (7)$$

onde

$$[T_{+-0}]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \alpha^2 & \alpha & 1 \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix} \quad (8)$$

2.2.1 Sistemas Equilibrados

Note que em sistemas equilibrados, como apresentado na Figura 1, temos as formas de ondas das fases perfeitamente senoidais, com os mesmos valores de pico, e igualmente defasadas em 120° (letra *a*). Neste caso, como previsto, os fasores estão perfeitamente alocados em módulo e ângulo (letra *b*).

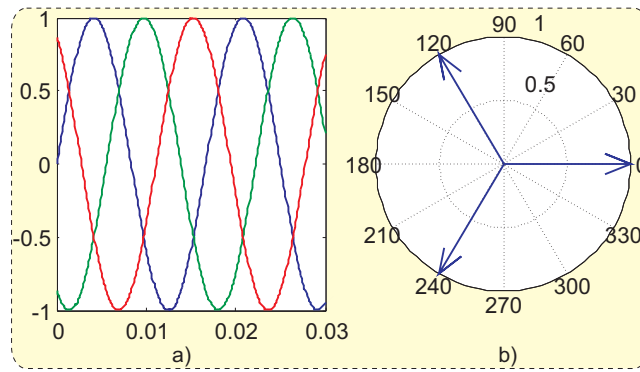


Figura 1 – Sistema Trifásico Equilibrado a)No tempo b)Fasores.

Decompondo este sistema trifásico equilibrado em suas componentes simétricas Positiva, Negativa e Zero, através da aplicação da matriz de transformação (4), podemos verificar na Figura 2, que somente a componente Positiva possui o módulo valor de pico das tensões instantâneas, enquanto as componentes Negativa e Zero tem valor nulo.

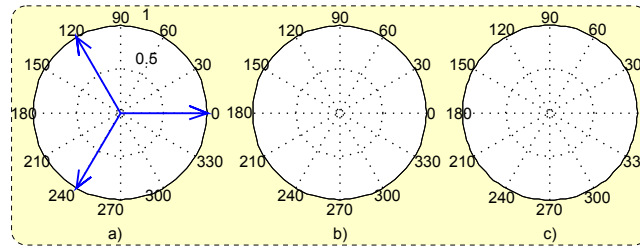


Figura 2 – Sequência de fasores trifásicos equilibrados. a)Positiva b)Negativa c)Zero.

2.2.2 Sistemas Desequilibrados

Em sistemas desequilibrados, com formas de ondas das fases senoidais, mas com valores de pico diferentes, e com ângulos de defasamento entre fases também diferentes de 120° , conforme Figura 3, observa-se que os módulos dos fasores são de valores diferentes entre

si, e os ângulos entre eles não são simétricos, representando com perfeição o sistema no tempo.

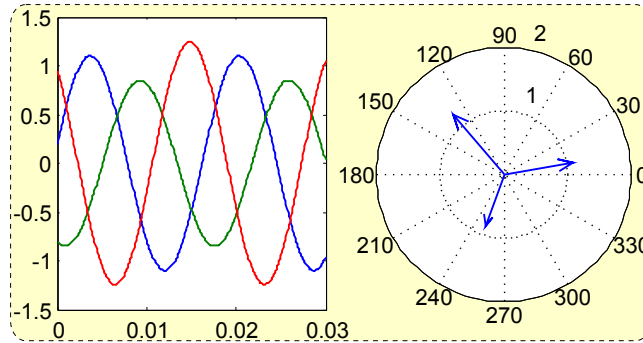


Figura 3 – Sistema Trifásico Desequilibrado a)No tempo b)Fasor.

Fazendo a mesma decomposição simétrica apresentada anteriormente, podemos verificar na Figura 4 que a componente Positiva tem valor em módulo abaixo do valor de pico das tensões instantâneas, e as componentes Negativa e Zero possuem valores significativos, proporcionais aos distúrbios encontrados. Nota-se que mesmo em um sistema desbalanceado, as fases das componentes Positiva e Negativa estão defasadas igualmente de 120°

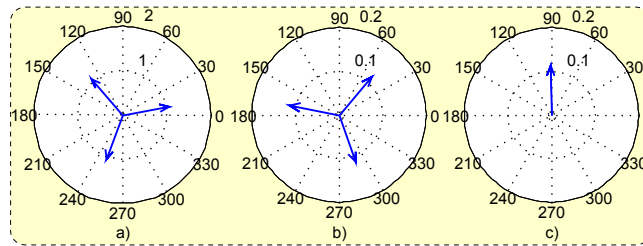


Figura 4 – Sequência de fasores trifásicos desequilibrados. a)Positiva b)Negativa c)Zero.

2.3 Componentes Simétricas no Domínio do Tempo

O método de decomposição em componentes simétricas no domínio do tempo (LYON, 1937) é uma extensão do método de decomposição no domínio da frequência (FORTESCUE, 1918). Sabendo que v_{abc} é a soma de suas componentes simétricas, temos:

$$v_{abc} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = v_{abc}^+ + v_{abc}^- + v_{abc}^0 \quad (9)$$

e utilizando-se de (1), temos:

$$\begin{bmatrix} v_a^+ \\ v_a^- \\ v_a^0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (10)$$

Como visto anteriormente, o operador α representa uma defasagem de 120° no fasor. Consequentemente, o operador α^2 representa uma defasagem de 240° ou -120° . Desenvolvendo as equações anteriores (IRAVANI; KARIMI-GHARTEMANI, 2003), temos:

$$\begin{bmatrix} v_a^+ \\ v_a^- \\ v_a^0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} v_a + v_b(+120) + v_c(+240) \\ v_a + v_b(+240) + v_c(+120) \\ v_a + v_b + v_c \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\alpha = e^{\frac{2\pi}{3}i} = -\frac{1}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2}i \quad (12)$$

$$\alpha^2 = e^{\frac{2\pi}{3}i} = -\frac{1}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2}i \quad (13)$$

$$e^{\frac{\pi}{2}i} = i \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} v_a^+ \\ v_a^- \\ v_a^0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} v_a - \frac{1}{2}(v_b + v_c) + \frac{\sqrt{3}}{2}e^{\frac{\pi}{2}i}(v_b - v_c) \\ v_a - \frac{1}{2}(v_b + v_c) - \frac{\sqrt{3}}{2}e^{\frac{\pi}{2}i}(v_b - v_c) \\ v_a + v_b + v_c \end{bmatrix} \quad (15)$$

Utilizando-se de (4), (5) e (6), podemos encontrar:

$$[T_+] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ \alpha^2 & 1 & \alpha \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$[T_-] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha^2 & \alpha \\ \alpha & 1 & \alpha^2 \\ \alpha^2 & \alpha & 1 \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$v_{abc}^+ = [T_+] \cdot v_{abc} \begin{bmatrix} v_a^+ \\ v_b^+ \\ v_c^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ \alpha^2 & 1 & \alpha \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$v_{abc}^- = [T_-] \cdot v_{abc} \begin{bmatrix} v_a^- \\ v_b^- \\ v_c^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha^2 & \alpha \\ \alpha & 1 & \alpha^2 \\ \alpha^2 & \alpha & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$v_{abc}^0 = [T_0] \cdot v_{abc} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (20)$$

2.3.1 Sistemas Equilibrados

Como apresentado na Figura 5, em um sistema equilibrado, somente a componente simétrica positiva (v_{abc}^+) é igual às tensões do sistema (v_{abc}), e as componentes Negativa e Zero tem valor nulo.

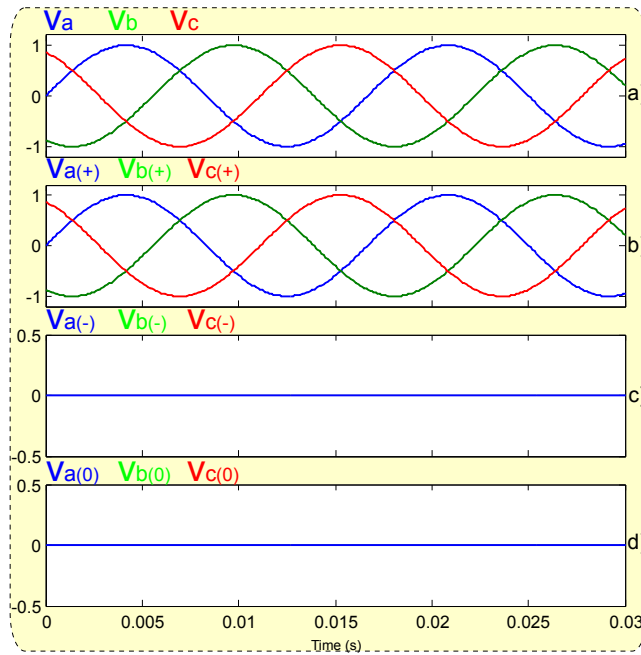


Figura 5 – Sistema Trifásico Equilibrado. a) v_{abc} b) v_{abc}^+ c) v_{abc}^- d) v_{abc}^0 .

2.3.2 Sistemas Desequilibrados

Observando a Figura 6, vimos que em um sistema trifásico desequilibrado, o sistema (v_{abc}) é decomposto em componentes simétrica positivas (v_{abc}^+), negativas (v_{abc}^-) e zero (v_{abc}^0) e possuem valores de pico proporcionais ao desequilíbrio encontrado.

2.4 Componentes ($\alpha\beta$)

Esta transformação matemática (CLARKE, 1950) é bastante utilizada na engenharia elétrica para a simplificação da análise de sistemas trifásicos. Ela transforma um sistema trifásico em um sistema bifásico equivalente, com eixo imaginário β e eixo real α .

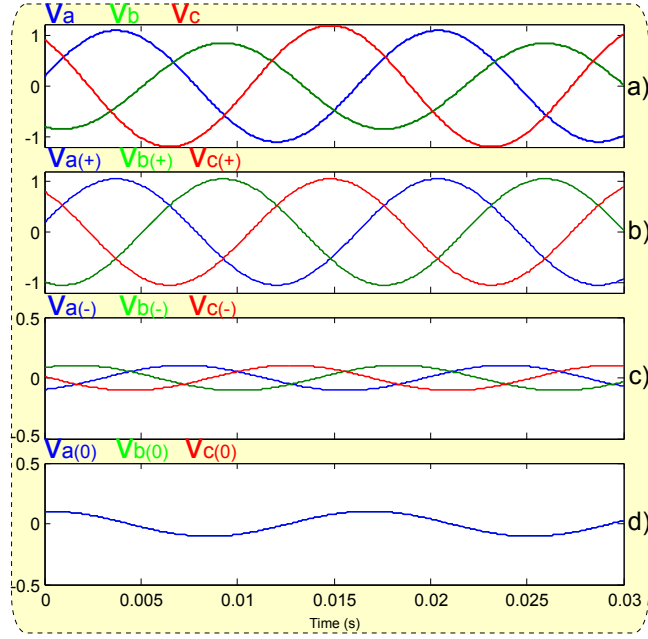


Figura 6 – Sistema Trifásico Desequilibrado. a) v_{abc} b) v_{abc}^+ c) v_{abc}^- d) v_{abc}^0 .

ortogonais. Esta transformação de potência invariante, é aplicada no domínio do tempo, multiplicando a matriz de transformação $[T_{\alpha\beta 0}]$ pelo vetor de tensões $[v_a, v_b, v_c]^T$.

$$v_{\alpha\beta 0} = [T_{\alpha\beta 0}] v_{abc} \quad (21)$$

$$[T_{\alpha\beta}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (23)$$

A matriz transformada de Clarke possui a propriedade de que sua matriz transposta é igual à sua matriz inversa.

$$[T_{\alpha\beta 0}]^{-1} = [T_{\alpha\beta 0}]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (24)$$

É importante ressaltar que após a aplicação da transformada nas tensões de um sistema trifásico abc temos que:

$$v_\alpha^2 + v_\beta^2 + v_0^2 = v_a^2 + v_b^2 + v_c^2 \quad (25)$$

E com relação a potência resultante temos:

$$p = \mathbf{v}_{\alpha\beta 0} \cdot \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{v}_{abc} \cdot \mathbf{i}_{abc} \quad (26)$$

2.4.1 Sistemas Equilibrados

A Figura (7) mostra a decomposição em $v_{\alpha\beta}$ de um sistema equilibrado v_{abc} , o módulo de v_{α} e v_{β} calculado como $\sqrt{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2}$ que permanece constante, e o ângulo θ calculado como sendo $\arctan\left(\frac{V_{\beta}}{V_{\alpha}}\right)$ que é uma forma de onda dente de serra perfeita.

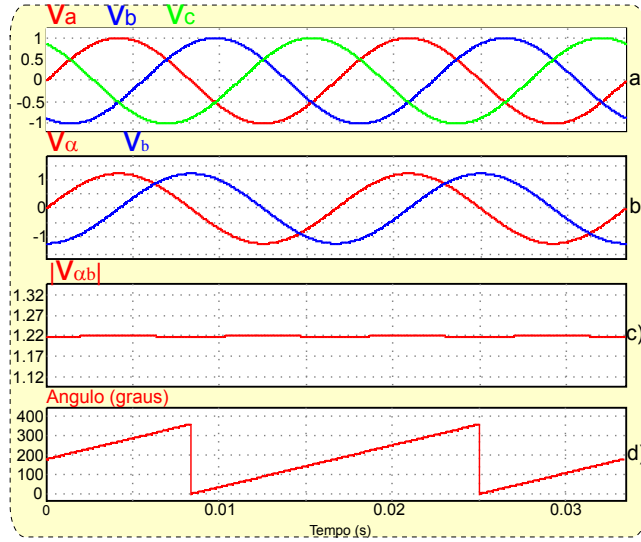


Figura 7 – Sistema Equilibrado a) v_{abc} b) $v_{\alpha\beta}$ c) $|v_{\alpha\beta}|$ d) Ângulo θ .

2.4.2 Sistemas Desequilibrados

A Figura (8) mostra a decomposição $v_{\alpha\beta}$ de um sistema desequilibrado v_{abc} , o módulo de $v_{\alpha\beta}$ calculado como $\sqrt{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2}$ que não é constante, e o ângulo θ calculado como sendo $\arctan\left(\frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}}\right)$ que não é uma onda dente de serra perfeita.

2.5 Componentes (dq)

Outra transformação matemática bastante utilizada para análise de sistemas trifásicos é a transformada dq (PARK, 1927), onde as componentes vetoriais $\alpha\beta$ podem ser convertidas em componentes vetoriais síncronas dq utilizando a matriz de transformação $[T_{dq0}]$ dada por:

$$[T_{dq0}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (27)$$

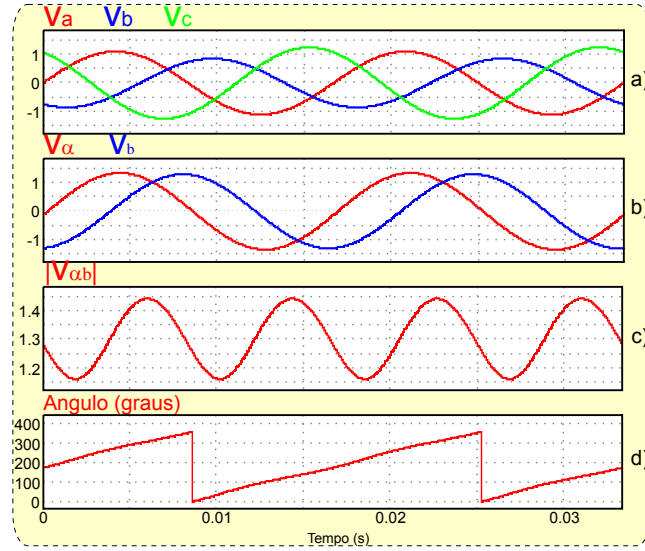


Figura 8 – Sistema Desequilibrado a) v_{abc} b) $v_{\alpha\beta}$ c) $|v_{\alpha\beta}|$ d) Ângulo θ .

Assim podemos escrever

$$\mathbf{v}_{dq0} = [T_{dq0}] \mathbf{v}_{\alpha\beta 0} \quad (28)$$

Resultado em

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (29)$$

também neste caso, temos que $[T_{dq0}]^{-1} = [T_{dq0}]^T$.

Em vários casos de análises de sistemas trifásicos, necessitamos somente das transformadas \mathbf{dq} , não sendo necessário o cálculo da transformada $\alpha\beta$. Assim podemos passar diretamente dos sistemas trifásicos abc para dq , sem passar por $\alpha\beta$, aplicando a matriz de transformação $[T_\theta]$, definida abaixo:

$$[\mathbf{T}_\theta] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (30)$$

$$\mathbf{v}_{dq0} = [\mathbf{T}_\theta] \mathbf{v}_{abc} \quad (31)$$

As tensões se comportam como na Equação (32).

$$v_d^2 + v_q^2 + v_0^2 = v_\alpha^2 + v_\beta^2 + v_0^2 = v_a^2 + v_b^2 + v_c^2 \quad (32)$$

e as potências como em (33).

$$p = \mathbf{v}_{dq0} \cdot \mathbf{i}_{dq0} = \mathbf{v}_{\alpha\beta 0} \cdot \mathbf{i}_{\alpha\beta 0} = \mathbf{v}_{abc} \cdot \mathbf{i}_{abc} \quad (33)$$

2.5.1 Sistemas Equilibrados

Considerando que a fase **a** e a componente **d** possuem o mesmo alinhamento no momento em que a fase **a** é nula, pode-se verificar que como mostrado na Figura 9, em um sistema trifásico equilibrado, a componente **d** é nula, e a componente **q** permanece constante no valor de pico das tensões **abc**.

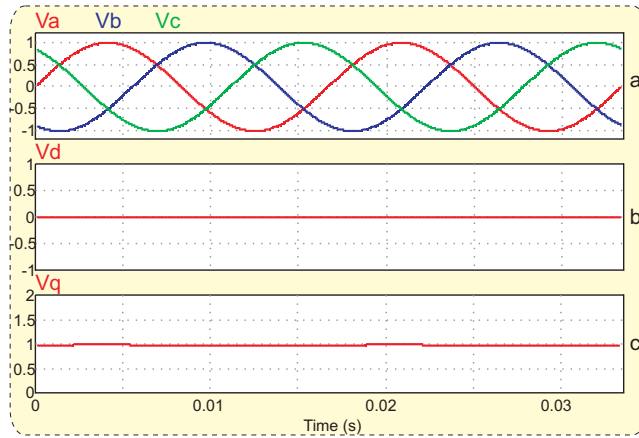


Figura 9 – Sistema Equilibrado a) v_{abc} b) V_d c) V_q .

2.5.2 Sistemas Desequilibrados

Considerando que a fase **a** e a componente **d** possuem o mesmo alinhamento no momento em que a fase **a** é nula, pode-se verificar que conforme Figura (10), em um sistema trifásico desequilibrado, a componente **d** oscila em torno do valor 0, e a componente **q** oscila em torno dos valores de pico das tensões **abc**.

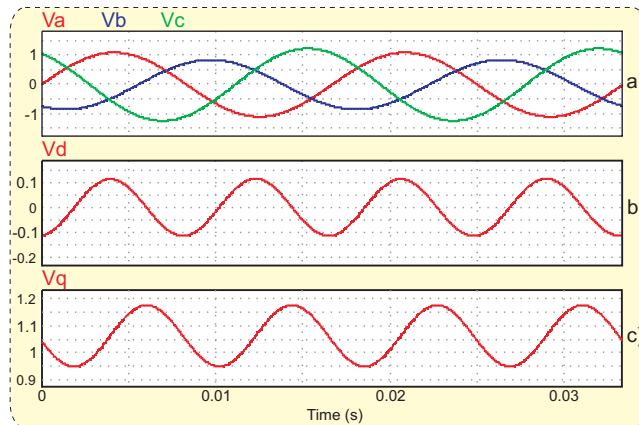


Figura 10 – Sistema Desequilibrado a) v_{abc} b) V_d c) V_q .

2.6 Componentes Simétricas Positivas e Negativas nas Transformadas $\alpha\beta$

No intuito de minimizar o esforço computacional na detecção de falhas em sistemas trifásicos, ao invés calcular as componentes trifásicas positivas e negativas das fases a, b e c individualmente para posteriormente analisarmos cada fase, calculamos as componentes simétricas de $\alpha\beta$, e assim podemos analisar o sistema, detectando falhas na amplitude, frequência e defasagem entre as fases. Desenvolvendo as equações apresentadas abaixo, e utilizando a transformada $[T_{\alpha\beta}]$ e a transformada $[T_{+-0}]$, podemos encontrar $V_{\alpha\beta}^+$ e $V_{\alpha\beta}^-$ de um sistema trifásico v_{abc} .

$$v_{\alpha\beta} = [T_{\alpha\beta}] v_{abc} \quad (34)$$

$$v_{abc} = [T_{\alpha\beta}]^{-1} v_{\alpha\beta} = [T_{\alpha\beta}]^T v_{\alpha\beta} \quad (35)$$

$$v_{\alpha\beta}^+ = [T_{\alpha\beta}] v_{abc}^+ = [T_{\alpha\beta}] [T_+] v_{abc} \quad (36)$$

$$T_{\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (37)$$

$$T_+ = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ \alpha^2 & 1 & \alpha \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix} \quad (38)$$

$$T_{\alpha\beta 0}^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (39)$$

$$v_{\alpha\beta 0}^+ = \begin{bmatrix} 1 & e^{\frac{-i\pi}{2}} & 0 \\ e^{\frac{-i\pi}{2}} & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} v_{\alpha\beta} \quad (40)$$

$$v_{\alpha\beta}^+ = [T_{\alpha\beta}] [T_+] [T_{\alpha\beta}]^T v_{\alpha\beta} \quad (41)$$

Substituindo as Equações (37),(38),(39) em (41), encontramos as componentes positiva de α e β .

$$v_{\alpha\beta}^+ = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -e^{\frac{-i\pi}{2}} \\ e^{\frac{-i\pi}{2}} & 1 \end{bmatrix} v_{\alpha\beta} \quad (42)$$

Para encontrar a componente negativa, basta substituir $[T_+]$ por $[T_-]$ nas equações anteriores.

$$v_{\alpha\beta}^- = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & e^{-\frac{i\pi}{2}} \\ -e^{-\frac{i\pi}{2}} & 1 \end{bmatrix} v_{\alpha\beta} \quad (43)$$

Fazendo $q = e^{-\frac{i\pi}{2}}$, onde o operador \mathbf{q} , que quando aplicado a um sinal de entrada, obtém-se uma saída com uma defasagem de 90° em relação ao sinal de entrada, temos:

$$[T_{\alpha\beta+}] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} \quad (44)$$

$$[T_{\alpha\beta-}] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & q \\ -q & 1 \end{bmatrix} \quad (45)$$

Em sistemas com tensões trifásicas equilibradas, a componente positiva se mantém constante, e componente negativa é nula. Já sistemas trifásicos com distúrbios ambos os valores oscilam com intensidade proporcional ao distúrbio existente. Pode-se utilizar as equações abaixo para calcular o módulo das componentes positivas e negativas de $\alpha\beta$.

$$|v^+| = \sqrt{(v_\alpha^+)^2 + (v_\beta^+)^2} \quad (46)$$

$$|v^-| = \sqrt{(v_\alpha^-)^2 + (v_\beta^-)^2} \quad (47)$$

2.6.1 Sistemas Equilibrados

A Figura 11(a) apresenta as formas de onda de um sistema trifásico equilibrado v_{abc} . Na Figura 11(b) temos estes sinais decompostos em $v_{\alpha\beta}$. Em sistemas equilibrados, o módulo da componente positiva de $\alpha\beta$ ($|v_{\alpha\beta}^+|$) é constante e igual ao valor de pico de $v_{\alpha\beta}$, como mostrado na Figura 11(c), e o módulo da componente negativa de $\alpha\beta$ ($|v_{\alpha\beta}^-|$) é nula, como mostrado na Figura 11(d). O transitório apresentado nas Figuras 11(c) e 11(d) ocorre no momento da partida do algoritmo.

2.6.2 Sistemas Desequilibrados

Já nos sistemas trifásicos desequilibrados, tem-se v_{abc} como mostrado na Figura 12(a). Na Figura 12(b) tem-se estes sinais decompostos em $v_{\alpha\beta}$. O módulo da componente positiva de $\alpha\beta$ ($|v_{\alpha\beta}^+|$) também é constante e mas é diferente ao valor de pico de $v_{\alpha\beta}$, como pode ser visto na Figura 12(c), e o módulo da componente negativa de $\alpha\beta$ ($|v_{\alpha\beta}^-|$) é diferente de zero, como na Figura 12(d). O transitório apresentado nas Figuras 12(c) e 12(d) ocorre no momento da partida do algoritmo.

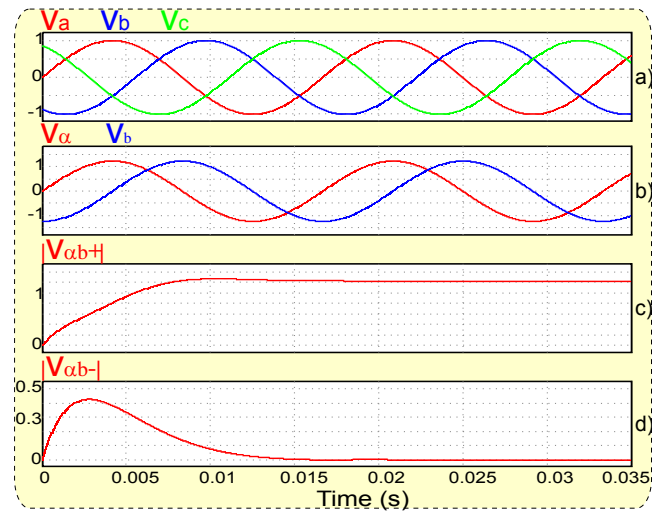


Figura 11 – Sistema Equilibrado a) V_{abc} b) $V_{\alpha\beta}$ c) Componente Positiva c) Componente Negativa.

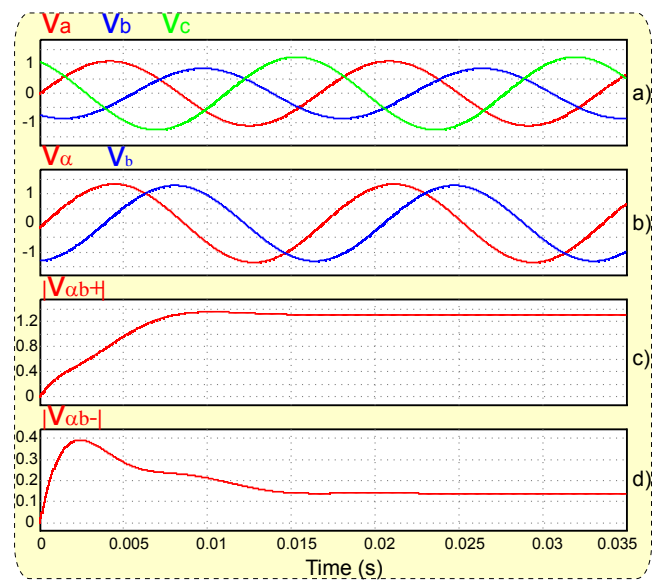


Figura 12 – Sistema Desequilibrado a) V_{abc} b) $V_{\alpha\beta}$ c) Componente Positiva c) Componente Negativa.

Extração das Componentes Simétricas

3.1 Introdução

Este capítulo apresenta uma metodologia para a extração das componentes simétricas em sistemas elétricos trifásicos. Esta metodologia é baseada em dois filtros adaptativos *Adaptive Filter* (AF), implementadas a partir do *Second Order Generalized Integrator* (SOGI), utilizando-se as componentes estacionárias $\alpha\beta$, e é capaz de executar uma excelente estimativa destas componentes instantâneas da tensão/corrente da rede sob condições de desequilíbrio e na presença de harmônicos. Analisa-se o desempenho do método de extração de componentes simétricas instantâneas, incluindo as diferentes variáveis de projeto. Além disso, o comportamento do método com a rede elétrica altamente desequilibrada é comprovada por meio de simulação, demonstrando a seu excelente desempenho.

Em primeiro lugar, é dada uma atenção especial à modelagem da estrutura SOGI. Em seguida, a aplicação do SOGI em sistemas trifásicos é apresentada, dando origem à uma estrutura denominada DSOGI.

Finalmente, o método é simulado e testado experimentalmente em situações específicas, necessárias para demonstrar o seu desempenho.

3.2 Filtros Adaptativos

O princípio de operação do SOGI apresentado neste capítulo é baseado na técnica de cancelamento de ruído (WIDROW et al., 1975). Uma versão modificada do cancelador de ruído adaptativo no domínio contínuo do tempo foi apresentado por (GLOVER, 1977), é mostrado na Figura 13. Pode-se perceber que um sinal auxiliar ω' é responsável por definir a frequência do sinal de interferência senoidal a ser cancelada, a partir do sinal de entrada v . Os blocos matemáticos seno e cosseno geram internamente sinais senoidais utilizados no AF. Considerando $k\varepsilon_v$ e v' como os sinais de entrada e saída respectivamente, a função de transferência do AF da Figura 13 é dada pela Equação (48), onde ω' é o valor da frequência do sinal a ser cancelado em rad/s e k é o ganho do cancelador.

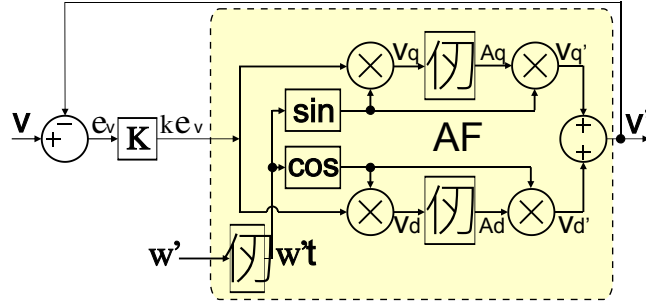


Figura 13 – Estrutura de um cancelador de ruído senoidal com frequência ω . Fonte: (GLOVER, 1977).

$$AF(s) = \frac{v'}{k\varepsilon_v}(s) = \frac{s}{s^2 + \omega'^2} \quad (48)$$

De fato, a função de transferência apresentada na Equação (48) corresponde à equação de um *Generalized Integrator* (GI) para sinais senoidais (YUAN et al., 2000). O GI é um conceito matemático que se origina a partir do princípio da convolução no domínio do tempo, onde a convolução de uma função senoidal com ela mesma, tem como resultado a própria função multiplicada pela variável tempo (com amplitude crescente) (YUAN et al., 2000). Como consequência, um bloco de processamento cuja função de transferência é igual a uma função senoidal na frequência ω' , que é o caso da Equação (48), vai agir como um *integrador em amplitude* para qualquer senoide com a mesma frequência aplicada à sua entrada.

O GI é a base dos controladores proporcionais ressonantes (TEODORESCU et al., 2006), e que pode ser aplicado tanto em implementações de AF quanto de *Phase Locked Loop* (PLL) (BRABANDERE et al., 2006).

Uma outra estrutura de GI mostrada na Figura 14 foi apresentada em (BRABANDERE et al., 2006), e apesar de possuir uma estrutura de blocos diferentes da Figura 13, sua função de transferência é exatamente igual a Equação (48), o que pode-se dizer que ambos vão exibir os mesmos desempenhos dinâmicos ao atuar como canceladores de ruídos.

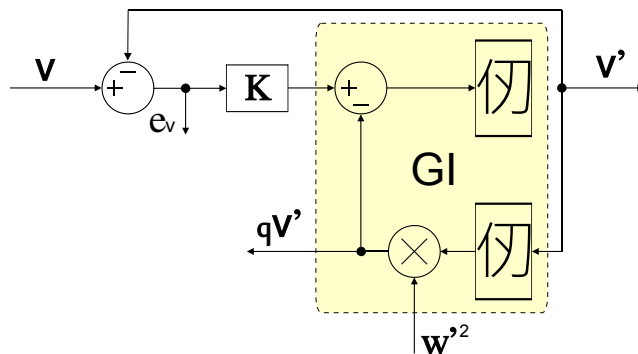


Figura 14 – Estrutura GI. Fonte: (BRABANDERE et al., 2006).

Uma característica interessante do GI da Figura 14, é que quando utilizado em conversores de tensão com a função de sincronização com a rede elétrica, possui a capacidade de gerar sinais de saída em quadratura. No controle de uma rede conectada a conversores de tensão, estes sinais em quadratura são utilizados para:

- ❑ Estimar o valor eficaz da tensão da rede;
- ❑ Calcular as referências de potência ativa e reativa;
- ❑ Calcular as componentes de sequência positiva e negativa em sistemas trifásicos.

Apesar dos sinais v' e qv' estarem em quadratura, a largura de banda e o ganho em estado estacionário têm uma dependência da frequência do filtro ω' que na verdade é a frequência de ressonância do GI. Entretanto, uma estrutura desenvolvida em (RODRIGUEZ et al., 2006), contempla a independência de ω' na largura de banda do filtro e nos ganhos dos sinais de v' e qv' , e é apresentada na secção 3.3.

3.3 AF baseado em um SOGI

Finalmente, em vez de modificar a estrutura do AF, uma estrutura alternativa para o GI é proposta por (RODRIGUEZ et al., 2006), com a finalidade de alcançar as funções de transferência escritas nas Equações (49) e (50). O GI apresentado na Figura 15 pode ser considerado como uma solução adequada para sincronizar conversores de energia conectados à rede, uma vez que a largura de banda do AF depende apenas do ganho k , e a amplitude dos sinais em fase e em quadratura v' e qv' corresponde à amplitude v do sinal quando a frequência de entrada ω é igual a frequência ω' do filtro, como mostrado na Figura 16.

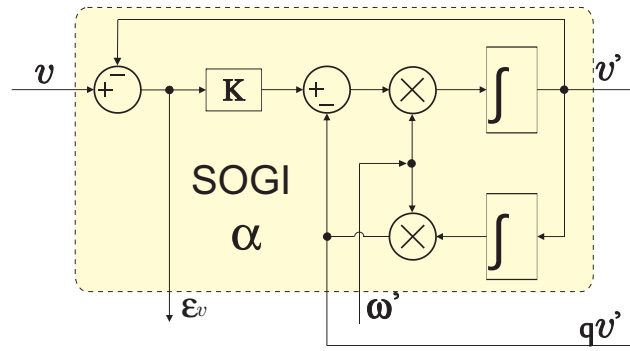


Figura 15 – Estrutura SOGI. Fonte: (RODRIGUEZ et al., 2006).

O novo integrador senoidal mostrado na Figura 15 é chamado de SOGI (RODRIGUEZ et al., 2006). Analisando o diagrama da Figura 15 podemos escrever:

$$v' = \frac{1}{s} \omega' [k(v - v') - qv'] \quad e \quad qv' = \frac{1}{s} v' \omega'$$

$$v' = \frac{1}{s}\omega' \left[kv - kv' - \frac{1}{s}v'\omega' \right] \Rightarrow v' = -\frac{1}{s}\omega'kv' - \frac{1}{s^2}\omega'^2v' + \frac{1}{s}kv\omega'$$

$$s^2v' = s\omega'kv - s\omega'kv' - \omega'^2v' \Rightarrow v' (s^2 + s\omega'k + \omega'^2) = vk\omega's$$

onde encontramos $D(s)$

$$D(s) = \frac{v'}{v}(s) = \frac{k\omega's}{s^2 + k\omega's + \omega'^2} \quad (49)$$

Da mesma forma, temos que:

$$v' = \frac{1}{s}\omega' [k(v - v') - qv'] \quad e \quad v' = \frac{qv's}{\omega'}$$

$$\frac{qv's}{\omega'} = \frac{1}{s}\omega' \left[k \left(v - \frac{qv's}{\omega'} \right) - qv' \right] \Rightarrow \frac{qv's}{\omega'} = \frac{\omega'kv}{s} - kqv' - \frac{qv'\omega'}{s}$$

$$qv's^2 = \omega'^2kv - kqv's\omega' - kqv'\omega'^2 \Rightarrow qv's^2 + kqv's\omega' + kqv'\omega'^2 = \omega'^2kv$$

e encontramos $Q(s)$

$$Q(s) = \frac{qv'}{v}(s) = \frac{k\omega'^2}{s^2 + k\omega's + \omega'^2} \quad (50)$$

Para encontrarmos $E(s) = \frac{\varepsilon_v}{v}$, temos:

$$\varepsilon_v = v - v' \quad e \quad \frac{v'}{v} = \frac{s\omega'k}{s^2 + s\omega'k + \omega'^2}$$

$$\varepsilon_v = v - v \frac{s\omega'k}{s^2 + s\omega'k + \omega'^2} \Rightarrow \frac{\varepsilon_v}{v} = 1 - \frac{s\omega'k}{s^2 + s\omega'k + \omega'^2} = \frac{s^2 + s\omega'k + \omega'^2 - s\omega'k}{s^2 + s\omega'k + \omega'^2}$$

$$E(s) = \frac{\varepsilon_v}{v}(s) = \frac{s^2 + \omega'^2}{s^2 + k\omega's + \omega'^2} \quad (51)$$

A partir das equações abaixo, podemos encontrar também $SOGI(s) = \frac{v'}{k\varepsilon_v}$.

$$v' = \frac{1}{s}\omega' [k\varepsilon_v - qv'] \quad e \quad qv' = \frac{1}{s}v'\omega'$$

$$v' = \frac{1}{s}\omega'k\varepsilon_v - \frac{1}{s}\omega'\frac{1}{s}v'\omega' \Rightarrow s^2v' = s\omega'k\varepsilon_v - \omega'^2v' \Rightarrow v's^2 + v'\omega'^2 = s\omega'k\varepsilon_v$$

$$SOGI(S) = \frac{v'}{k\varepsilon_v}(s) = \frac{\omega's}{s^2 + \omega'^2} \quad (52)$$

(RODRIGUEZ et al., 2006)

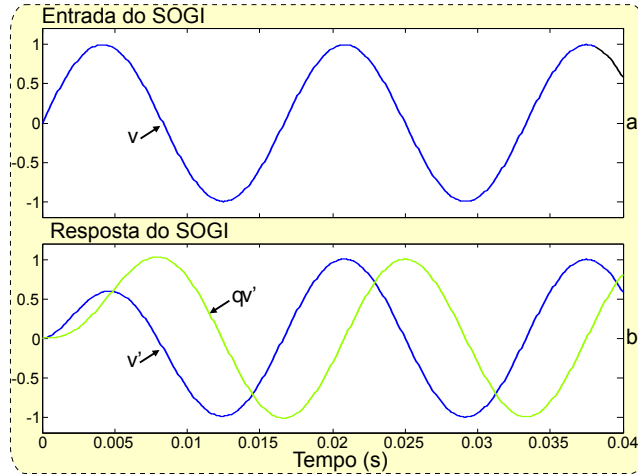


Figura 16 – a) Sinal de entrada senoidal v aplicado no diagrama de blocos da Figura 15.
b) Sinal de resposta de v' qv' do circuito da Figura 15.

3.4 Estabilização do SOGI

A partir das funções de transferência (49) e (50), e considerando que o sinal de entrada é um sinal senoidal de frequência ω constante ($v = V \sin(\omega t)$), e que $\omega' \rightarrow \omega$, podemos calcular as transformadas inversas de Laplace de $D(s) \cdot \frac{\omega}{s^2 + \omega^2}$ e de $Q(s) \cdot \frac{\omega}{s^2 + \omega^2}$, e encontrar a resposta do SOGI da Figura 15 em função do tempo, que é escrita a partir das Equações (53) e (54), onde $k < 2$.

$$v' = V \cdot \sin(\omega t) - \frac{V}{\sqrt{1 - k^2/4}} \sin\left(\sqrt{1 - k^2/4} \omega t\right) e^{-\frac{k\omega}{2}t} \quad (53)$$

$$qv' = -V \cdot \cos(\omega t) - \frac{V}{\sqrt{1 - k^2/4}} \cos\left(\sqrt{1 - k^2/4} \omega t\right) e^{-\frac{k\omega}{2}t} \quad (54)$$

Como proposto em (FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAEINI, 2001), o tempo de estabilização de uma sistema de segunda ordem pode ser estimado por $t_s = 4,6\tau$. Nas Equações (53) e (54), $\tau = \frac{2}{k\omega'}$, assim o tempo de estabilização do SOGI pode ser aproximado por (55).

$$t_{s(SOGI)} = \frac{9,2}{k\omega'} \quad (55)$$

Como pode-se concluir a partir da Equação (55), quanto maior for o valor de k mais rápido será o tempo de estabilização do SOGI. No entanto, o ganho k afeta também a largura de banda do SOGI, onde um valor muito alto de k reduziria a sensibilidade do SOGI com relação aos harmônicos na entrada, mas por outro lado, um valor muito baixo para k dá origem a uma resposta transitória muito longa não amortecida do SOGI. O diagrama de Bode da Equação (49) para valores de $k = 0,5$, $\sqrt{2}$ e 2 é apresentado na Figura 17.

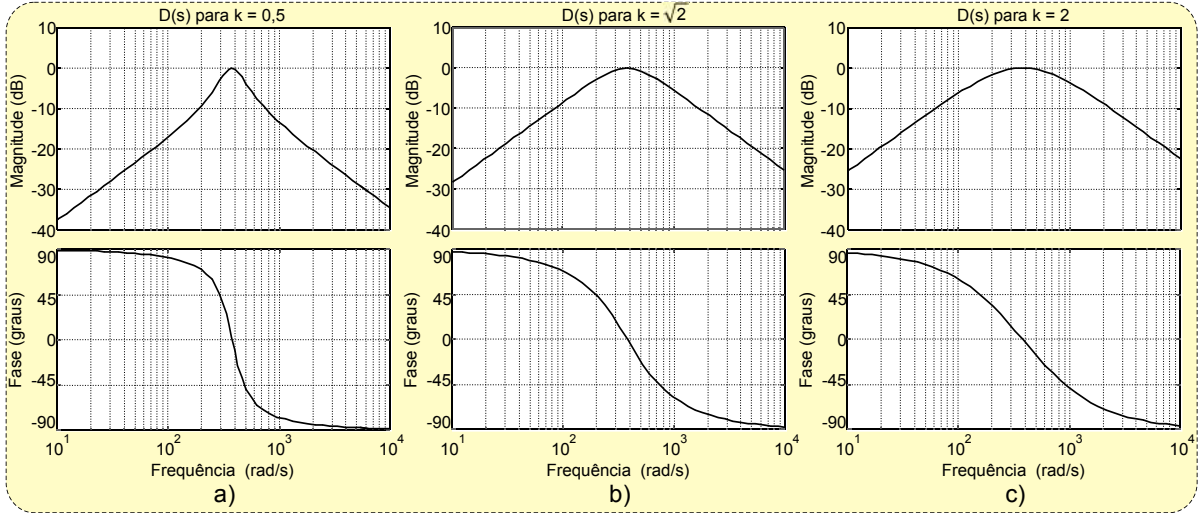


Figura 17 – Diagramas de Bode das funções de transferência $D(s)$ para $\omega = 377 \text{ rad/s}$, para diferentes valores de k . a) Resposta de $D(s)$ para $k = 0,5$. b) Resposta de $D(s)$ para $k = \sqrt{2}$. c) Resposta de $D(s)$ para $k = 2$.

A Figura 18 mostra os erros ε_v do SOGI da Figura 15, considerando diferentes valores de k . Em todos os casos, a amplitude do sinal de entrada senoidal cai para 20% do seu valor nominal em 0,1s enquanto que a frequência é mantida constante em 60Hz. A Figura 18 (a) apresenta o sinal de entrada normalizado v , e as Figuras 18 (b) (c) (d) apresentam os erros ε_v do SOGI para os valores de k igual a 0,5, $\sqrt{2}$ e 2 respectivamente.

Pode-se concluir a partir da Figura 18, que a melhor situação entre a resposta dinâmica e as oscilações pode ser conseguido com $k = \sqrt{2}$. O tempo de assentamento em resposta da SOGI pode ser obtido a partir da Equação (55), que corresponde a 17 ms para $k = \sqrt{2}$.

3.5 SOGI aplicado a sistemas trifásicos

Atualmente, uma grande quantidade de conversores de potência trifásicos estão conectados a redes trifásicas. Nesta Seção, uma extensão do algoritmo SOGI monofásico será proposto para aplicações trifásicas. Este algoritmo de sincronização permite encontrar uma estimativa das componentes instantâneas simétricas da tensão de rede e da frequência no domínio $\alpha\beta$, sem a necessidade do uso de qualquer referência síncrona - *Synchronous Reference Frame* (SRF).

3.5.1 Componentes simétricos instantâneos

De acordo com o método de Lyon (LYON, 1937), um vetor de tensão V_{abc} consiste em três sinais senoidais desequilibrados que podem ser divididos em suas sequências instantâneas positiva, negativa e zero.

$$v_{abc} = v_{abc}^+ + v_{abc}^- + v_{abc}^0$$

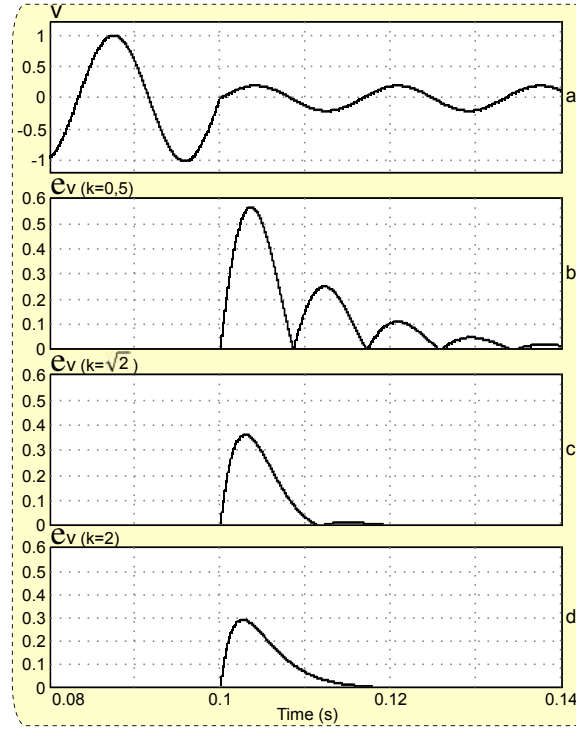


Figura 18 – a) Sinal de entrada com uma queda de 80% do valor inicial em 0,1 s. b) Estabilização de ε_v para $k = 0,5$. c) Estabilização de ε_v para $k = \sqrt{2}$. d) Estabilização de ε_v para $k = 2$.

Estas componentes podem ser encontradas através das transformadas de Lyon $[T_+]$, $[T_-]$ e $[T_0]$. A maioria dos conversores de energia conectados à rede trifásica empregam uma conexão de três fios. Portanto, a corrente injetada na rede é exclusivamente sincronizada com a componente de sequência positiva e negativa da tensão de rede. Como consequência direta, um vetor de tensão trifásico pode ser representado em um referencial ortogonal por meio de dois sistemas independentes de variáveis $\alpha\beta$, graças à transformação de Clarke (CLARKE, 1950). Além disso, aproveitando as transformações de Lyon, as componentes de tensão instantânea positiva e negativa de $\alpha\beta$, podem ser calculadas como escrito em (56) e (57), em que $q = e^{-j(\pi/2)}$ é um operador de atraso de fase de deslocamento de 90° aplicado no domínio de tempo para obter uma versão em quadratura das formas de onda de entrada .

$$v_{\alpha\beta}^+ = [T_{\alpha\beta}] v_{abc}^+ = [T_{\alpha\beta}] [T_-] v_{abc} = [T_{\alpha\beta}] [T_+] [T_{\alpha\beta}]^T v_{\alpha\beta} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} v_{\alpha\beta} \quad (56)$$

$$v_{\alpha\beta}^- = [T_{\alpha\beta}] v_{abc}^- = [T_{\alpha\beta}] [T_-] v_{abc} = [T_{\alpha\beta}] [T_-] [T_{\alpha\beta}]^T v_{\alpha\beta} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & q \\ -q & 1 \end{bmatrix} v_{\alpha\beta} \quad (57)$$

3.5.2 Estrutura DSOGI

Trabalhando no domínio $\alpha\beta$, uma aplicação ideal do conceito SOGI para aplicativos de sincronização de rede trifásica pode ser encontrada, dando origem ao que é conhecido como o DSOGI (RODRIGUEZ et al., 2006), que é apresentada graficamente na Figura 19.

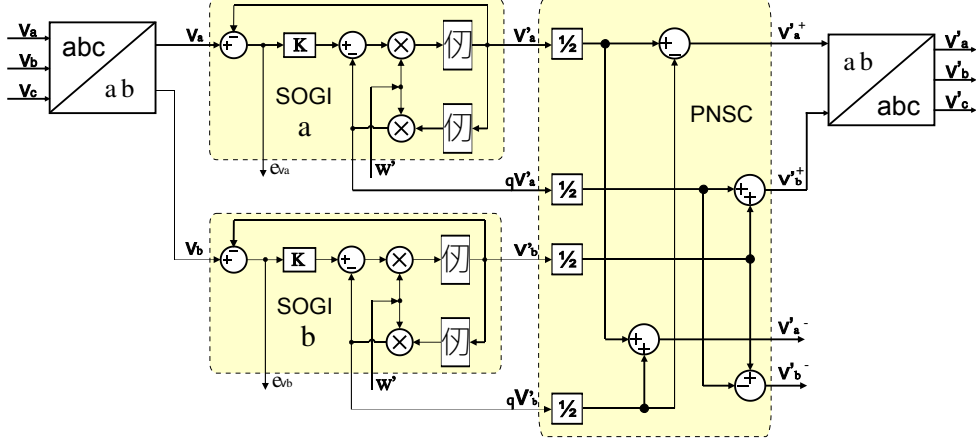


Figura 19 – Diagrama de blocos do DSOGI-PNSC. Fonte (RODRIGUEZ et al., 2006).

Como pode ser visto, apenas dois SOGIs são necessários para calcular as componentes simétricas de uma aplicação trifásica, um para calcular a componente α ($AF(\alpha)$) e outro para a componente β ($AF(\beta)$). No DSOGI da Figura 19, os dois SOGIs estão dispostos em paralelo para proporcionar os sinais de entrada para o bloco *Positive Negative Sequence Control* (PNSC), que implementa as transformações indicadas nas Equações (56) e (57).

Considerando-se que no domínio da frequência as componentes da sequência positiva $\alpha\beta$ de um vetor de tensão equilibrada na frequência ω mantém a relação de espaço de estado apresentada em (58).

$$v_\beta(j\omega) = -jv_\alpha(j\omega) \quad e \quad v_\alpha(j\omega) = jv_\beta(j\omega) \quad (58)$$

Transformando as funções de transferência do SOGI para o domínio da frequência ($s = j\omega$), encontramos $D(j\omega)$ e $Q(j\omega)$, podendo escreve-las como abaixo:

$$D(s) = \frac{k\omega's}{s^2 + k\omega's + \omega'^2} \Rightarrow D(j\omega) = \frac{k\omega'\omega}{k\omega\omega' + j(\omega^2 - \omega'^2)}$$

$$Q(s) = \frac{k\omega'^2}{s^2 + k\omega's + \omega'^2} \Rightarrow Q(j\omega) = \frac{k\omega'^2}{(\omega'^2 - \omega^2) + jk\omega\omega'}$$

A sequência positiva do vetor de tensão detectado pelo DSOGI pode ser escrita como se mostra em (59).

$$\begin{bmatrix} v_\alpha^+ \\ v_\beta^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v'_\alpha \\ v'_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} D(j\omega) & -Q(j\omega) \\ Q(j\omega) & D(j\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} =$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} D(j\omega)v_\alpha - Q(j\omega)v_\beta \\ Q(j\omega)v_\alpha + D(j\omega)v_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} D(j\omega)v_\alpha - Q(j\omega)(-jv_\alpha) \\ Q(j\omega)(jv_\beta) + D(j\omega)v_\beta \end{bmatrix} \\
\begin{bmatrix} v_\alpha^+ \\ v_\beta^+ \end{bmatrix} &= \frac{1}{2} (D(j\omega) + jQ(j\omega)) \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \frac{k\omega'(\omega + \omega')}{k\omega'\omega + j(\omega^2 - \omega'^2)} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (59)
\end{aligned}$$

A relação entre a amplitude da componente de sequência positiva detectada pelo SOGI e a amplitude real da componente positiva de tensão aplicada na sua entrada é representada por $P(j\omega) = \frac{|v_{\alpha\beta}^{+'}|}{|v_{\alpha\beta}^+|}$.

$$P(j\omega) = \frac{|v_{\alpha\beta}^{+'}|}{|v_{\alpha\beta}^+|} = \frac{1}{2} \frac{k\omega'(\omega + \omega')}{k\omega'\omega + j(\omega^2 - \omega'^2)}$$

O diagrama de Bode desta função de transferência é apresentada na Figura 20, e conclui-se que o DSOGI atua como um filtro passa-baixa nas condições descritas.

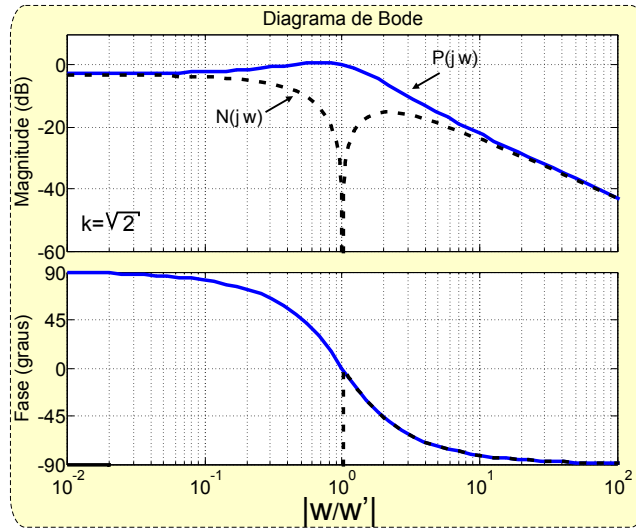


Figura 20 – a) A resposta em frequência do DSOGI para as componentes da sequência positiva $P(j\omega)$, e negativa $N(j\omega)$.

Da mesma forma, a resposta do sistema quando da entrada de componentes de sequência negativa pode ser encontrada substituindo ω por $-\omega$.

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v_\alpha^+ \\ v_\beta^+ \end{bmatrix} &= \frac{1}{2} (D(j\omega) - jQ(j\omega)) \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \frac{k\omega'(\omega - \omega')}{k\omega'\omega + j(\omega^2 - \omega'^2)} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (60) \\
N(j\omega) &= \frac{|v_{\alpha\beta}^{+'}|}{|v_{\alpha\beta}^-|} = \frac{1}{2} \frac{k\omega'(\omega - \omega')}{k\omega'\omega + j(\omega^2 - \omega'^2)}
\end{aligned}$$

Já a relação entre a amplitude da componente de sequência positiva detectada, e a amplitude real da componente negativa da tensão aplicada na sua entrada é representada

por $N(j\omega) = \frac{|v_{\alpha\beta}^{+'}|}{|v_{\alpha\beta}^{-}|}$. O diagrama de Bode desta função também é apresentada na Figura 20, e neste caso conclui-se que o DSOGI atua como um filtro rejeita-faixa para as condições descritas.

3.6 Simulação

Com o objetivo de verificar a resposta dinâmica do DSOGI-PNSC em sinais trifásicos, foi implementada no software PSIM uma simulação do diagrama de blocos mostrado na Figura 19. O DSOGI-PNSC foi sintonizado a uma frequência de 60Hz ($\omega = 376,9911$) e o ganho k igual a $\sqrt{2}$. Inicialmente as tensões de entrada v_{abc} foram geradas com valores de pico de 100 Volts, e frequência da rede de 60 Hz. A 100 ms foi adicionado às tensões de entrada v_{abc} uma 5^h harmônica correspondente a 10% da tensão inicial, com mostrado na Figura 21(a). A Figura 21(b) apresenta as tensões v_{abc} transformadas para o sistema estacionário $v_{\alpha\beta}$. A Figura 21(c) apresenta as componentes positivas do sinal de entrada, calculadas pelo DSOGI. A Figura 21(d) apresenta as componentes negativas do sinal de entrada, calculadas pelo DSOGI. A Figura 21(e) apresenta as tensões de saída filtradas v'_{abc} calculadas a partir das componentes positivas encontrada pelo DSOGI-PNSC.

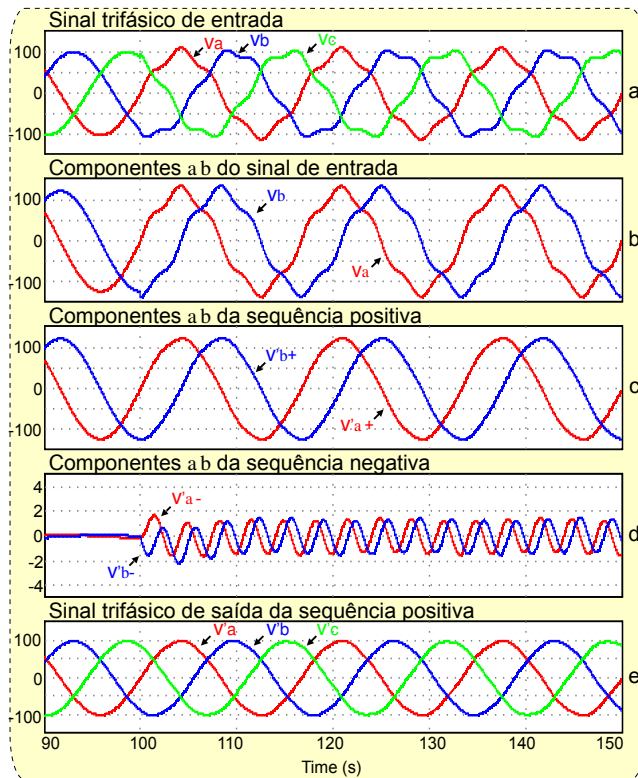


Figura 21 – a) Sinal trifásico de entrada. b) Sinal α e β da entrada. c) Componente positiva de α e β calculada pelo DSOGI. d) Componente negativa de α e β calculada pelo DSOGI. e) Sinal trifásico de saída filtrado.

Analisando os gráficos das simulações, observamos que o SOGI-PNSC teve uma resposta dinâmica satisfatória, e filtrou com eficiência as componentes de 5^a harmônica geradas pela simulação.

3.7 Conclusão

Um conceito de extração das componentes simétricas instantâneas em sistemas trifásicos é apresentado. As simulações demonstram que quando da inclusão de tensões harmônicas, o DSOGI-PNSC apresentou rapidez e estabilidade nas respostas, eliminando as tensões harmônicas existentes. Neste capítulo foram apresentados os seguintes módulos/blocos, que se posicionam como opções eficazes para o desenvolvimento de sistemas de controle aplicados a redes elétricas:

- SOGI: Geração de sinais senoidais em quadratura;
- DSOGI: Combinação de dois SOGIs para a geração de sinais senoidais em quadratura de sinais trifásicos;
- PNSC: Gera as componentes simétricas instantâneas a partir das componentes estacionárias $\alpha\beta$ e de seus respectivos sinais em quadratura.

O uso da estrutura DSOGI-PNSC para a geração de componentes simétricas instantâneas em sistemas trifásicos permite a redução do custo computacional, já que nas transformações estacionárias e ortogonais $\alpha\beta$ realizadas não utilizam operações trigonométricas.

Sincronização do filtro SOGI com o sinal de entrada

4.1 Introdução

Neste capítulo será apresentado o *Frequency Locked Loop* (FLL), o qual constitui um sistema em malha fechada capaz de determinar a frequência central de um sinal de entrada a partir de sinais gerados pelo SOGI.

Em primeiro lugar, é dada uma atenção especial à modelagem do bloco FLL, e à sua combinação com o SOGI apresentado no Capítulo 3. O conjunto SOGI-FLL utilizado em sistemas monofásicos é analisado em profundidade, onde o desempenho FLL é linearizado e o ajuste dos parâmetros do sistema é discutido. Em seguida, a aplicação do SOGI-FLL em sistemas trifásicos é apresentada, dando origem a uma nova estrutura denominada *Dual Second Order Generalized Integrator - Frequency Locked Loop* (DSOGI-FLL).

Finalmente, o método é simulado em situações específicas, necessárias para demonstrar o desempenho do mesmo. Tais situações são principalmente aquelas em que a rede elétrica é submetida às mais diversas condições de distúrbios elétricos, tais como tensões/correntes desbalanceadas, alterações na frequência, e saltos de fase.

4.2 FLL - Sincronização de um sistema monofásico

O FLL foi apresentado por (RODRIGUEZ et al., 2006) como um efetivo mecanismo de detecção de frequência de um SOGI, e seu diagrama de blocos é mostrado na Figura 22. A função do FLL é ajustar a frequência do sinal de entrada do SOGI, com o objetivo de alcançar um conjunto equilibrado de saídas em fase e em quadratura, com as amplitudes corretas.

Considerando-se que a função de transferência $E(s)$ tal como escrito na Equação (51), relacionando o sinal de erro ε_v ao sinal de entrada v , e $Q(s)$ tal como escrito na Equação

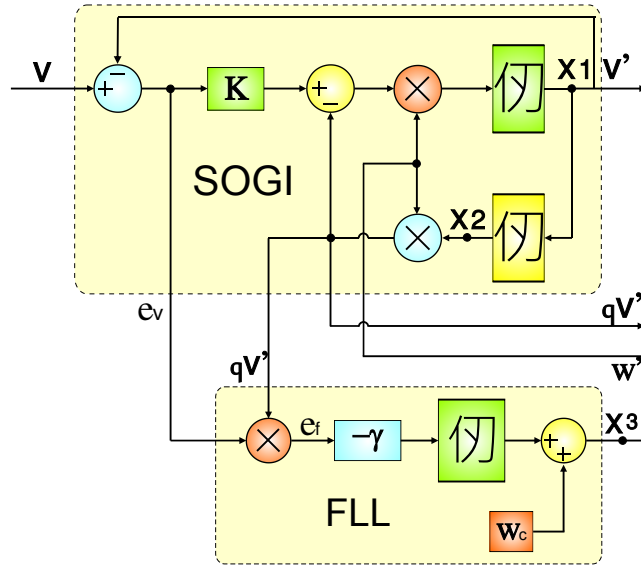


Figura 22 – FLL acoplado no SOGI (SOGI-FLL).

(50), relacionando o sinal em quadratura qv' ao sinal de entrada v , e traçando o diagrama de Bode de $E(s)$ e $Q(s)$ juntos como mostrado na Figura 23, observa-se que os sinais qv' e ε_v estão em fase quando a frequência de entrada é menor que a frequência de ressonância do SOGI ($\omega < \omega'$) e eles estão em fases opostas quando $\omega > \omega'$.

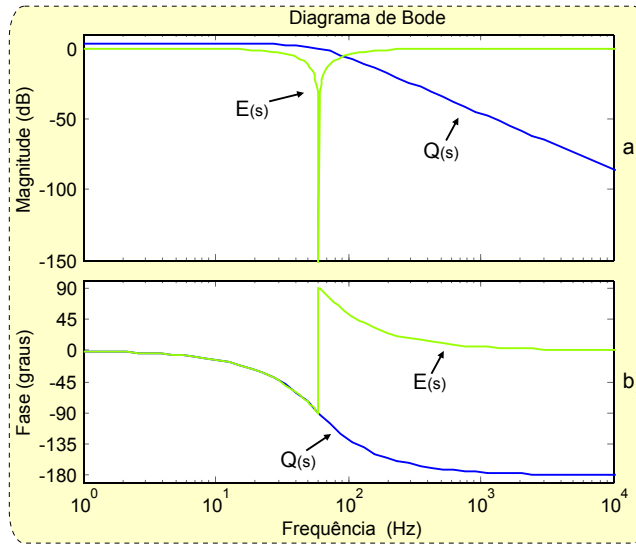


Figura 23 – Diagrama de Bode das funções de transferência $E(s)$ e $Q(s)$. a) Ganho em amplitude; b) Ganho de Fase.

Como escrito em (RODRIGUEZ et al., 2011):

Se o erro de um desvio de frequência é definido como o produto de qv' por ε_v , o valor médio de ε_f será positivo quando $\omega < \omega'$, zero quando $\omega = \omega'$, e negativa quando $\omega > \omega'$, como mostrado na Figura 23. Assim, como ilustrado na Figura 22, um controlador integrador com um ganho $-\gamma$ pode ser usado

para cancelar a componente DC de ε_f , alterando a frequência de ressonância ω' do SOGI até a frequência de entrada ω .

Como mostrado na Figura 22, o valor nominal da frequência de rede pode ser somado à saída do FLL como uma variável de realimentação ω_c para acelerar o processo de sincronização inicial.

A combinação dos blocos SOGI e FLL, como mostrado na Figura 22, dá origem a um sistema de sincronização monofásica conhecido como SOGI-FLL. No SOGI-FLL, a frequência de entrada é detectada diretamente pelo FLL, enquanto que a estimativa do ângulo de fase e a amplitude do vetor de entrada virtual v' pode ser calculado indiretamente como está escrito na equação (61).

$$|v'| = \sqrt{(v')^2 + (qv')^2}; \quad \angle v' = \arctan\left(\frac{qv'}{v'}\right) \quad (61)$$

em que v' e qv' são os sinais em fase e em quadratura do sinal de entrada v . O desempenho e a resposta dinâmica do SOGI-FLL dependem, principalmente, da seleção adequada dos parâmetros de controle k e γ .

Para melhor visualizar a resposta de ε_f no SOGI-FLL, fez-se a simulação do diagrama da Figura 22 com $k = \sqrt{2}$, mas sem a realimentação da frequência detectada ω' ($\gamma = 0$), fixando a frequência do SOGI em 60 Hz. Aplicou-se um sinal de entrada senoidal v com valor de pico igual a 1 V. A Figura 24 apresenta as respostas de ε_f para a frequência do sinal de entrada igual (60 Hz), menor (55 Hz), e maior (65 Hz) que a fixada no SOGI. Observando a simulações da Figura 24 e analisando o diagrama de Bode da Figura 23 pode-se verificar que o resultado encontrado foi o previsto e descrito anteriormente.

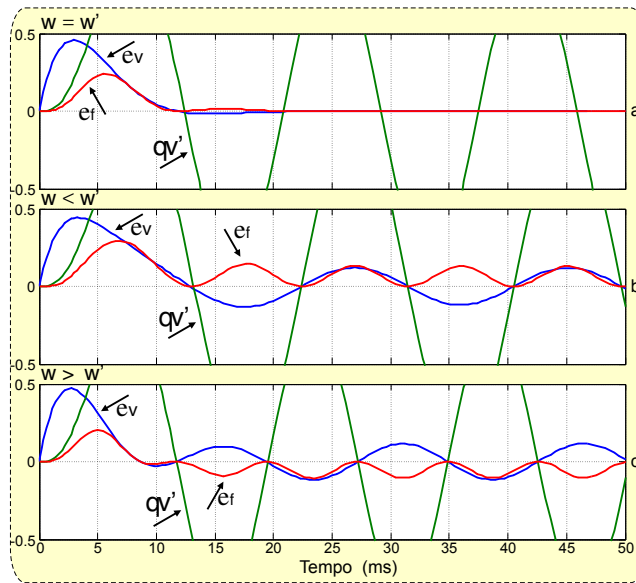


Figura 24 – Simulações para o SOGI sintonizado a 60Hz. Gráfico das respostas qv' , ε_v e ε_f para um sinal de entrada senoidal v . a) v com frequência $\omega = 60Hz$. b) v com frequência $\omega = 55Hz$. c) v com frequência $\omega = 65Hz$.

4.3 Análise de Estabilidade do SOGI-FLL

De acordo com (FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAEINI, 2001), a análise de estabilidade de um sistema pode ser realizada representando o mesmo no domínio do tempo, por suas equações de espaço de estado:

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

$$y(t) = Cx(t) + Du(t)$$

De acordo com (RODRIGUEZ et al., 2011), x_1 e x_2 foram definidas como as variáveis de estado do SOGI-FLL, conforme ilustrado na Figura 25.

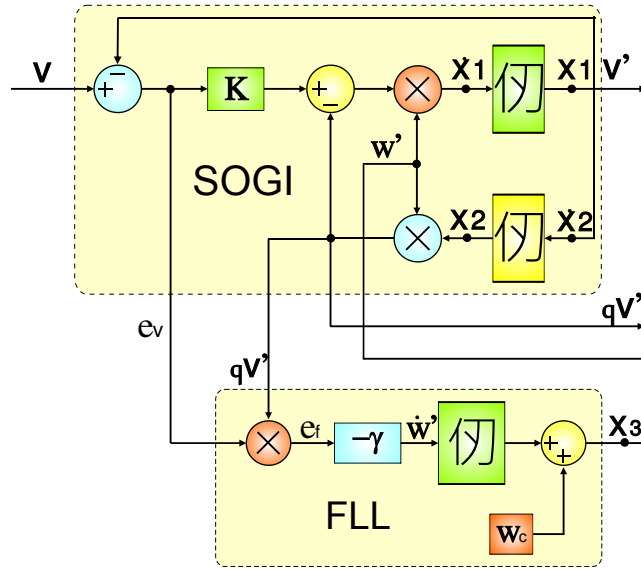


Figura 25 – Variáveis de estado indicadas no SOGI-FLL.

Considerando um sistema com duas variáveis de estado, com uma entrada e duas saídas, podemos escrever:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} u_1 \quad (62)$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{21} & c_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} u_1 \quad (63)$$

A Equação (62) indica que a variação dos valores nas variáveis de estado depende dos valores de tais variáveis e da entrada do sistema. Já a Equação (63) indica que os valores de saída do sistema dependem dos valores das variáveis de estado atual e da entrada atual do sistema.

Analisando a Equação (62) e a Figura 25 e considerando a entrada igual a v podemos escrever:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= \omega' (k(v - v') - x_2\omega') \\ \dot{x}_1 &= -k\omega'x_1 - \omega'^2x_2 + k\omega'v \\ \dot{x}_2 &= x_1\end{aligned}$$

Pela equação (63), e considerando $y_1 = v'$ e $y_2 = qv'$, também temos:

$$\begin{aligned}v' &= x_1 \\ qv' &= \omega'x_2\end{aligned}$$

Inserindo estas informações na equações (62) e (63), encontramos:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k\omega' & -\omega'^2 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} k\omega' \\ 0 \end{bmatrix} v \quad (64)$$

$$\begin{bmatrix} v' \\ qv' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \omega' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (65)$$

Analisando o diagrama mostrado na Figura 22, e considerando x o vetor de estado de entrada do SOGI e y o vetor de saída, temos que a equação de estado que descreve o comportamento do FLL é mostrada por (66)

$$\dot{w}' = -\gamma x_2\omega' (v - x_1) \quad (66)$$

Em condições de funcionamento estáveis, temos $v' = v$, que é o mesmo que $x_1 = v$, $(\dot{w}')' = 0$ e $\omega = \omega'$, sendo assim, a Equação (64) pode ser escrita como na Equação (67). As variáveis de estado estacionárias são indicadas com uma barra superposta.

$$\dot{\bar{x}}_{|\bar{\omega}'=0|} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{x}}_1 \\ \dot{\bar{x}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega'^2 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \end{bmatrix} \quad (67)$$

Os autovalores da Jacobiana que podem ser obtidos a partir da equação (67) tem a parte real nula, o que confirma o comportamento ressonante do sistema, já que o estado estacionário permanece em uma órbita angular com frequência ω' .

Para uma entrada de sinal senoidal $v = V \sin(\omega t + \phi)$, o vetor do estado estacionário de saída será determinado pela Equação (68).

$$\bar{y} = \begin{bmatrix} v' \\ qv' \end{bmatrix} = V \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \phi) \\ -\cos(\omega t + \phi) \end{bmatrix} \quad (68)$$

Se a frequência do FLL for intencionalmente fixada em uma frequência diferente do sinal de entrada, teremos em $\omega \neq \omega'$. Fazendo $\gamma = 0$, o vetor de saída se manteria em uma órbita estável definida por (69), onde $|D(j\omega)|$ e $\angle D(j\omega)$ podem ser escritas como representado por (70).

$$\bar{y}' = V \begin{bmatrix} |D(j\omega)| \cdot \sin(\omega t + \phi + \angle D(j\omega)) \\ |Q(j\omega)| \cdot -\cos(\omega t + \phi + \angle D(j\omega)) \end{bmatrix} = V |D(j\omega)| \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \phi + \angle D(j\omega)) \\ \frac{|Q(j\omega)|}{|D(j\omega)|} \cdot -\cos(\omega t + \phi + \angle D(j\omega)) \end{bmatrix}$$

A partir da Equação (49) e (50), temos:

$$\frac{Q(j\omega)}{D(j\omega)} = \frac{\left(\frac{k\omega'^2}{s^2 + k\omega's + \omega'^2} \right)}{\left(\frac{k\omega's}{s^2 + k\omega's + \omega'^2} \right)} = \frac{\omega'}{s} = \frac{\omega'}{j\omega} \Rightarrow \frac{|Q(j\omega)|}{|D(j\omega)|} = \frac{\omega'}{\omega}$$

$$\bar{y}' = V |D(j\omega)| \begin{bmatrix} \sin(\omega t + \phi + \angle D(j\omega)) \\ -\frac{\omega'}{\omega} \cos(\omega t + \phi + \angle D(j\omega)) \end{bmatrix} \quad (69)$$

Onde a partir da Equação (49) e fazendo $s = j\omega$, temos:

$$|D(j\omega)| = \frac{k\omega\omega'}{\sqrt{(k\omega\omega')^2 + (\omega^2 - \omega'^2)^2}} \quad e \quad \angle D(j\omega) = \arctan\left(\frac{\omega'^2 - \omega^2}{k\omega\omega'}\right) \quad (70)$$

4.4 Estabilização do FLL

Pegando o valor médio de v a partir da Equação (64), podemos encontrar:

$$\bar{\varepsilon}_v = (v - \bar{x}_1) = \frac{1}{k\omega'} \left(\dot{\bar{x}}_1 + \omega'^2 \bar{x}_2 \right) \quad (71)$$

Substituindo a Equação (67) em (71), temos:

$$\bar{\varepsilon}_v = \frac{\bar{x}_2}{k\omega'} (\omega'^2 - \omega^2) \quad (72)$$

Analisando o diagrama da Figura 22, podemos escrever:

$$\bar{\varepsilon}_f = \omega' \bar{x}_2 \bar{\varepsilon}_v \quad (73)$$

E substituindo (72) em (73) temos (74).

$$\bar{\varepsilon}_f = \frac{\bar{x}_2^2}{k} (\omega'^2 - \omega^2) \quad (74)$$

Técnicas de análise de controle linear não podem ser aplicadas diretamente para determinar o valor do ganho γ do FLL, uma vez que a malha de ajuste de frequência é altamente não linear. Por isso, algumas suposições devem ser feitas para determinar o desempenho do FLL (RODRIGUEZ et al., 2008). Considerando $\omega \approx \omega'$ podemos aproximar que $\omega'^2 - \omega^2 \approx 2(\omega' - \omega)\omega'$, e substituindo (74) em (66) podemos escrever (75)

$$\dot{\omega}' = -\gamma \bar{\varepsilon}_f = -\gamma \frac{\bar{x}_2^2}{k} (\omega'^2 - \omega^2) \approx -2\frac{\gamma}{k} \bar{x}_2^2 (\omega' - \omega) \omega' \quad (75)$$

Considerando-se um sinal senoidal $v = V \sin(\omega t + \varphi)$ como o sinal de entrada do SOGI e assumindo um ponto de operação não estável do FLL, com $\omega' \neq \omega$, o quadrado do estado \bar{x}_2 pode ser escrito como (76), a partir da igualdade de qv' das equações (69) e (65), e utilizando a propriedade trigonométrica de arco duplo $\cos(2\theta) = 2\cos^2(\theta) - 1$.

$$qv' = V|D(j\omega)| \left[-\frac{\omega'}{\omega} \cos(\omega t + \phi + \angle D(j\omega)) \right]$$

$$qv' = x_2\omega'$$

$$\bar{x}_2^2 = \frac{V^2}{2\omega^2} |D(j\omega)|^2 [1 + \cos(2(\omega t + \phi + \angle D(j\omega)))] \quad (76)$$

Quando a frequência detectada pelo FLL segue a frequência de entrada ($\omega' \rightarrow \omega$), os termos $|D(j\omega)|$ e $\angle D(j\omega)$ da Equação (76) tendem a 1 e 0 respectivamente. Por isso, em um estado estacionário próximo do ponto de operação do FLL, \bar{x}_2^2 apresentará um componente DC igual a $\frac{V^2}{2\omega^2}$ mais um termo oscilante AC com o dobro da frequência de entrada.

Substituindo (76) em (75), e desprezando a componente alternada de \bar{x}_2^2 como sugerido por (RODRIGUEZ et al., 2008), os valores dinâmicos aproximados do FLL com $\omega' \neq \omega$ pode ser descrito pela Equação (77).

$$\dot{\bar{\omega}} = -\frac{\gamma V^2}{k\omega'} (\bar{\omega}' - \omega) \quad (77)$$

A equação (77) é muito interessante, porque revela a relação entre a resposta dinâmica do FLL, as variáveis de rede elétrica e o ganho SOGI.

Criando um novo parâmetro denominado por Γ , e definindo-o como na Equação (78), e utilizando-o na equação (77), o valor de γ pode ser normalizado de acordo com a equação (79), onde V é a amplitude da tensão de entrada, k é o ganho do SOGI, ω' é a frequência estimada, e Γ é o parâmetro que permite que seja regulado o tempo de estabilização da sincronização da rede em malha fechada.

$$\frac{\dot{\bar{\omega}}}{(\bar{\omega}' - \omega)} = \Gamma \quad (78)$$

$$\gamma = -\frac{k\omega'}{V^2} \Gamma \quad (79)$$

O diagrama linear de malha fechada, que pode ser construído a partir da equação (78) é representado graficamente pelo diagrama da Figura 26.

A função de transferência de primeira ordem do diagrama da Figura 26 é dada por (80).

$$\frac{\bar{\omega}'}{\omega} = \frac{\Gamma}{s + \Gamma} \quad (80)$$

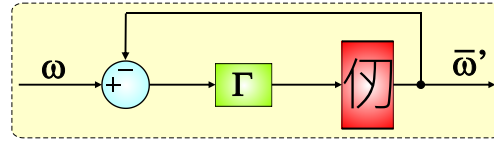


Figura 26 – Diagrama de blocos linearizado do FLL.

O tempo de estabilização de um sistema de primeira ordem é dependente do parâmetro Γ , e de acordo com a teoria de sistemas de controle, pode ser determinado pela Equação (81) para uma oscilação de $\pm 1\%$ do valor final.

$$t_{s(FLL)} \approx \frac{4,6}{\Gamma} \quad (81)$$

A aplicação prática do diagrama FLL com uma realimentação linearizada é mostrado na Figura 27.

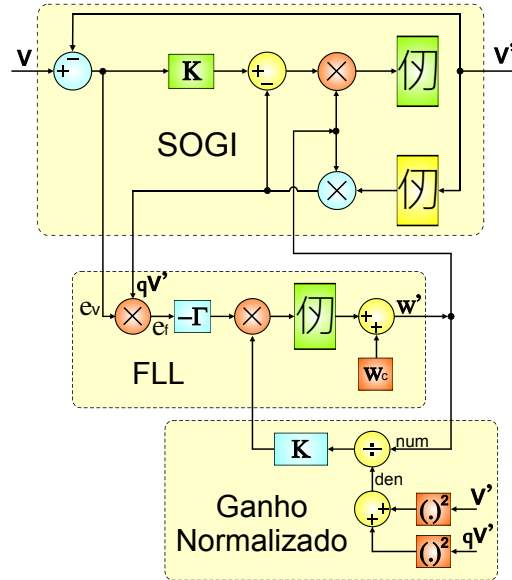


Figura 27 – SOGI-FLL com ganho do FLL normalizado.

Neste sistema, o ganho do FLL é ajustado em tempo real pela realimentação das variáveis da rede elétrica, o que garante um ganho constante para a estabilização da frequência da rede, independentemente das características do sinal de entrada.

É interessante notar que o ganho de saída do bloco FLL da Figura 27 é normalizado, e que atinge um valor máximo quando a tensão de rede cai para zero.

A Figura 28 mostra o tempo de resposta de um SOGI-FLL com $k = \sqrt{2}$, mas com diferentes valores de Γ , quando em $t = 200$ ms, a frequência do sinal de entrada é alterada de 50 para 60 Hz. Na Figura 28(a) são apresentadas as saídas do SOGI v e v' e a frequência detectada pela estrutura da Figura 27, para $\Gamma = 100$, onde pode-se verificar um tempo de estabilização do FLL de aproximadamente 50ms ($t_{s(FLL)} = 50\text{ms}$), que corresponde ao resultado encontrado pela equação (81). Os outros gráficos resultantes das respostas do

sistema para $\Gamma = 50$ e 33 são apresentados nas Figuras 28 b) e c), sendo que os tempos de estabilização do ω também são compatíveis com a equação (81).

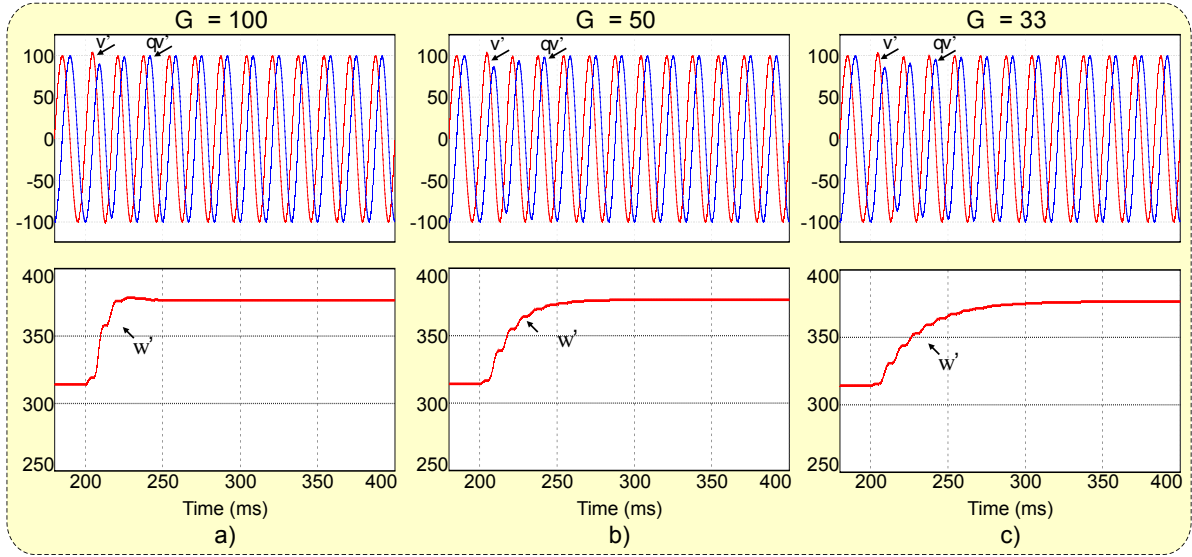


Figura 28 – Em 200 ms ocorre uma alteração de frequência de 50 para 60 Hz. a) Saídas v' e qv' e reposta do FLL para $\Gamma = 50$. b) Saídas v' e qv' e reposta do FLL para $\Gamma = 100$. c) Saídas v' e qv' e reposta do FLL para $\Gamma = 33$.

A partir dos resultados mostrados na Figura 28, pode-se afirmar que, em todos os casos, o tempo de estabilização da frequência detectada é similar ao tempo calculado pela equação (81).

Neste ponto, vale a pena ressaltar que o SOGI e o FLL foram estudados considerando-se variações separadas de amplitude e de frequência do sinal de entrada. No entanto, como ambos os sistemas estão interligados e se realimentando entre si, significa que o tempo global de resposta do SOGI-FLL poderá ser diferente dos obtidos nas simulações realizadas até o momento, nos casos de sinais de entrada com variações simultâneas de frequência e amplitude.

Entretanto, a partir de uma análise baseada em simulações para $k = \sqrt{2}$, pode-se considerar que os tempos de estabilização de SOGI e FLL continuarão conforme os calculados por (55) e (81), caso os tempos de estabilização do SOGI e do FLL respeitem a condição $t_{s(FLL)} \geq 2 \cdot t_{s(SOGI)}$. A partir de agora, os valor de $k = \sqrt{2}$ e $\Gamma = 50$ serão considerados para as simulações e experiências seguintes.

Tal como pode ser calculado com estes parâmetros, a frequência estimada pelo FLL sem erro ocorre após $100ms$. Esta resposta é ainda mais rápida para o SOGI. Ambas as respostas dinâmicas nos permitiria cumprir o tempo de resposta exigido pela (ABNT, 2013) que, de uma maneira geral, define em 200 ms o tempo máximo de resposta dos conversores comerciais à instabilidade na frequência na rede elétrica.

Apesar de conseguir uma resposta mais rápida com outros valores de k e Γ no diagrama de blocos da Figura 27, fazendo $k = \sqrt{2}$ e $\Gamma = 50$ obtém-se um bom compromisso entre

a largura de banda do SOGI, a sensibilidade diante de harmônicos, e a sincronização (RODRIGUEZ et al., 2012).

4.5 FLL em Sistemas trifásicos

Como vimos na Secção 3.5, para obter-se as componentes estacionárias e ortogonais ($\alpha\beta$) de um sistema trifásico, utiliza-se duas estruturas SOGI, a primeira para o cálculo da componente α e outra para a componente β . Para a sincronização em frequência, cada SOGI produz um sinal de erro, o que pressupõe-se que para cada SOGI seria necessário um FLL independente. No entanto, embora matematicamente correta, o uso de dois FLLs independentes pode parecer conceitualmente errado, já que a frequência de ambos os sinais v_α e v_β é sempre a mesma. Por este motivo, os sinais de erro da frequência de ambos os SOGIs do DSOGI-FLL da Figura 29 foram combinados em um único bloco FLL.

O ganho γ do FLL no diagrama de blocos da Figura 29 é normalizado a partir da Equação (79), utilizando-se o quadrado da amplitude das componentes de sequência positiva $V^2 = (v_\alpha^+)^2 + (v_\beta^+)^2$.

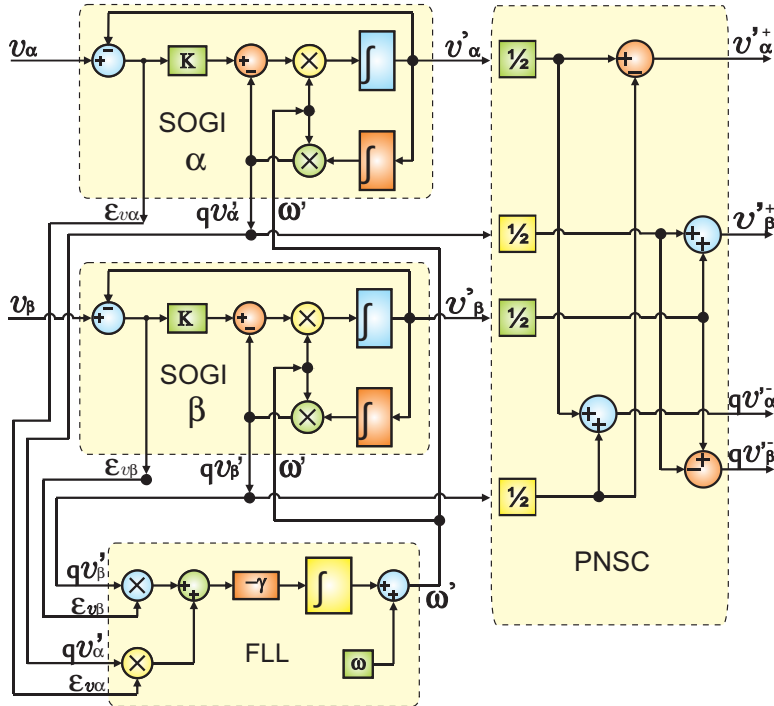


Figura 29 – Diagrama de blocos do DSOGI-FLL + PNSC. Fonte: (RODRIGUEZ et al., 2012)

4.6 Simulação

Para analisarmos o comportamento da estrutura apresentada neste capítulo, definimos como entrada um sinal trifásico balanceado v_a , v_b e v_c com valores de pico de 100 V, inicialmente com uma frequência de 50 Hz. A 100 ms a frequência do sinal é alterada para 60 Hz. A Figura 30 a) Apresenta as componentes v_α e v_β do sinal trifásico de entrada. A Figura 30 b) Apresenta as componentes positivas $v'_\alpha+$ e $v'_\beta+$, detectadas a partir do sinal de entrada. c) Apresenta as componentes negativas $v'_\alpha-$ e $v'_\beta-$, detectadas a partir do sinal de entrada. d) Apresenta a frequência ω' detectada.

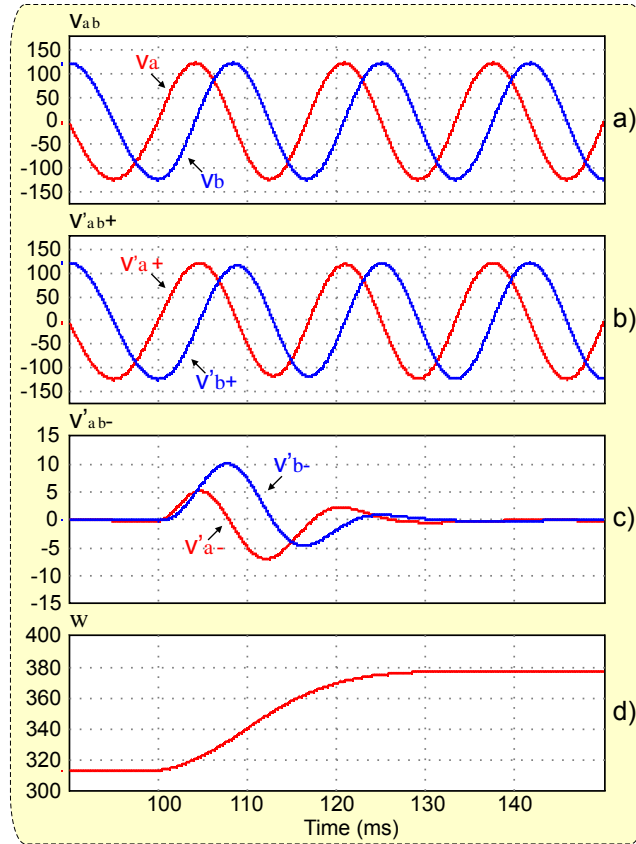


Figura 30 – Alteração da frequência de 50 para 60 Hz de um sistema trifásico balanceado com tensão de pico de 100 Volts. a) Componentes α e β do sinal de entrada. b) Componentes $\alpha+$ e $\beta+$ do sinal de saída do DSOGI. c) Componentes $\alpha-$ e $\beta-$ do sinal de saída do DSOGI. d) Frequência estimada ω' do sinal de entrada.

4.7 Conclusão

A estrutura FLL foi apresentada neste capítulo. Nele foram abordadas estruturas monofásicas (SOGI-FLL) e trifásicas (DSOGI-FLL). Algumas análises sobre a estabilidade também foram contempladas, além da normalização do ganho para diferentes níveis de tensão. As simulações demonstram que, mesmo em condições adversas da rede elétrica, o

DSOGI-FLL apresentou rapidez e estabilidade em respostas a alterações da rede. Foram apresentados os seguintes módulos/blocos, que se posicionam como opções altamente eficazes para o desenvolvimentos de sistemas de controle aplicados a redes elétricas:

- ❑ FLL: Sincronização em frequência de sinais senoidais;
- ❑ SOGI-FLL: Sistema de realimentação em malha fechada de um SOGI com um FLL, com o intuito de gerar um sinal senoidal em quadratura e encontrar a sua frequência instantânea;
- ❑ DSOGI-FLL: Sistema de realimentação em malha fechada de dois SOGIs e um FLL, com o intuito de gerar os sinais senoidais em quadratura das componentes estacionárias α/β , e encontrar a sua frequência instantânea.

Geração de Referência para Conexão de um Conversor PWM Senoidal à Rede Elétrica Trifásica

5.1 Introdução

Os algoritmos utilizados em sistemas trifásicos para a sincronização entre conversores de tensão e a rede elétrica têm sido objeto de constantes pesquisas, sobretudo devido ao incremento de unidades de geração distribuída conectadas à rede elétrica. Um dos desafios mais importantes na interligação dos conversores de energia à rede elétrica é a sincronização entre eles no ponto de acoplamento (PCC) (MORENO et al., 2007). Embora as formas de onda de tensão de rede sejam senoidais e equilibradas sob condições normais de funcionamento, elas podem facilmente tornar-se distorcidas e desequilibradas devido à utilização de cargas não-lineares e ao desbalanceamento de cargas entre fases da rede. Sob estas condições, os conversores conectados à rede devem estar devidamente sincronizados, a fim de permanecerem ativamente ligados, apoiando o sistema elétrico e mantendo a geração de energia elétrica em funcionamento (RODRIGUEZ et al., 2009).

Os métodos de sincronismo são geralmente classificados no domínio do tempo e no domínio da frequência. Em aplicações em tempo real, os métodos no domínio do tempo são mais rápidos e mais confiáveis que os do domínio da frequência (WANG; LI, 2013).

No domínio do tempo, aplicações baseadas no algoritmo PLL têm sido tradicionalmente utilizadas por conversores de tensão no controle da sincronização entre os conversores de energia e a tensão de rede. Este capítulo apresenta uma comparação entre dois métodos de sincronização no domínio do tempo, sendo o primeiro deles baseado nas transformadas vetoriais síncronas (dq) e o segundo baseado nas transformadas vetoriais estacionárias ($\alpha\beta$).

Em sistemas trifásicos, o método de transformação de tensões senoidais trifásicas V_{abc} em referências síncronas V_{dq} SRF acoplado ao algoritmo de detecção de fase (PLL) tem se

tornado uma técnica de sincronização padrão em sistemas trifásicos *Synchronous Reference Frame - Phase Locked Loop* (SRF-PLL). Entretanto a resposta do SRF-PLL é deficiente em sistemas trifásicos desbalanceados, onde aparecem as componentes de tensão de sequência negativa (KAURA; BLASKO, 1996). Para resolver a deficiência do SRF-PLL em sistemas desbalanceados, foi desenvolvido por (RODRIGUEZ et al., 2007) uma extensão denominada SRF duplo e desacoplado (DDSRF-PLL). O DDSRF-PLL utiliza dois SRF e uma rede de desacoplamento para isolar os efeitos das componentes positivas e negativas de tensão entre eles.

Por outro lado, a utilização das transformadas estacionárias ($\alpha\beta$) para a sincronização de conversores trifásicos com a rede elétrica tem sido abordada com frequência em artigos científicos. Esta metodologia é baseada em uma estrutura denominada SOGI, que é um filtro adaptativo em frequência, que tem como resposta o sinal filtrado e também seu correspondente em quadratura (defasado de 90°) (RODRIGUEZ et al., 2006). O SOGI acoplado a um algoritmo de detecção de frequência (FLL), dá origem ao SOGI-FLL (RODRIGUEZ et al., 2008). Duas estruturas SOGI-FLL em conjunto atuando em paralelo, compõe o Integrador de Segunda Ordem Duplo (DSOGI-FLL) que é aplicado em sistemas trifásicos e é utilizado para a filtragem das transformadas estacionárias ($V_{\alpha\beta}$) e para a geração de seus sinais correspondentes em quadratura ($qV_{\alpha\beta}$), permitindo o cálculo com facilidade das componentes simétricas instantâneas da tensão (V_{+0}).

5.2 Sincronização com a Rede Utilizando Transformadas Síncronas (DDSRF-PLL)

Na Figura 31 é apresentado o modelo de uma estrutura de controle para um conversor trifásico de energia conectado à rede. O bloco de sincronização da rede é responsável por calcular o ângulo, a frequência e a amplitude das componentes de sequência positiva e negativa da tensão de rede, representados por θ^{+-} , ω^{+-} e V^{+-} . Estes valores são usados pelo bloco de controle de corrente, que pode atuar como um filtro ativo ou como um controlador de potência de um gerador de energia independente.

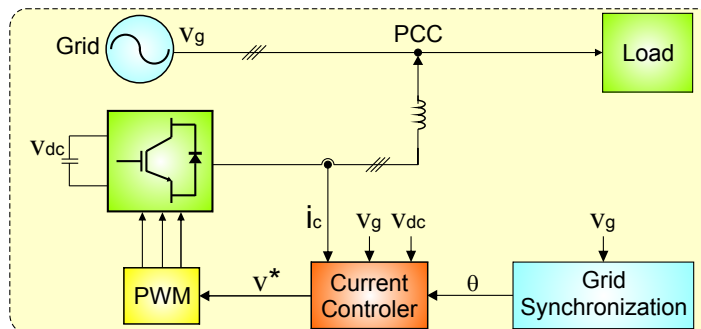


Figura 31 – Circuito básico de sincronização de conversores de tensão com a rede elétrica.

Em um SRF-PLL convencional, o vetor de tensão trifásico V_{abc} é transformado em referência síncrona, com a aplicação da transformada de Park $[T_{dq}]$ (PARK, 1927). Sem distorções harmônicas e desbalanceamento de fases, o SRF-PLL é rápido e preciso na detecção da fase e da amplitude da tensão.

O método DDSRF é composto de dois eixos de referência girantes: dq^{+1} girando na direção positiva com posição angular $+\hat{\theta}$, e dq^{-1} girando na direção negativa com posição angular $-\hat{\theta}$. A Figura 32 apresenta os vetores das componentes positivas V_s^+ e negativas V_s^- de uma tensão desbalanceada V_s , juntamente com os vetores de referências síncronas (DSRF) dq^{+1} e dq^{-1} , de velocidades de rotação $\hat{\omega}$ e $-\hat{\omega}$ e posição angular $\hat{\theta}$ e $-\hat{\theta}$ respectivamente (KAURA; BLASKO, 2009).

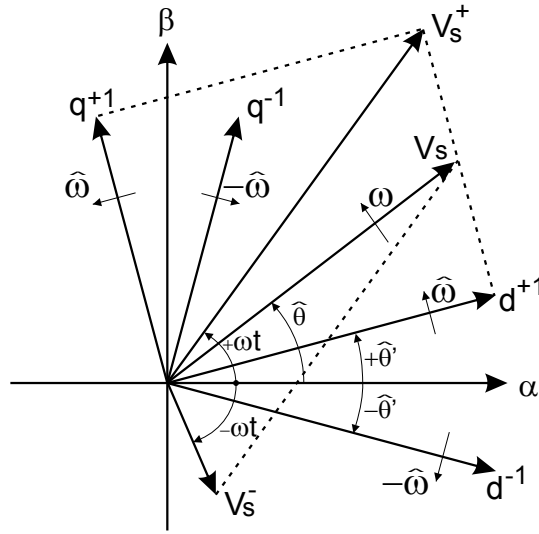


Figura 32 – Vetores de tensão das transformadas síncronas desacopladas (DSRF). Fonte: (RODRIGUEZ et al., 2007)

De acordo com (RODRIGUEZ et al., 2007), se considerarmos que a posição angular do vetor dq^+ é a mesma do vetor de tensão V_s^+ , isto é, se $\hat{\theta} = \omega t$, o vetor de tensão de entrada desbalanceado pode ser expresso no DSRF pelas Equações (82) e (83).

$$v_{dq}^{+1} = V^{+1} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} \cos(-2\omega t) \\ \sin(-2\omega t) \end{bmatrix} \quad (82)$$

$$v_{dq}^{-1} = V^{+1} \begin{bmatrix} \cos(2\omega t) \\ \sin(2\omega t) \end{bmatrix} + V^{-1} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (83)$$

Nas Equações (82) e (83) fica evidente que as amplitudes de V_{dq}^{+1} e V_{dq}^{-1} são compostos por um valor contínuo somado a um valor senoidal com uma frequência de 2ω com sentidos opostos.

O DDSRF apresentado na Figura 33 representa a resolução das Equações (82) e (83), em que ao sinal de entrada V_{abc} é aplicado à transformada de Clarke $[T_{\alpha\beta}]$ encontrando $V_{\alpha\beta}$.

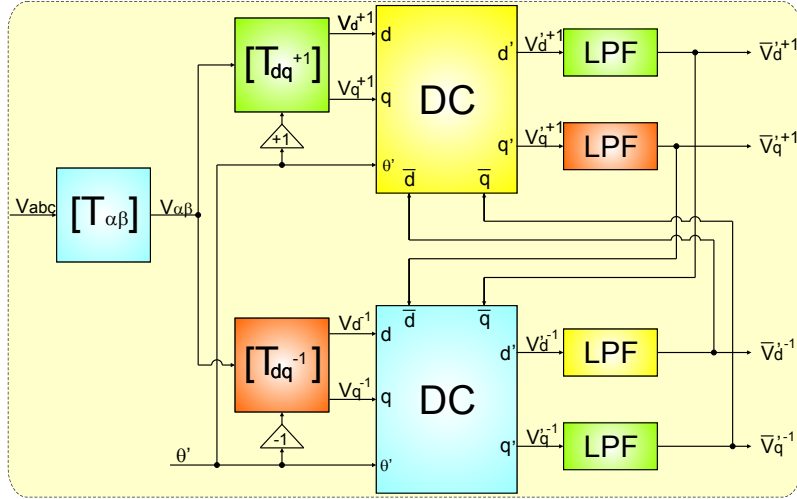


Figura 33 – Circuito completo para a implementação do DDSRF-PLL. Fonte: (RODRIGUEZ et al., 2007).

A partir daí são encontradas as componentes síncronas positivas (V_{dq}^+) e negativas (V_{dq}^-) da tensão de entrada, aplicando a transformada Park nos dois sentidos de rotação.

$$v_{dq}^{+1} = \begin{bmatrix} v_d^{+1} \\ v_q^{+1} \end{bmatrix} = [T_{dq}^{+1}] \cdot v_{\alpha\beta}$$

$$v_{dq}^{-1} = \begin{bmatrix} v_d^{-1} \\ v_q^{-1} \end{bmatrix} = [T_{dq}^{-1}] \cdot v_{\alpha\beta}$$

onde

$$v_{\alpha\beta} = [T_{\alpha\beta}] v_{abc}, \text{ onde } T_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

$$[T_{dq}^{+1}] = [T_{dq}^{-1}]^T = \begin{bmatrix} \cos(\hat{\theta}) & \sin(\hat{\theta}) \\ -\sin(\hat{\theta}) & \cos(\hat{\theta}) \end{bmatrix} \quad (84)$$

O conteúdo do bloco DC utilizado na Figura 33 é apresentado na Figura 34. Note que o bloco DC superior da Figura 33 é utilizado para o desacoplamento da componente positiva (V_{dq}^+), assim neste caso, na Figura 34 os valores de n e m são definidos como +1 e -1 respectivamente. Já o bloco DC inferior da Figura 33 é utilizado para a filtragem da componente negativa (V_{dq}^-), assim na Figura 34 os valores de n e m são invertidos, ou seja, utiliza-se $n = -1$ e $m = +1$.

Após a filtragem do sinal por um filtro passa baixa encontramos $\overline{V_{dq}^{*+1}}$, que é o sinal de entrada do PLL apresentado na Figura 35, onde é encontrado ω' e θ' .

O comportamento e o tempo de estabilização do DDSRF-PLL está diretamente ligado à frequência de corte dos filtros passa baixa pertencentes ao diagrama de blocos da Figura 33. Segundo (RODRIGUEZ et al., 2007), após a modelagem das equações de resposta

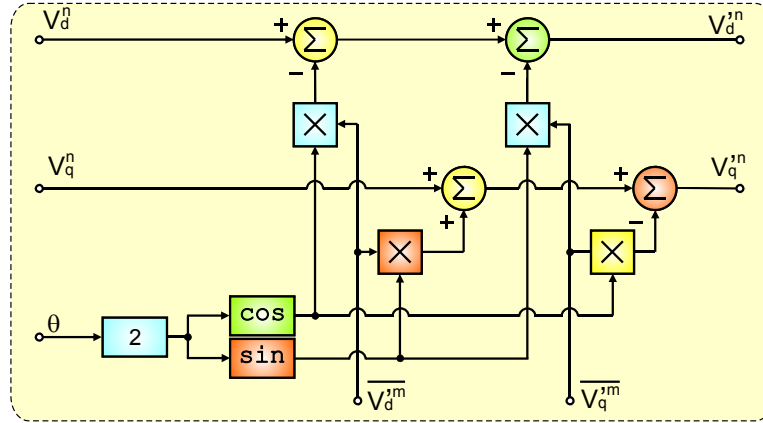


Figura 34 – Diagrama de blocos para o desacoplamento DC do circuito DDSRF-PLL. Fonte: (RODRIGUEZ et al., 2007).

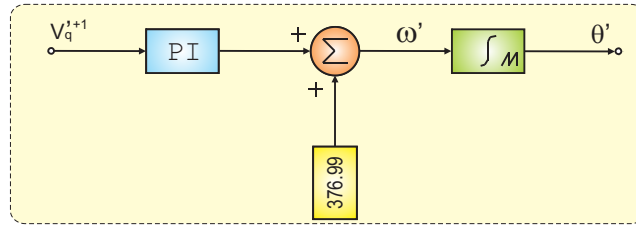


Figura 35 – Diagrama de blocos do PLL utilizado no DDSRF. Fonte: (RODRIGUEZ et al., 2007).

em espaços de estado, verificou-se que o melhor comportamento é alcançado quando a relação entre a frequência de corte do filtro passa baixa com a frequência da rede elétrica é $\frac{1}{\sqrt{2}}$, ou seja $k = \frac{f_c}{f} = \frac{1}{\sqrt{2}}$. A Figura 36 mostra a estabilidade dos valores de $\overline{V_d^{+1}}$ de um DDSRF-PLL para diferentes valores de k , quando da entrada de um sinal $V_s^{+1} = 100$ e $V_s^{-1} = 30$.

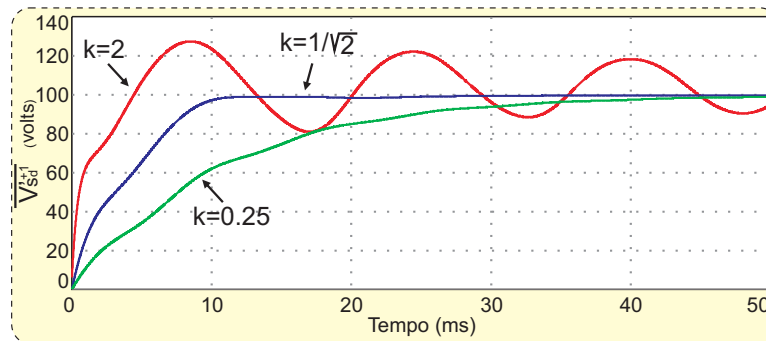


Figura 36 – Evolução de $\overline{V_d^{+1}}$ no DDSRF-PLL para diferentes valores de k .

5.3 Sincronização com a Rede Utilizando Transformadas Estacionárias (SOGI-FLL)

Este método de sincronização em sistemas trifásicos é baseado no DSOGI-FLL descrito no capítulo 4 desta tese, e utiliza a transformação das tensões senoidais v_{abc} em suas correspondentes estacionárias $v_{\alpha\beta}$, permitindo a eliminação da componente de sequência zero, que não pode ser controlada por conversores de energia trifásicos a três fios. Por ser um sistema adaptativo em frequência, permite sincronizar a componente fundamental por meio de um FLL em vez de um PLL. Ao utilizar a estrutura DSOGI-FLL como base do algoritmo, este método possui todas as características descritas no capítulo 4. A maioria dos conversores de energia conectados à rede trifásica empregam uma conexão de três fios, portanto a corrente injetada na a rede é exclusivamente sincronizada com a componente de positiva e negativa da tensão de rede (RODRIGUEZ et al., 2006) (FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAEINI, 2001). Como consequência direta, o vetor de tensão trifásico pode ser representado em um referencial ortogonal por meio de dois sistemas independentes de variáveis $\alpha\beta$, graças à transformação de Clarke. Além disso, as componentes de tensão instantânea positiva e negativa de $\alpha\beta$, podem ser calculadas como escrito em (56) e (57), em que $q = e^{-j(\pi/2)}$ é um operador de atraso de fase de deslocamento de 90° aplicado no domínio de tempo para obter uma versão em quadratura das formas de onda de entrada (LYON, 1937).

5.4 Resultados da Simulação

Para testarmos a estabilidade e tempo de resposta dos algoritmos descritos, foram criadas quatro situações de distúrbios da rede elétrica, introduzidas a partir de 110 ms do início das simulações:

1. Tensões harmônicas: Introdução da 5ª e da 7ª tensão harmônica, com valores de 10% da tensão fundamental;
2. Desbalanceamento de fases: Incremento de 20% em v_b , decremento de 25% em v_c , e v_a permanecendo constante;
3. Salto de fase: Salto de fase de 45° nas tensões da rede;
4. Alteração da frequência: Decremento da frequência da rede de 60 Hz para 55 Hz.

As simulações acima descritas e apresentadas na Figura 37 foram realizadas no software de simulação PSIM. Tais simulações foram realizadas até o tempo de 200 ms, mas foram apresentadas no gráfico apenas o período compreendido entre 100 ms e 150 ms.

No DDSRF-PLL foram utilizados os valores de $k_p = 2,22$ e $k_i = 246,7$, e um filtro passa baixa de primeira ordem com frequência de corte de $42,42 \text{ Hz}$, fazendo com que $\frac{f_c}{f} = \frac{1}{\sqrt{2}}$, sendo todos os valores recomendados por (RODRIGUEZ et al., 2012).

A Figura 37(a) mostra as formas de onda das tensões v_{abc} , o comportamento da frequência angular estimada ω' e o ângulo de fase θ , utilizando-se os métodos de sincronização DDSRF-PLL e DSOGI-FLL, um pouco antes e após a inclusão das tensões harmônicas (1).

A Figura 37(b) mostra as formas de onda das tensões v_{abc} , o comportamento da frequência angular estimada ω' e o ângulo de fase θ , utilizando-se os métodos de sincronização DDSRF-PLL e DSOGI-FLL, um pouco antes e após o desbalanceamento de fases (2).

A Figura 37(c) mostra as formas de onda das tensões v_{abc} , o comportamento da frequência angular detectada ω' e o ângulo de fase θ , utilizando-se os métodos de sincronização DDSRF-PLL e DSOGI-FLL, um pouco antes e após o salto de fase (3).

A Figura 37(d) mostra as formas de onda das tensões v_{abc} , o comportamento da frequência angular detectada ω' e o ângulo de fase θ , utilizando-se os métodos de sincronização DDSRF-PLL e DSOGI-FLL, um pouco antes e após a alteração da frequência (4).

5.5 Conclusões

Neste capítulo foi realizado um estudo comparativo entre dois métodos de sincronismo de conversores com a rede elétrica. O primeiro deles baseado nas transformadas vetoriais síncronas (dq) e o outro nas transformadas vetoriais estacionárias ($\alpha\beta$), sendo ambos os métodos no domínio do tempo e seus controladores parametrizados conforme especificados nas seções anterior.

Para melhor visualizarmos o comportamento dos métodos testados (DDSRF-PLL e DSOGI-FLL), para cada distúrbio simulado, apresentamos as formas de onda das tensões trifásicas v_{abc} , a frequência angular estimada ω' e o ângulo de fase θ , como mostrado na Figura 37. Idealmente, o ângulo de fase θ é uma rampa dente de serra, que é a integração da constante da frequência angular ω , o que nos leva a concluir que o método mais estável possui o ω' mais constante possível.

Durante as simulações, fez-se a aplicação de quatro distúrbios possíveis na rede elétrica, no intuito de verificar a estabilidade e a rapidez da resposta dos métodos testados. Nas situações simuladas verificou-se que, quando da existência de componentes harmônicas, o DDSRF-PLL não encontra um ponto de estabilidade. ω' fica oscilando em torno da frequência angular da componente da tensão fundamental ω_f , como apresentado na Figura 37 (a). Entretanto, ambos os métodos atingem satisfatoriamente os objetivos desejados quando da existência do desbalanceamento entre as fases das tensões da rede, da ocor-

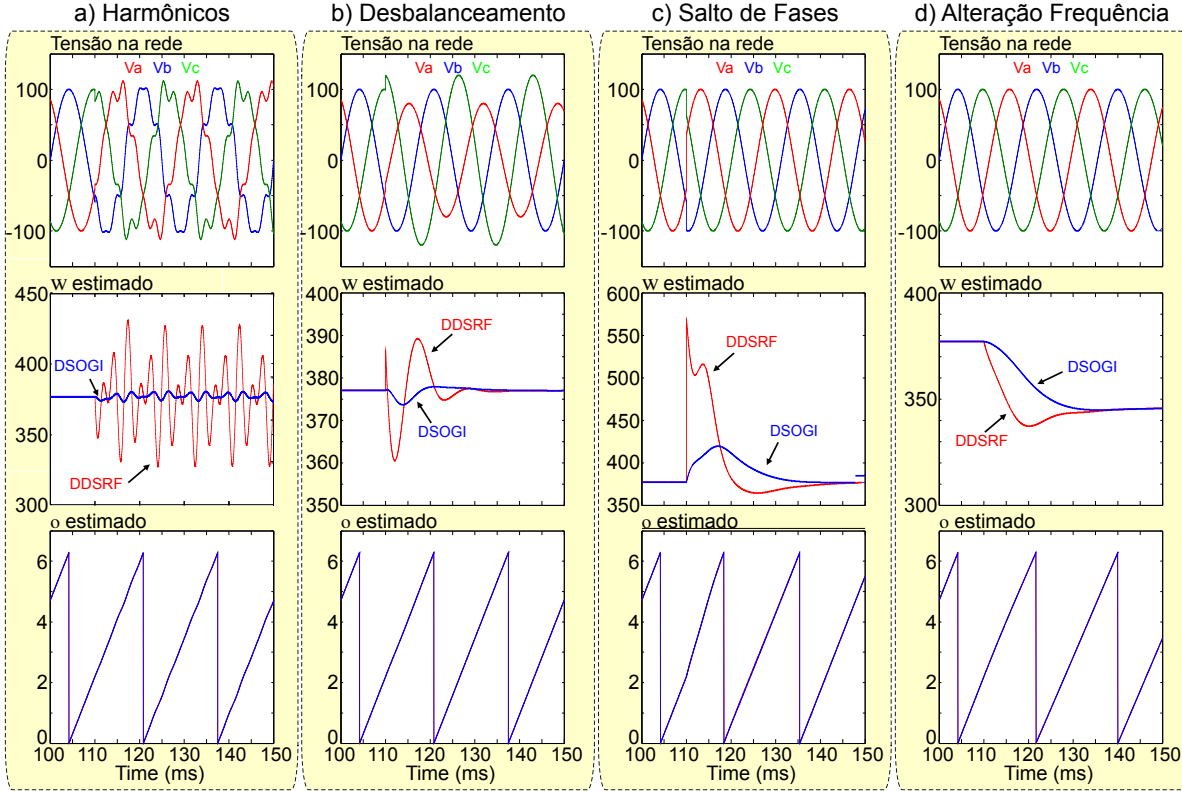


Figura 37 – Comportamento do DDSRF-PLL e do DSOGI-FLL em quatro condições de distúrbios elétricos: a) v_{abc} com harmônicos e ω' e θ estimados; b) v_{abc} com desbalanceamento e ω' e θ estimados; c) v_{abc} com saltos de fase e ω' e θ estimados; d) v_{abc} com alteração da frequência da rede e ω' e θ estimados.

rência de saltos de fase e nos casos de variações nas frequências da rede, respectivamente apresentados nas Figura 37 (b), Figura 37 (c) e Figura 37 (d). Diante do apresentado, podemos concluir que o DSOGI-FLL, baseado nas componentes vetoriais estacionárias possui uma melhor estabilidade e rapidez em relação ao DDSRF-PLL, que é baseado nas componentes vetoriais síncronas. Esta conclusão é obtida analisando as considerações listadas abaixo:

1. Na situação de distúrbio **1**, onde simula-se a existência de componentes harmônicas na tensão, o método DSOGI-FLL - por ser um filtro adaptativo - tem uma resposta muito mais estável que o DDSRF-PLL, entretanto a sua frequência estimada também possui oscilações;
2. Embora nas situações de distúrbios **2**, **3** e **4**, ambos os métodos apresentam rapidez semelhante em alcançar o sincronismo, no quesito estabilidade verificamos que o DSOGI-FLL apresenta oscilações muito menores que o DDSRF-PLL para alcançar o ponto de equilíbrio;
3. O método DSOGI-FLL que utiliza a estrutura SOGI, para encontrar o sinal em quadratura dos sinais de entrada $v_{\alpha\beta}$, realiza apenas operações aritméticas simples

(soma, subtração e multiplicação), o que representa alta velocidade no processamento de sincronização. Já o método DDSRF-PLL, realiza por várias vezes transformações trigonométricas, o que demanda um maior tempo de processamento. Tal rapidez é extremamente importante nos casos de processamentos em tempo real, que é o caso do sincronismo em sistemas conectados.

Geração Seletiva de Corrente de Referência Trifásica usando Método Multi-Ressonante para Filtro Ativo de Potência

6.1 Introdução

A compensação seletiva de harmônicos possui algumas vantagens em relação a compensação total de harmônicas, tais como largura de banda drasticamente reduzida e a menor possibilidade de ocorrer oscilações perigosas entre o APF e a carga, devido à presença de componentes capacitivos ou ressonantes na carga (MATTARELLI, 2001)(ASIMINOAEI et al., 2007)(ASIMINOAEI; KALASCHNIKOW; HANSEN, 2009).

Em sistemas de média/alta potência, onde a frequência de chaveamento do APF é baixa para evitar perdas e aquecimento, a compensação seletiva de correntes harmônicas torna-se importante, já que o APF tradicional não pode ser usado (ZHOU et al., 2014).

Com a utilização em conjunto dos filtros passivos convencionais e o APF, pode-se obter excelentes resultados, onde o APF filtra algumas harmônicas de frequências próximas à fundamental, as componentes de 3^a harmônica e suas múltiplas são mitigadas com o uso de transformadores com conexões $\Delta - Y$, e as harmônicas com frequências mais distantes da fundamental são filtradas pela impedância da própria linha de transmissão/distribuição.

Para efeito de análise, um APF pode ser subdividido em vários módulos de controle, tais como: 1) Geração das correntes harmônicas de referência a serem compensadas. 2) Controle PWM do conversor de tensão com o objetivo de gerar o inverso das correntes harmônicas a compensar. 3) Algoritmo de detecção de falhas e ilhamento.

Os métodos de detecção de harmônicos são de fundamental importância nos APF, a velocidade e a precisão do método utilizado é crucial para a implementação de estratégias

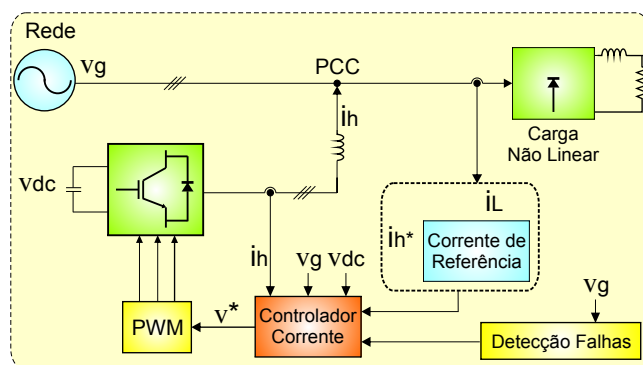


Figura 38 – Circuito de controle simplificado.

de controle estáveis em condições adversas, já que as perturbações existentes na rede elétrica podem levar à compensação de correntes harmônicas não existentes na rede, ou defasadas, comprometendo o funcionamento de todo o projeto.

Existe um grande número de métodos, de diferentes topologias e algoritmos para a detecção de harmônicos. Estes métodos podem ser implementados no domínio da frequência ou no domínio do tempo.

Nos métodos no domínio da frequência temos a *Discrete Fourier Transform* (DFT) (SOLOMON O., 1994), *Fast Fourier Transform* (FFT) (ZHANG; GENG; YUAN, 2001) e o *Recursive Discrete Fourier Transform* (RDFT) (MACIAS; EXPOSITO, 1998). A principal desvantagem dos métodos que utilizam as transformadas de Fourier e suas variantes é a necessidade de microcontroladores com alta velocidade de processamento e grande memória para armazenar as amostras do sinal durante um ciclo completo de sua frequência fundamental. Somando-se a isso, estes métodos apresentam resultados imprecisos em condições de distúrbios elétricos (ASIMINOAEI; BLAABJERG; HANSEN, 2007).

Os métodos no domínio do tempo utilizam cálculos mais simples se comparados com os métodos no domínio da frequência. Dentre eles, temos os métodos síncronos dq e suas variantes, onde faz-se necessária a utilização de um mecanismo de sincronismo da posição angular, que pode ser de complexa implementação, se considerarmos simultaneamente correntes trifásicas desbalanceadas, com harmônicas, frequências oscilantes e com saltos de fase. Outro problema é a aplicação dos filtros numéricos que, por não serem ideais, apresentam erros em amplitude e principalmente em fase, fazendo com que o sinal harmônico detectado não represente o sinal harmônico existente na rede (BHATTACHARYA et al., 1998).

Os métodos baseados no cálculo da potência instantânea só podem ser utilizados nos casos de correntes trifásicas balanceadas (KIM; AKAGI, 1997), além disso, eles também têm a necessidade de utilização de filtros digitais, apresentando os mesmos erros de amplitude e fase descritos nos métodos síncronos.

Os integradores generalizados (GI) superaram as limitações dos controladores PI em dq que não possuem boa capacidade de rastreamento de sinais com harmônicos (NEWMAN;

ZMOOD; HOLMES, 2002). Os GIs são derivados de uma integração no domínio do tempo, representados por uma função de transferência de Laplace de segunda ordem, que tem como resposta um ganho infinito na frequência de ressonância. A dificuldade deste método é que a constante de integração (K_i) de cada função de transferência (uma para cada frequência harmônica) deve ser definida a partir de uma planta pré-existente (NEWMAN; ZMOOD; HOLMES, 2002). Métodos aperfeiçoados utilizando GI foram apresentados, no intuito de deixar o modelo independente de uma planta específica (XIE et al., 2012), mas voltaram a utilizar métodos que já se mostraram ineficientes, tais como os filtros digitais que alteram a amplitude e a fase dos sinais, e a necessidade de sincronismos com a tensão da rede com um PLL, que se mostraram ineficientes quando da existência de desequilíbrios de fases, variação de frequências e saltos de fases de tensão na rede elétrica.

A contribuição deste trabalho é apresentar uma estrutura multi-ressonante para a geração de sinais de referência para a compensação seletiva das correntes harmônicas trifásicas, implementada utilizando o MSOGI-FLL (RODRIGUEZ et al., 2008)(RODRIGUEZ et al., 2011), até então utilizado somente como método de sincronização de conversores conectados à rede elétrica. Neste trabalho, a 5ª e 7ª harmônicas foram escolhidas para serem compensadas nas simulações/experimentos, por serem componentes harmônicas mais difíceis de serem atenuadas por equipamentos passivos.

6.2 Decomposição de Correntes Trifásicas Desequilibradas

De acordo com o método de Lyon (LYON, 1937), os sistemas trifásicos desequilibrados podem ser decompostos em três formas de ondas defasadas entre elas de 120° , denominadas componentes simétricas positivas, negativas e zero. A componente positiva representa o elemento de tensão ou corrente em condições nominais equilibradas, com um sentido de rotação por convenção positiva. A componente negativa representa o elemento de tensão ou corrente com sentido de rotação inverso. A componente zero representa o elemento de tensão ou corrente não girante em fase, e em sistemas trifásicos a três fios, ela pode ser desconsiderada. Esta abordagem não apenas oferece um método elegante e padronizado para a análise de sistemas polifásicos desbalanceados, mas também permite uma explicação matemática e física dos fenômenos existentes nos sistemas elétricos comerciais em operação.

Para minimizar o esforço computacional, as correntes das fases i_a , i_b e i_c são decompostas em suas componentes simétricas i_α e i_β . Aplicando $[T_{\alpha\beta}]$ e $[T_{+0}]$, encontra-se as equações (85) e (86). A expressão $e^{\frac{-j\pi}{2}}$ pode ser substituída por q , onde o operador q

representa um deslocamento de fase de 90° no sinal de entrada.

$$i_{\alpha\beta}^+ = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -e^{-\frac{i\pi}{2}} \\ e^{-\frac{i\pi}{2}} & 1 \end{bmatrix} i_{\alpha\beta} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -q \\ q & 1 \end{bmatrix} i_{\alpha\beta} \quad (85)$$

$$i_{\alpha\beta}^- = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & e^{-\frac{i\pi}{2}} \\ -e^{-\frac{i\pi}{2}} & 1 \end{bmatrix} i_{\alpha\beta} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & q \\ -q & 1 \end{bmatrix} i_{\alpha\beta} \quad (86)$$

Como mostrado na Figura 39, podemos calcular as componentes simétricas positivas (i_α^+ e i_β^+) e negativas (i_α^- e i_β^-) do sinal de entrada i (RODRIGUEZ et al., 2006) a partir das equações (85) e (86), e de posse dos sinais i_α , qi_α , i_β e qi_β , extraímos o sinal da corrente na frequência selecionada.

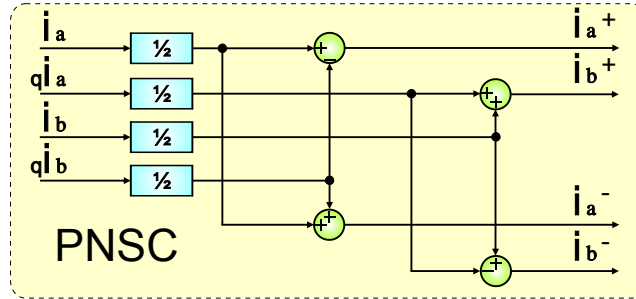


Figura 39 – Cálculo/Controle da Sequência Positiva e Negativa.

6.3 Geração de Correntes de Referências Harmônicas

Essa estrutura é composta basicamente de vários conjuntos de DSOGI e PNSSC em paralelo, e um módulo de sincronismo FLL. Cada DSOGI representa um canal, e é sintonizado na frequência em que se deseja extrair a corrente de referência. A Figura 40 apresenta a disposição dos componentes citados.

O SOGI é um filtro adaptativo que fornece sinais em quadratura, isto é, tem como resposta um sinal filtrado com a mesma amplitude do sinal de entrada, e outro sinal idêntico ao primeiro, mas defasado de 90 graus (MOJIRI; BAKHSHAI, 2004), (MOJIRI; KARIMI-GHARTEMANI; BAKHSHAI, 2007), (RODRIGUEZ et al., 2006) e (CIOBOTARU; TEODORESCU; BLAABJERG, 2006). Os dois sinais de saída em quadratura do SOGI são representados pelas funções de transferência nas equações (87) e (88), onde ω' representa a frequência do sinal a ser filtrado, k representa o fator de amortecimento do filtro, e i' e qi' são as saídas filtradas em fase e em quadratura, respectivamente, do sinal de entrada i .

$$D(s) = \frac{i'}{i}(s) = \frac{k\omega's}{s^2 + k\omega's + \omega'^2} \quad (87)$$

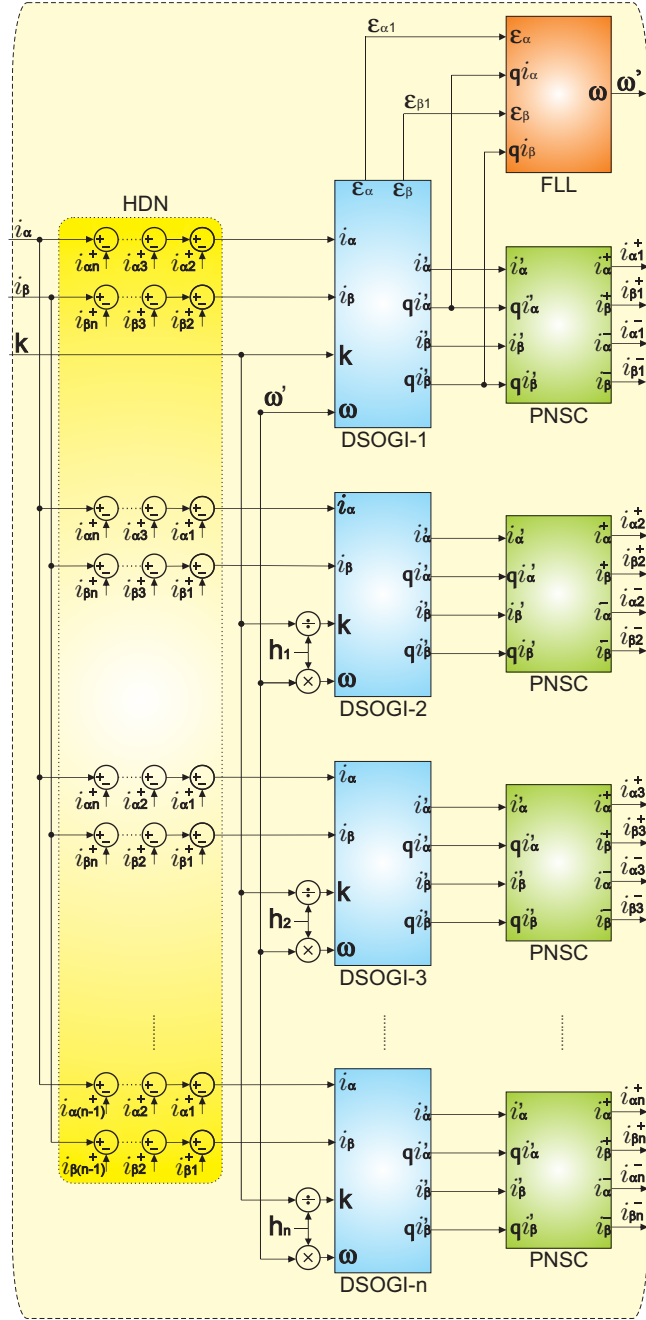


Figura 40 – Topologia de um gerador de corrente de referência trifásico genérico para um filtro ativo de potência.

$$Q(s) = \frac{qi'}{i}(s) = \frac{k\omega'^2}{s^2 + k\omega's + \omega'^2} \quad (88)$$

O primeiro canal é sintonizado na frequência fundamental do sinal de entrada. A frequência fundamental deste sinal é utilizada no cálculo das demais frequências (harmônicas) para a sintonização dos outros canais em paralelo. O módulo FLL acoplado ao primeiro canal manterá o algoritmo sincronizado na frequência fundamental e consequentemente em suas harmônicas, mesmo em condições de correntes desequilibradas, distorcidas, com oscilações de frequência e saltos de fases.

A resposta dinâmica e a performance do DSOGI-FLL depende principalmente das constantes k , Γ e da frequência fundamental do sinal (ω), como é mostrado no Capítulo 4.

No intuito de aumentar a seletividade do filtro, é implementado um sistema de realimentação cruzada entre os canais, denominado *Harmonic Decoupling Network* (HDN) (RODRIGUEZ et al., 2011). Após o período de transição, o sinal de saída filtrado de um canal é subtraído do sinal de entrada dos outros canais do filtro, fazendo com que o novo sinal de entrada tenha suas perturbações atenuadas, como mostrado na Figura 41.

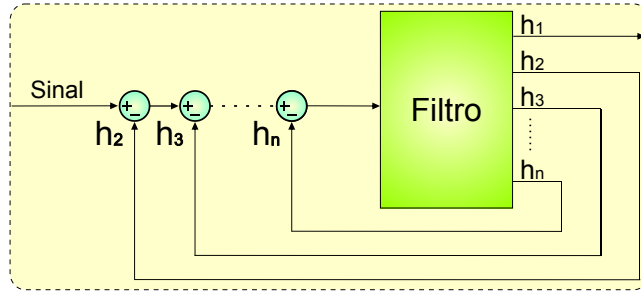


Figura 41 – Diagrama do Harmonic Decoupling Network (HDN).

Com a utilização do HDN, a função de transferência do filtro de um canal é dada pela equação (89) para n canais, onde D_x é a versão configurada da função de transferência (87) para $k_x = \frac{k}{x}$ e $\omega_x = x * \omega$, sendo ω a frequência fundamental detectada pelo FLL.

$$i'_x = D_x(s) \left(i - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq x}}^n i'_j \right) \quad (89)$$

Desenvolvendo o sistema de equações, substituindo i'_j na equação (89) pela sua respectiva função de transferência, encontramos a equação (90).

$$i'_x = \left[D_x(s) \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq x}}^n \left(\frac{1 - D_x(s)}{1 - D_j(s) D_j(s)} \right) \right] i \quad (90)$$

Os diagramas de BODE da função de transferência (90) para algumas frequências selecionadas são apresentados na Figura 42

Considerando que a sequência das fases das correntes i_a , i_b e i_c são respectivamente 0° , -120° e $+120^\circ$, e que as harmônicas de ordem $6.n+1$ (7,13,19,...) seguem esta mesma sequência, dizemos que estas harmônicas são de sequência positiva. Já as harmônicas de ordem $6.n-1$ (5,11,17) tem sequência oposta e são consideradas harmônicas de sequência negativa (FORTESCUE, 1918). Observando-se o bloco PNSC da Figura 40, verifica-se que pode-se extrair os sinais de corrente tanto de sequência positiva, quanto de sequência negativa, e que deve ser definido quando da escolha da componente harmônica a ser detectada. Posteriormente a componente harmônica filtrada pode ser transformada do

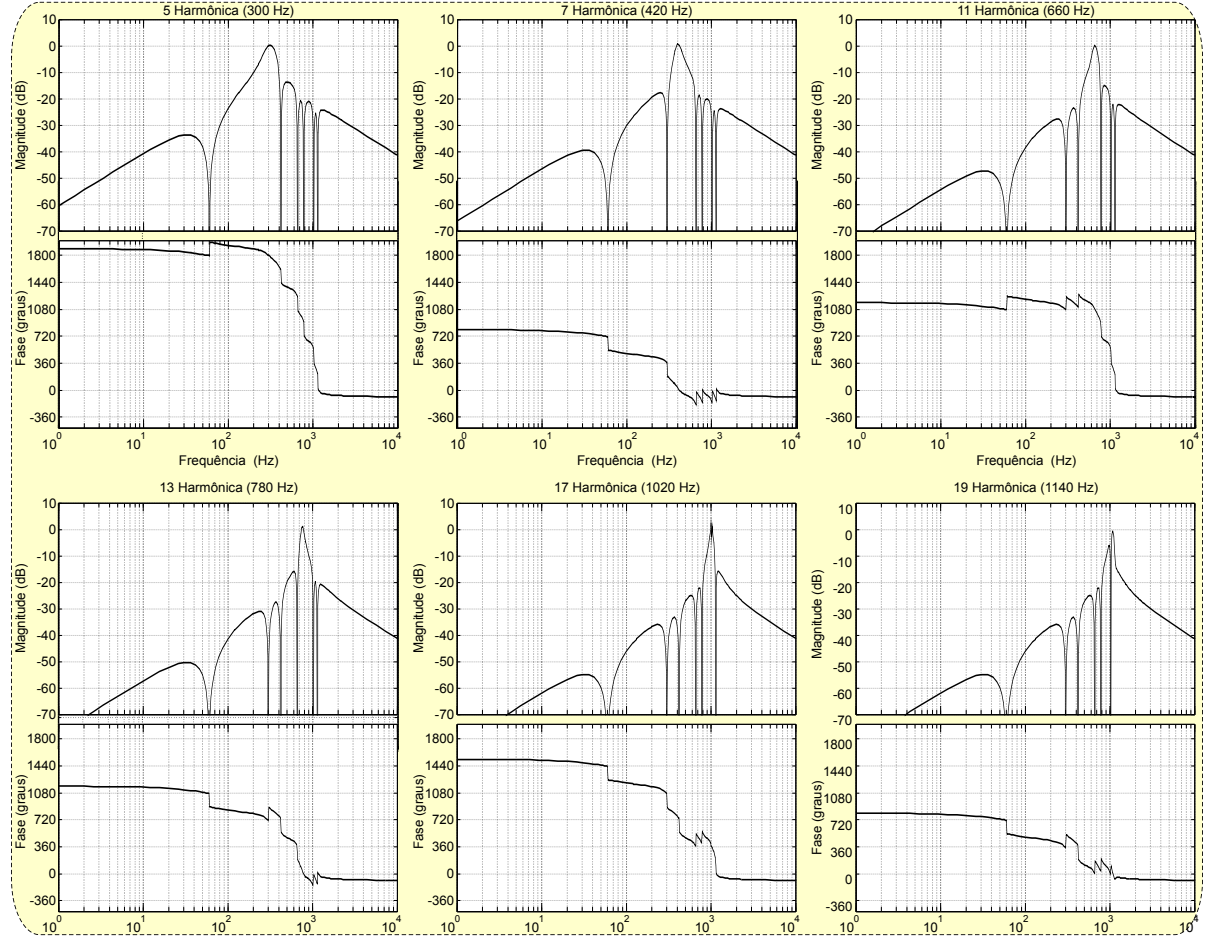


Figura 42 – Diagrama de Bode da função de transferência (90) para as harmônicas 5, 7, 11, 13, 17 e 19.

sistema estacionário $i_{\alpha\beta}$ para i_{abc} . Como pode-se observar, o filtro ressonante multi-canais pode ser configurado para filtrar um número variado de harmônicas, bastando para isso incluir ou retirar canais (HDN, DSOGI e PNSC). A limitação da quantidade de canais é definida pela relação entre o período de amostragem e o tempo de processamento de um canal.

6.4 Simulações e Resultados Experimentais

O desempenho desta nova aplicação para a detecção de correntes harmônicas de referência utilizando um filtro multi-ressonante - apresentado nesta tese - foram avaliados por simulações e experimentalmente em laboratório. Para um melhor entendimento, esta secção é dividida em três partes:

- Simulação do comportamento do algoritmo MSOGI-FLL;
- Comparação da simulação dos algoritmos MSOGI-FLL e SRF-PLL na geração seletiva de correntes de referência;

- ❑ Comparação dos resultados encontrados nas simulações e nos testes experimentais com o algoritmo MSOGI-FLL;
- ❑ Simulação da compensação seletiva de correntes harmônicas utilizando o algoritmo MSOGI-FLL.

As simulações foram realizadas utilizando o software PSIM e implementadas no domínio S (contínuo), e os experimentos foram montados e executados em uma plataforma experimental instalada no NUPEA da *Universidade Federal de Uberlândia* (UFU).

6.4.1 Simulação do comportamento do algoritmo MSOGI-FLL

Com o objetivo de analisar individualmente o comportamento das correntes harmônicas estimadas pelo MSOGI-FLL, foram implementados no PSIM:

- ❑ Um gerador de corrente trifásico com corrente de pico de 10 *Amp* com o objetivo de simular três tipos de distúrbios, tais como desbalanceamento de fases, saltos de fases e alterações de frequências. Além de produzir os distúrbios descritos anteriormente, o gerador de corrente foi parametrizado para a geração de algumas componentes harmônicas, tais como 10% da 5^a, 5% da 7^a, 2,5% da 11^a e 1,25% da 13^a harmônica;
- ❑ O método MSOGI-FLL apresentado em detalhes neste capítulo, foi parametrizado com $k = \sqrt{2}$, $\Gamma = 50$, $\omega = 376,99104$ e 3 canais de corrente (fundamental, 5^a harmônica e 7^a harmônica).

O comportamento das componentes harmônicas detectadas de i_α e i_β é apresentado na Figura 43, onde até 110 *ms* o gerador de corrente produz somente a corrente fundamental, ou seja, não apresenta nenhum dos três tipos de distúrbios programados.

Em 110 *ms* o gerador de corrente produz um desbalanceamento de fases, mantendo a fase A sem alterações, mas aumentando a fase B para 120% da fase A, e diminuindo a fase C para 80% da fase A. As componentes i_α e i_β da 7^a harmônica detectadas são apresentadas na Figura 43(a)

Em 110 *ms* o gerador de corrente produz um salto de fase de 45°. Na Figura 43(b) apresenta a 7^a harmônica detectada das componentes i_α e i_β .

Em 110 *ms* o gerador de corrente produz uma alteração de frequência de 60 *hz* para 55 *hz*. As componentes i_α e i_β da 7^a harmônica detectadas são apresentadas na Figura 43(c)

Pode-se perceber que, após todos os distúrbios produzidos pelo gerador, o algoritmo MSOGI-FLL encontra um ponto de estabilidade e mantém a sua função de estimar/detectar a corrente harmônica selecionada.

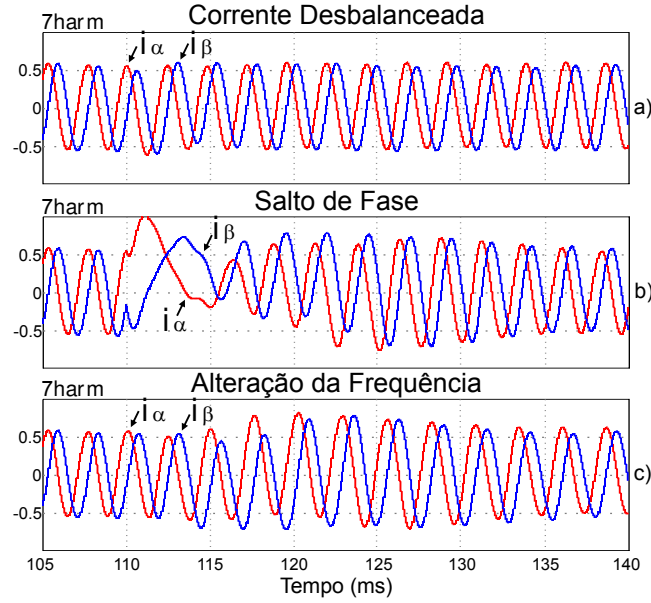


Figura 43 – Componentes $i_{\alpha\beta}$ detectadas pelo MSOGI-FLL. A 110 ms o distúrbio é aplicado. (a) Cargas desbalanceadas. (b) Salto de fase de $+45^\circ$. (c) Alteração de frequência (60 Hz \rightarrow 55 Hz).

6.4.2 Comparação da simulação dos algoritmos MSOGI-FLL e SRF-PLL na geração seletiva de correntes de referência

Para verificar a precisão e a estabilidade das aplicações, um diagrama de blocos foi desenvolvido no software PSIM para simular os dois métodos de geração de corrente de referência.

Como mostrado na Figura 44, um gerador de corrente trifásico com corrente de pico de 10 A foi implementado com o objetivo de simular três tipos de distúrbios, tais como desbalanceamento de fases, saltos de fases e alterações de frequências. Os blocos MSOGI-FLL e o SRF-PLL representam os dois métodos de geração de corrente de referência. Além de produzir os distúrbios descritos anteriormente, o gerador de corrente foi parametrizado para a geração de algumas componentes harmônicas, tais como 10% da 5^a, 5% da 7^a, 2,5% da 11^a e 1,25% da 13^a harmônica.

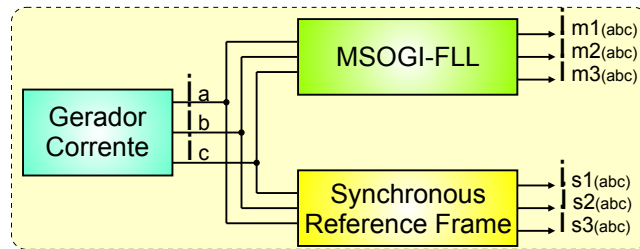


Figura 44 – Diagrama de bloco implementado no PSIM, com o objetivo de simular e comparar as componentes harmônicas geradas detectadas pelo MSOGI e SRF.

Apesar de ambos os métodos utilizados poderem estimar grandes quantidade de cor-

rentes harmônicas, para facilitar a comparação entre eles, apenas a 7ª harmônica é analisada.

O primeiro método utilizado é baseado no algoritmo MSOGI-FLL apresentado em detalhes neste capítulo, parametrizado com $k = \sqrt{2}$, $\Gamma = 50$, $\omega = 376,99104$ e 3 canais de corrente (fundamental, 5ª harmônica e 7ª harmônica).

O segundo método é baseado no SRF-PLL, foi apresentado em (MATTAVELLI, 2001) e seu diagrama de blocos é mostrado na Figura 45. Nesta simulação este método é parametrizado com $\omega_o = 376,99104$, $f_{PB\ 2\ ordem} = 20\ Hz$ e 2 canais de corrente (fundamental $h_f = 1$ e 7ª harmônica $h_2 = 7$). Como os canais de detecção de correntes harmônicas neste método são independentes, e o objetivo é analisar somente o comportamento da 7ª harmônica, optamos por não incluir a detecção de outras correntes harmônicas na simulação.

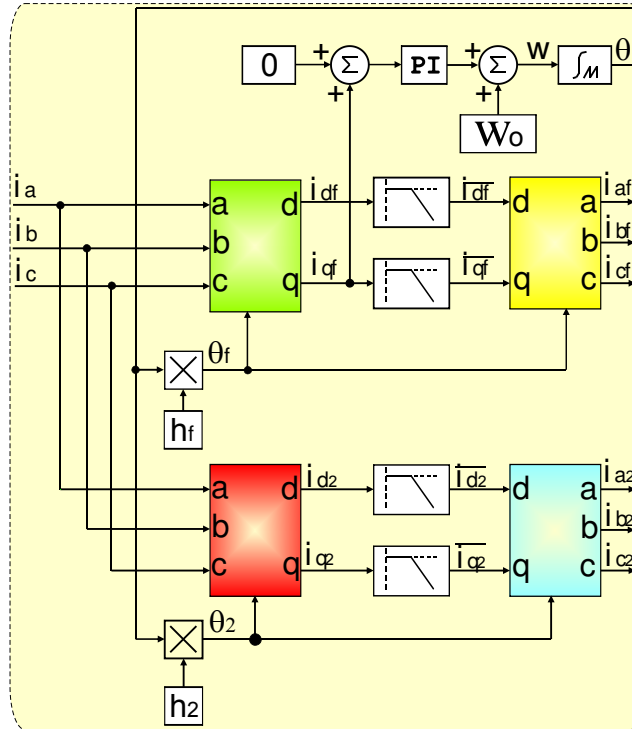


Figura 45 – Diagrama de blocos para detecção de correntes harmônicas baseado no SRF-PLL.

A Figura 46 apresenta a componente de 7ª harmônica produzida pelo gerador de corrente, além do comportamento dos algoritmos MSOGI-FLL e SRF-PLL na detecção da mesma. Como observado na Figura 46(a) o método SRF não consegue fazer o rastreamento correto da fase, quando da existência de componentes harmônicas. O erro de fase também induz a um erro de amplitude na corrente harmônica detectada. A Figura 46(b) mostra que correntes desbalanceadas não interferem significativamente na resposta de ambos os algoritmos. As Figuras 46(c) e 46(d) mostram que, após o salto de fase e alteração de frequência, ambos os algoritmos alcançam a estabilidade após um ciclo da

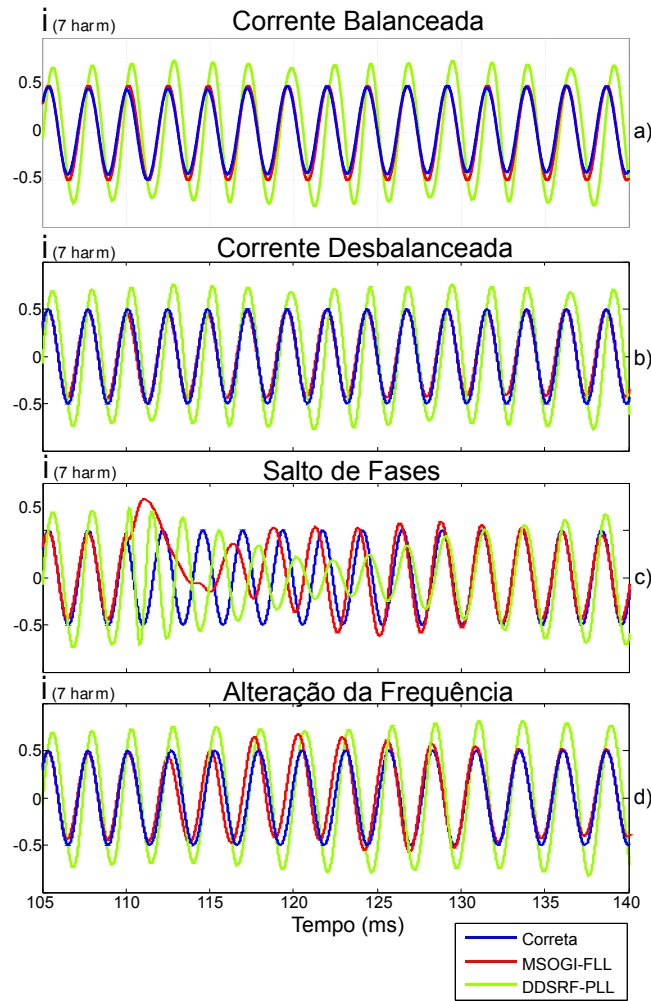


Figura 46 – Comparação entre a 7ª harmônica existente e a detectada pelos métodos SOGI e SRF. As imagens apresentam uma fase da corrente. A 110 ms um distúrbio é aplicado. (a) Cargas balanceadas. (b) Cargas desbalanceadas. (c) Saltos de fase (+45°) (d) Alteração de frequência (60 Hz -> 55 Hz).

frequência da fundamental, mas o algoritmo SRF-PLL permanece com erros de fase e amplitude.

Como visto na Figura 46, a aplicação baseada no método MSOGI estima a 7ª harmônica bastante próxima da real, mesmo após a aplicação dos distúrbios pelo gerador de corrente.

6.4.3 Comparação dos resultados encontrados nas simulações e nos testes experimentais com o algoritmo MSOGI-FLL

Simulações e testes experimentais foram realizados utilizando a plataforma apresentada na Figura 47.

Para possibilitar a comparação precisa entre as duas situações, os sinais de tensão utilizados nas simulações foram amostrados durante os testes experimentais, fazendo com

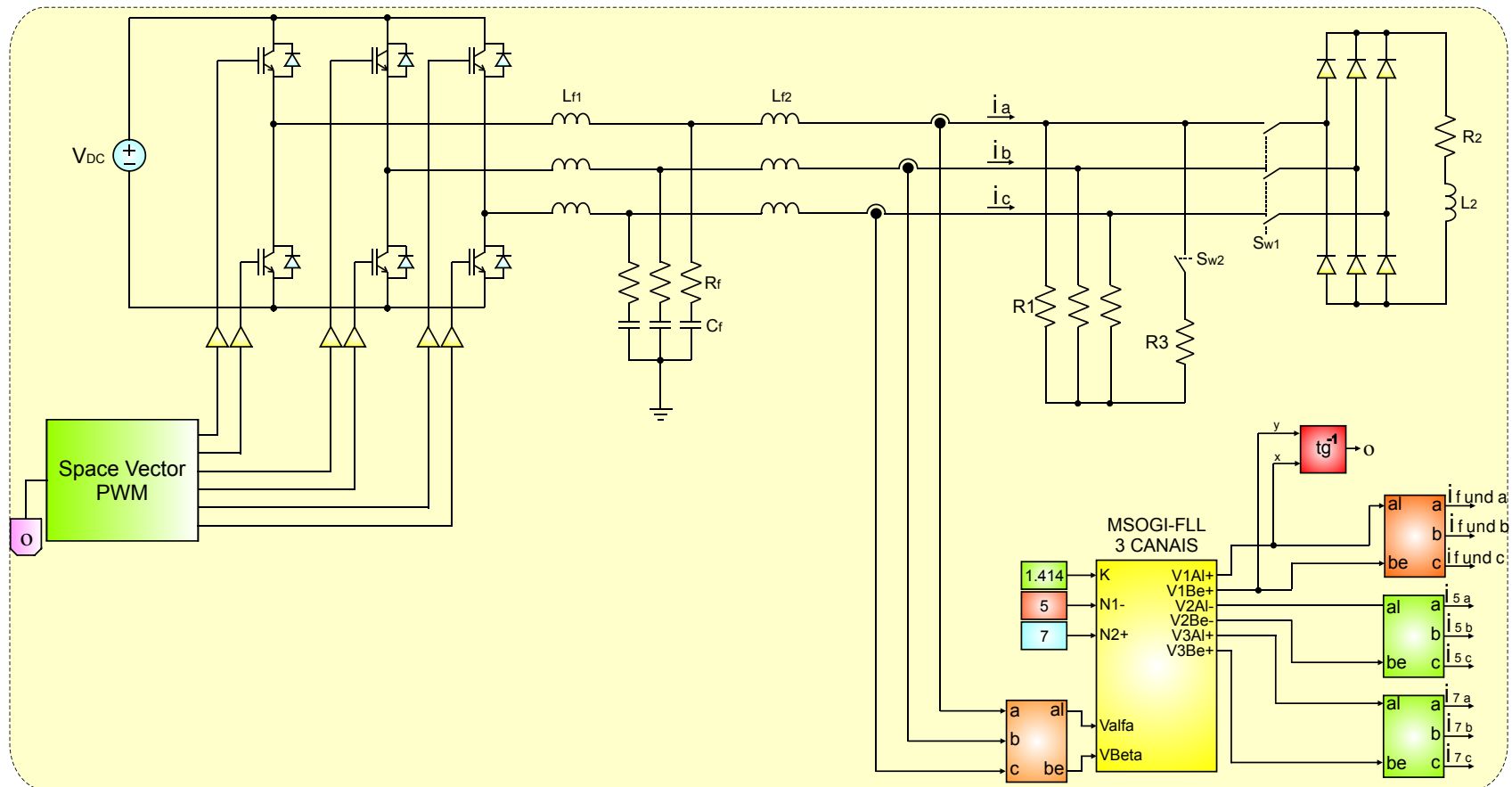


Figura 47 – Plataforma de simulação e experimental montada em laboratório.

Tabela 1 – Parâmetros do Circuito.

Tensão do Link DC	311
Frequência de chaveamento	10 kHz
Tensão de fase	70.71 V_{RMS}
Frequência de referência	60 Hz
Carga R_1	15 Ω
Carga R_2	50 Ω
Carga R_3	15 Ω
Indutor L_{f1}	1.2 mH
Indutor L_{f2}	250 μH
Capacitor C_f	60 μF
Resistor R_f	1 Ω

que os sinais de entrada em ambos os sistemas de controle fossem os mesmos. O gerador de tensão foi implementado com o objetivo de produzir vários tipos de distúrbios de rede, tais como alterações de frequência e saltos de fase. O circuito de cargas utilizado possibilita o estudo de três tipos de cargas trifásicas: lineares, não lineares e cargas desbalanceadas. As distorções de corrente analisadas foram geradas utilizando o mesmo circuito de cargas tanto nas simulações quanto nos testes experimentais. As variações nas formas de onda das correntes foram obtidas abrindo/fechando os contatos Sw_1 e Sw_2 .

A aplicação desenvolvida neste trabalho propõe a estimativa de duas componentes harmônicas. Ela pode ser expandida para mais componentes, simplesmente adicionando novas estruturas MSOGI em paralelo com as estruturas já existentes, como pode ser visto na Seção 6.3. As seleções da 5ª e 7ª harmônicas foram feitas na corrente da carga. A 5ª harmônica é definida como de sequência negativa, cujo sinal está disponível na saída i_{α}^{-} e i_{β}^{-} do circuito mostrado na Figura 40, e a 7ª harmônica é definida como sendo de sequência positiva, que está disponível na saída i_{α}^{+} e i_{β}^{+} do mesmo circuito.

Nas simulações o MSOGI-FLL é parametrizado com $k = \sqrt{2}$, $\Gamma = 50$, $\omega = 376,99104$ e 3 canais de corrente (fundamental, 5ª harmônica e 7ª harmônica). Aplicando estes valores nas Equações (55) e (81), pode-se calcular $t_{s(SOGI)} = 17.5ms$ e $t_{s(FLL)} = 100ms$, que está de acordo com a condição $t_{s(FLL)} \geq 2.t_{s(SOGI)}$. Os valores de γ alteram para cada valor instantâneo da corrente calculada por $I = \sqrt{i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2}$ e é calculado pelo próprio algoritmo utilizando a Equação (79).

6.4.3.1 Cargas Não Lineares

Com o objetivo de descrever o comportamento do sistema quando conectado a cargas não lineares, o circuito apresentado na Figura 47 é utilizado com os parâmetros descritos na Tabela 1. No início da simulação/experimento, os contatos Sw_1 e Sw_2 estão *abertos*. Após 100 ms, em estado estacionário, o contato Sw_1 é *fechado*, introduzindo uma carga não linear ao sistema.

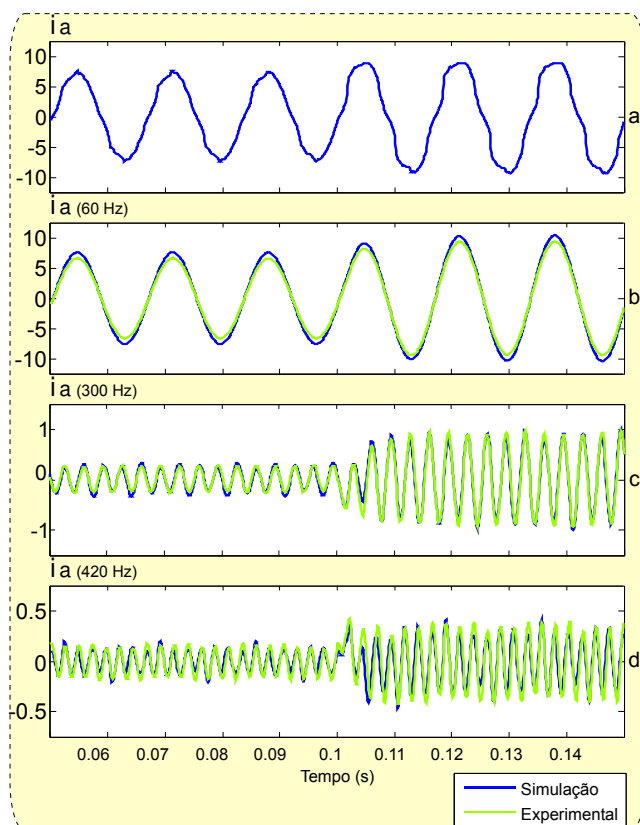


Figura 48 – Resultado de simulação e experimental para uma carga não-linear. A 100 ms uma carga não-linear é conectada ao circuito. (a) Corrente na fase A. (b) Corrente fundamental filtrada (c) 5ª harmônica filtrada. (d) 7ª harmônica filtrada.

As Figuras 48(a) e 48(b) apresentam, respectivamente, a corrente total da fase A e a sua componente fundamental. Como visto nos gráficos das Figuras 48(c) e 48(d), após a introdução de uma carga não-linear ao circuito após 100 ms da partida do sistema, o filtro multi-ressonante - em menos de meio ciclo da frequência da fundamental - detecta a 5ª e a 7ª harmônica da corrente. Nos testes experimentais, a carga trifásica não-linear é conectada às outras cargas do circuito por meio de uma chave eletrônica *Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor* (MOSFET). Comparando os resultados experimentais com os resultados das simulações apresentados na Figura 48, verifica-se uma substancial similaridade entre eles. As correntes harmônicas existentes nos gráficos das Figuras 48(c) e 48(d), antes da conexão da carga não linear ao circuito são referentes aos ruídos produzidos pelo gerador de tensão. Tais ruídos devem-se ao fato de o conversor operar em malha aberta, e não levar em consideração a oscilações de tensão existentes no elo CC. Nas simulações, esses ruídos também aparecem, já que os sinais de tensão utilizados nas simulações foram amostrados nos testes experimentais.

6.4.3.2 Cargas Desbalanceadas

Para se obter a resposta do método proposto quando da existência de correntes trifásicas desbalanceadas, novamente é utilizado o circuito de cargas da Figura 47 com os parâmetros indicados na Tabela 1. O sistema inicia-se com o contato Sw_1 *fechado*, gerando as correntes harmônicas introduzidas pela carga não-linear. Após 100 ms do início da simulação, o contato Sw_2 é *fechado*, introduzindo uma nova carga em paralelo com a carga já existente na fase A, ocasionando o aumento da corrente nesta fase, com o consequente desbalanceamento de fases. A Figura 49(a) mostra a forma de onda das correntes i_a , i_b e i_c imediatamente antes e após a carga extra conectada na fase A.

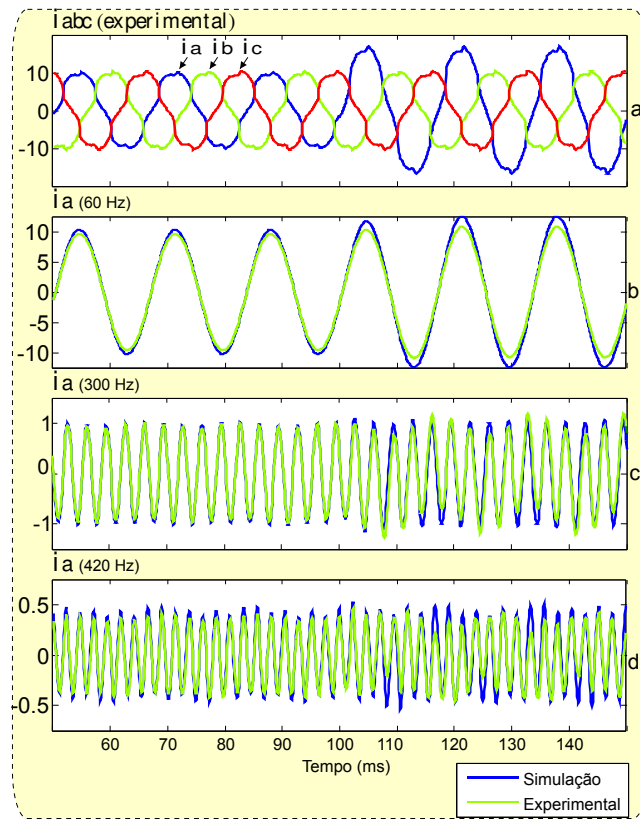


Figura 49 – Resultado de simulação e experimental para cargas desbalanceadas. A 100 ms uma carga extra é conectada a fase A. (a) Correntes das fases A, B e C. (b) Corrente fundamental filtrada da fase A. (c) 5ª harmônica filtrada da fase A. (d) 7ª harmônica filtrada da fase A.

Em testes experimentais, uma carga extra é conectada ao circuito através de uma chave eletrônica (TRIAC). Comparando o resultado experimental com o resultado da simulação, como mostrado na Figura 49, verifica-se uma substancial similaridade entre eles. O MSOGI utiliza como entrada as componentes estacionárias i_α e i_β de i_{abc} . Como os valores de i_α e i_β são calculados a partir das três fases, conclui-se que quando as fases estão desbalanceadas, as componentes i_α e i_β serão afetadas na mesma proporção, anulando parcialmente os efeitos desta distorção na resposta final do algoritmo.

6.4.3.3 Alterações da Frequência da Rede

A simulação se inicia com o circuito apresentado na Figura 47 com o contato Sw_1 *fechado* e Sw_2 *aberto*, significando um sistema de cargas balanceado e não-linear. Após 100 ms o gerador de tensão aplica uma redução na frequência de alimentação do circuito, caindo de 60 Hz para 55 Hz, consequentemente alterando também a frequência da corrente. Como este método é constituído de um filtro adaptativo em frequência (DSOGI-FLL), verifica-se que na Figura 50(b), em um tempo um pouco maior do que o de um ciclo da frequência da fundamental - como projetado - o sistema se estabiliza, continuando a gerar as componentes harmônicas de referência normalmente. Os gráficos dos testes experimentais e das simulações são mostrados na mesma figura, e são praticamente idênticos.

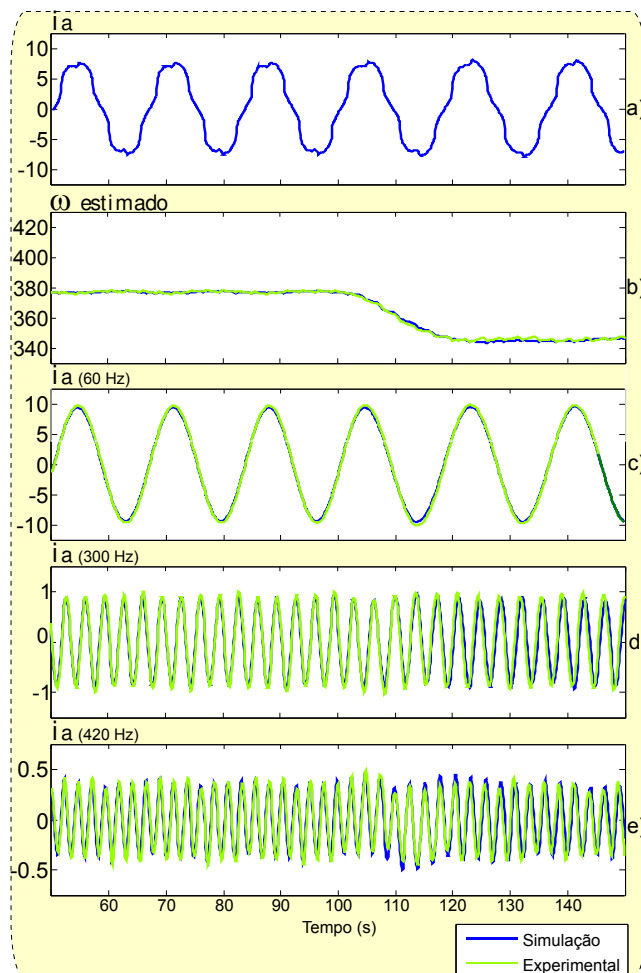


Figura 50 – Alteração de Frequência. A 100 ms a frequência da tensão do circuito cai de 60 Hz para 55 Hz. (a) Corrente na fase durante a alteração da frequência. (b) ω detectado pelo MSOGI-FLL. (c) Corrente fundamental detectada. (d) 5ª harmônica detectada. (e) 7ª harmônica detectada.

6.4.3.4 Salto de Fase na Rede

Novamente utilizando o circuito mostrado na Figura 47, começando com os contatos Sw_1 fechado e Sw_2 aberto, o sistema parte com uma carga não-linear balanceada. Após 100 ms, um salto de fase de $+45^\circ$ é aplicado pelo gerador de tensão no circuito, ocasionando o mesmo salto de fase na corrente. Ao detectar o aumento do erro produzido, o filtro adaptativo DSOGI-FLL imediatamente incrementa a frequência de controle até que o sistema entre em sincronismo com a corrente do circuito novamente. Note na Figura 51(b) que em cerca de 2 ciclos da frequência fundamental - como projetado - o sistema se estabiliza e continua a gerar as correntes harmônicas de referência normalmente.

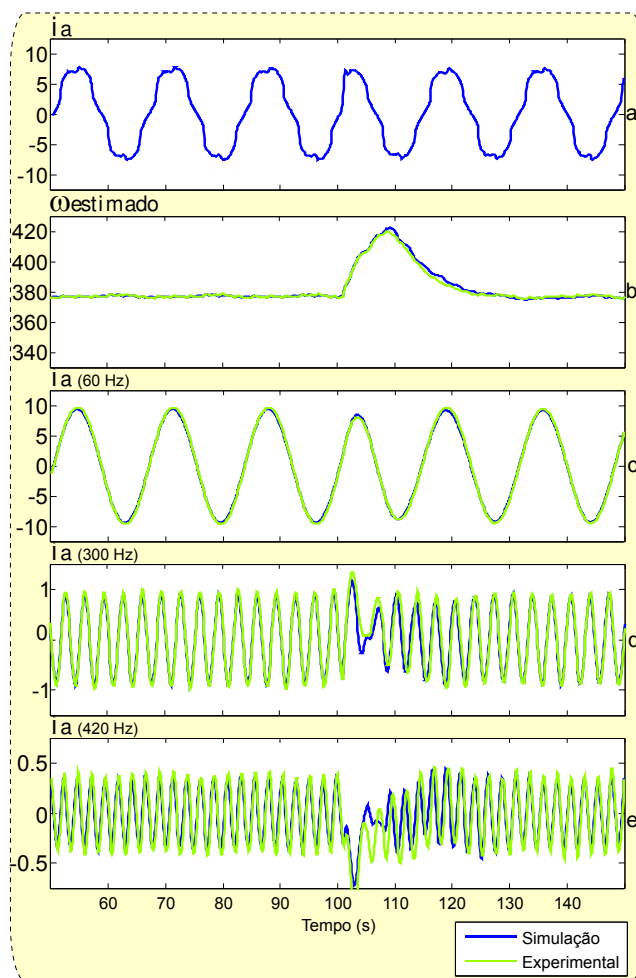


Figura 51 – Salto de Fase. A 100 ms a tensão do circuito salta de fase em $+45^\circ$. (a) Corrente de fase durante o salto de fase. (b) FLL detecta a alteração da fase e incrementa/decrementa a frequência de controle até alcançar a fase correta. (c) Corrente fundamental detectada. (d) 5ª harmônica detectada. (e) 7ª harmônica detectada.

O MSOGI-FLL incrementa ou decrementa a sua frequência interna até ela se tornar sincronizada novamente com a frequência da corrente. As comparações entre as simulações e os testes experimentais são mostrados nas Figuras 51(d) e 51(e), onde verifica-se que os

resultados são praticamente idênticos.

6.4.4 Simulação da compensação seletiva de correntes harmônicas utilizando o algoritmo MSOGI-FLL

Com o objetivo de verificar a atenuação harmônica das componentes selecionadas, o diagrama de blocos da Figura 52 é apresentado e a simulação é realizada.

Tabela 2 – Parâmetros do Circuito.

Tensão de fase	70.71 V_{RMS}
Carga R1	15 Ω
Carga R2	50 Ω
Carga R3	15 Ω
Indutância Lf	2 mH

Para esta simulação ser a mais próxima possível da realidade, os valores de tensão (v_{abc}) utilizados na simulação foram amostrados nos testes experimentais apresentados na seção 6.4.3.

O controlador proporcional integral (C_{PI}) é frequentemente utilizado no controle de conversores de tensão trifásicos, quando as formas de onda senoidais são representadas por suas componentes síncronas dq (PARK, 1927). Já em sistemas trifásicos representados por componentes estacionárias senoidais em quadratura (CLARKE, 1950), o controlador proporcional ressonante (C_{P+RES}) é mais eficaz, já que nestes casos o controlador C_{PI} leva a um erro oscilatório que não é eliminado em estado estacionário quando a entrada é um sinal senoidal. A função de transferência de um controlador C_{P+RES} é dado pela equação (91) (FUKUDA; YODA, 2000),(TEODORESCU; BLAABJERG, 2004).

$$C_{(P+RES)}(s) = k_p + \sum_{h=1}^n \frac{k_{sh} \cdot s}{s^2 + (h \cdot \omega_0)^2} \quad (91)$$

Nesta simulação foi utilizado um C_{P+RES} com um ganho proporcional e dois ressonantes, sendo um para cada harmônica a ser compensada. Foi utilizado um $K_p = 0,1$ e $K_{sh} = 0,1$. Assim, a equação do controlador para cada componente estacionária ($i_{\alpha\beta}$) é dada pela equação (92).

$$C_{(P+RES)}(s) = 0,1 + \frac{100 \cdot s}{s^2 + (5.377)^2} + \frac{100 \cdot s}{s^2 + (7.377)^2} \quad (92)$$

O algoritmo utilizado no conversor de tensão para a compensação da corrente é o PWM senoidal, com uma frequência de chaveamento de 10 kHz , no qual foi gerado uma onda triangular com picos de $-0,1$ e $+0,1$, a qual foi suficiente para sobrepor o erro encontrado entre a corrente a ser compensada e a corrente realmente gerada pelo compensador.

Foi utilizada uma indutância de acoplamento de 2 mH , a qual permitiu uma melhor relação entre a filtragem da corrente e a resposta do sistema.

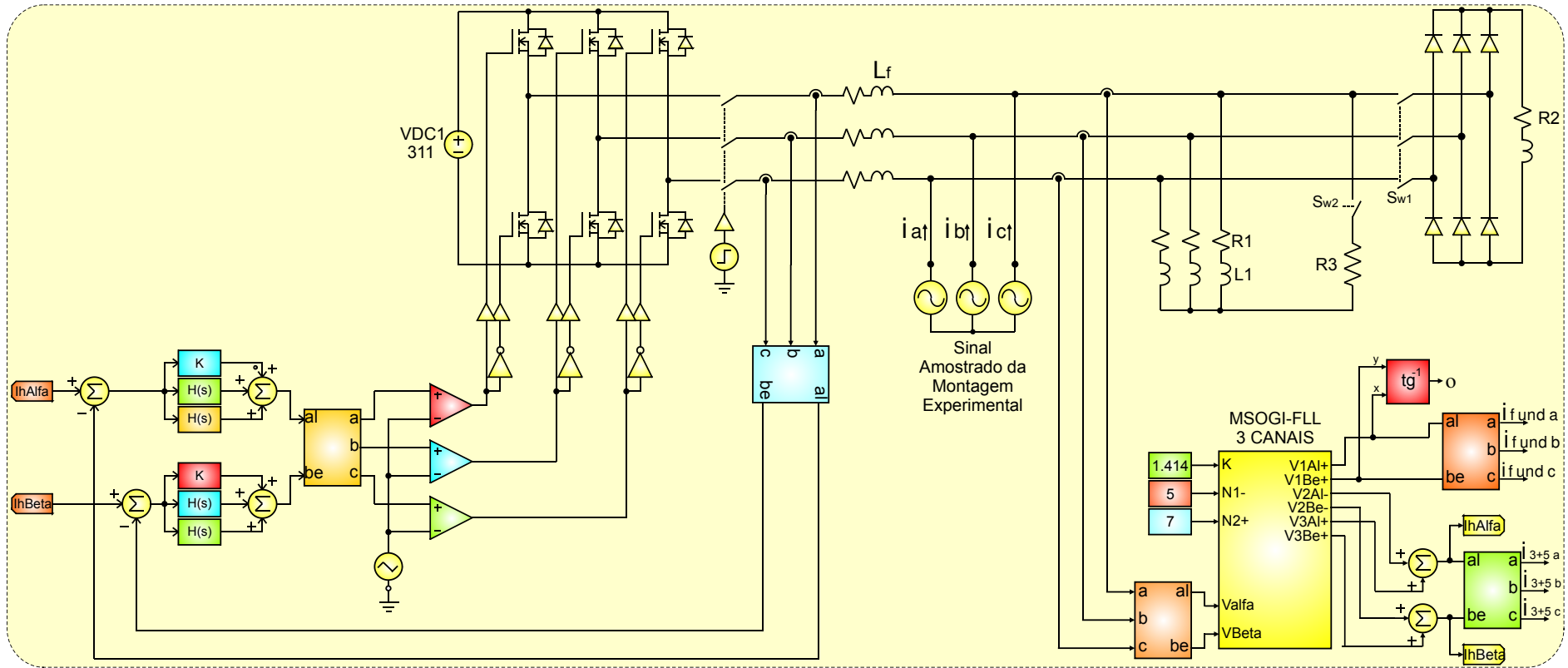


Figura 52 – Circuito de compensação harmônica utilizado nas simulações com cargas trifásicas lineares, não-lineares e desbalanceadas.

6.4.4.1 Carga Resistiva

A Figura 53 apresenta as formas de ondas da corrente da fase **a** fornecidas pela fonte de tensão, antes e após a compensação da 5ª e 7ª harmônica pelo filtro ativo, em cargas resistivas balanceadas.

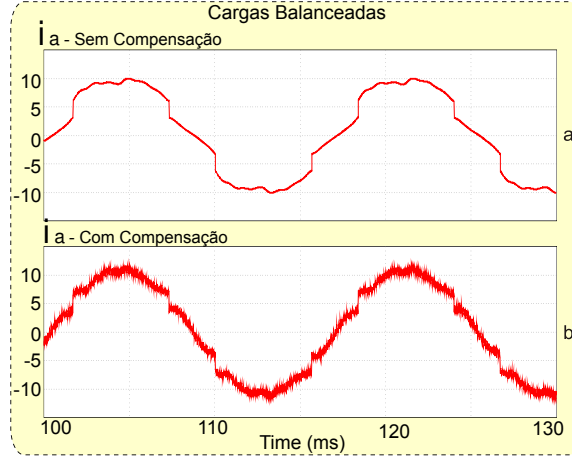


Figura 53 – Carga balanceada. Forma de onda da corrente da fase **a**. (a) Antes da compensação harmônica. (b) Após a compensação da 5ª e da 7ª harmônicas.

A Figura 54(a) mostra a distribuição harmônica das correntes $i_{g(a,b,c)}$ em cargas trifásicas fornecidas pela fonte de tensão, quando o contato Sw_1 da Figura 52 está *aberto*. A grande quantidade de componentes harmônicas da corrente apresentadas na Figura 54(a) é devido principalmente à não linearidade da carga, mas também ao fato de que a tensão aplicada no circuito foi extraída dos testes experimentais. A Figura 54(b) mostra as componentes harmônicas da corrente fornecida pela fonte de tensão ($i_{g(abc)}$), com atenuação das componentes harmônicas compensadas, já que as componentes 5ª e 7ª harmônicas foram quase que totalmente fornecidas pelo conversor de tensão APF.

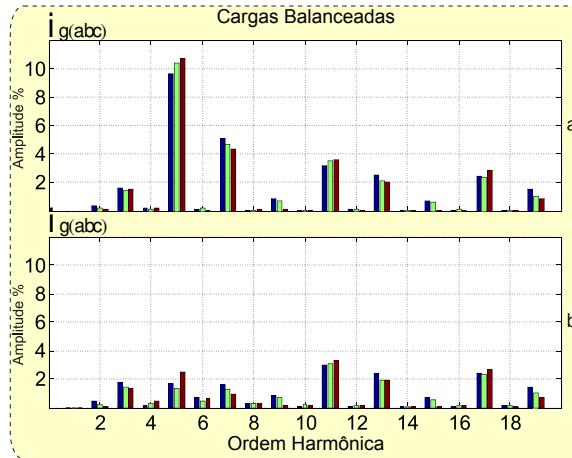


Figura 54 – Carga balanceada. Gráficos de distorção harmônica da corrente. (a) Antes da compensação harmônica. (b) Após a compensação da 5ª e da 7ª harmônicas.

Tabela 3 – Carga balanceada - Distorções antes e após a compensação harmônica seletiva (em % da tensão fundamental).

Ordem Harmônica	Antes	Após
5 ^a	10,25%	1,83%
7 ^a	4,69%	1,25%

A compensação harmônica em cargas desbalanceadas é simulada com o contato Sw_1 da Figura 52 *fechado*.

A Figura 55 apresenta as formas de ondas da corrente da fase **a**, fornecidas pela fonte de tensão, antes e após a compensação da 5^a e 7^a harmônica pelo filtro ativo, em cargas resistivas desbalanceadas.

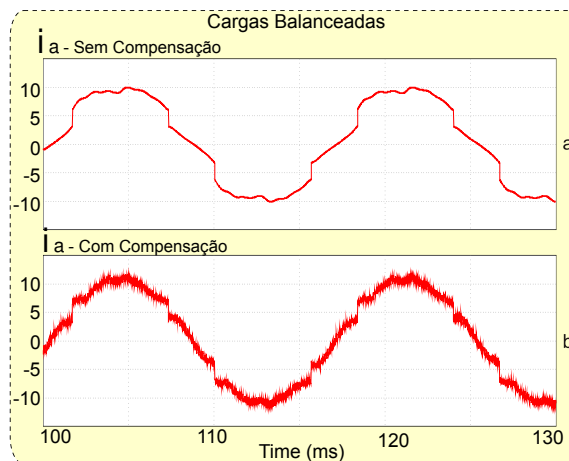


Figura 55 – Carga desbalanceada. Forma de onda da corrente da fase **a**. (a) Antes da compensação harmônica. (b) Após a compensação da 5^a e da 7^a harmônicas.

A Figura 56(a) apresenta as componentes harmônicas de corrente fornecidas pelo gerador de tensão. Aumentando a corrente da fase A com a entrada de uma nova carga linear nesta fase, o valor das componentes harmônicas da corrente nesta fase permanecem constantes, mas em porcentagem da corrente total, este valor diminui, como mostrado na Figura 56(a). A Figura 56(b) apresenta a distorção harmônica da corrente fornecida pelo gerador de tensão após a compensação. A Figura 56(b) mostra que mesmo com cargas desbalanceadas, o sistema responde satisfatoriamente. Os diferentes níveis de corrente nas fases não impossibilita o filtro multi-ressonante de filtrar e detectar as correntes harmônicas pré-determinadas.

Tabela 4 – Carga desbalanceada - Distorções antes e após a compensação harmônica seletiva (em % da tensão fundamental).

Ordem Harmônica	Antes	Após
5 ^a	9,36%	1,71%
7 ^a	4,23%	1,10%

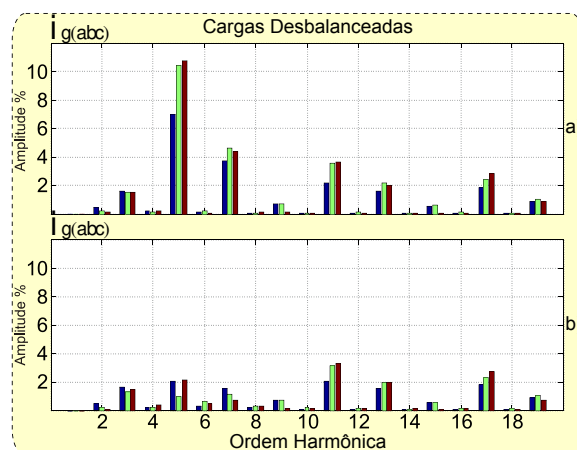


Figura 56 – Carga desbalanceada. Gráficos de distorção harmônica da corrente. (a) Antes da compensação harmônica. (b) Após a compensação da 5ª e da 7ª harmônica.

6.4.4.2 Cargas Indutivas/Capacitivas

Com o objetivo de verificar o comportamento do algoritmo MSOGI-FLL com cargas indutivas, simulações foram realizadas utilizando o circuito descrito na Figura 52. O contato Sw_1 permanece *fechado* e Sw_2 permanece *aberto*. Em série com a resistência R_1 , é incluído uma indutância $L_1 = 100\text{ mH}$. Nenhuma situação de anormalidade foi aplicada no conversor de tensão.

A Figura 57 apresenta as formas de ondas da corrente da fase **a** fornecidas pela fonte de tensão, antes e após a compensação da 5ª e 7ª harmônica pelo filtro ativo, em cargas indutivas balanceadas.

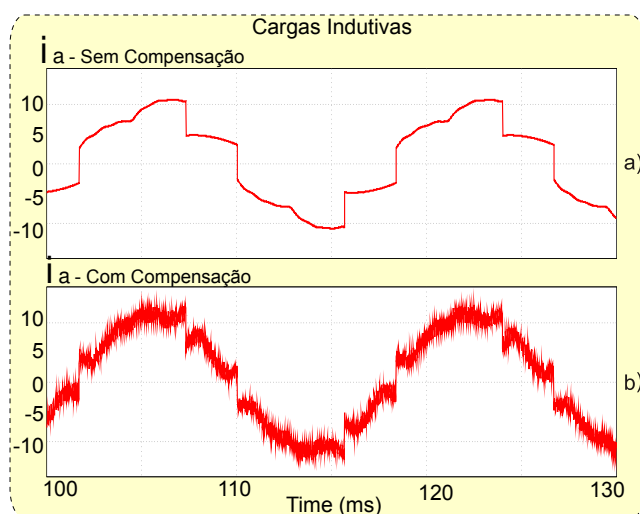


Figura 57 – Carga Indutiva. Forma de onda da corrente na fase **a** fornecida pela fonte de tensão. (a) Antes da compensação harmônica. (b) Após a compensação da 5ª e da 7ª harmônicas.

A Figura 58(a) mostra a corrente do circuito, e as Figuras 58(b) e 58(c) o gráfico de

distorção harmônica antes e após a respectiva compensação. Esta simulação mostra que mesmo com um carga indutiva, o sistema responde satisfatoriamente. O mesmo também ocorre em circuitos com cargas capacitivas.

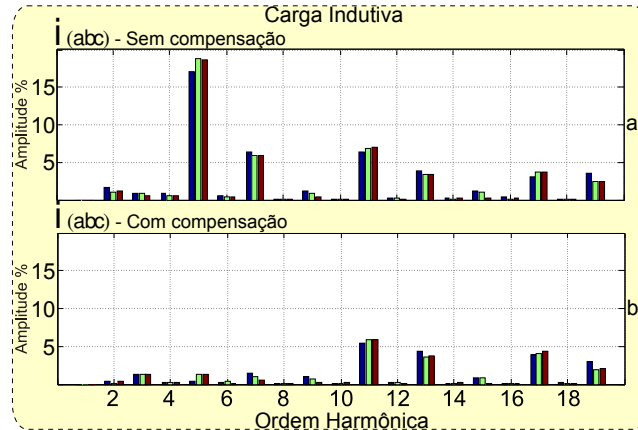


Figura 58 – Cargas Indutivas. Gráficos de distorção harmônica da corrente fornecida pela fonte de tensão. (a) Antes da compensação harmônica. (b) Após a compensação da 5^a e 7^a harmônicas.

Cargas indutivas e capacitivas produzem diferentes defasagens entre a tensão e a corrente. Entretanto, como a sincronização (detecção da frequência e da fase da componente fundamental) é realizada pelo sinal da corrente, o algoritmo detecta as componentes harmônicas de corrente independentemente delas estarem adiantadas ou atrasadas do sinal de tensão. No entanto, futuros estudos devem ser realizados para uma análise mais detalhada das correntes transitórias nestas cargas.

Tabela 5 – Carga Indutiva - Distorções antes e após a compensação harmônica seletiva (em % da tensão fundamental).

Ordem Harmônica	Antes	Após
5 ^a	18,18%	1,01%
7 ^a	6,05%	0,98%

6.5 Conclusão

Como visto nas simulações anteriores, as componentes harmônicas estimadas foram muito próximas das componentes harmônicas reais, especialmente em condições de estabilidade. Em consequência deste fato, a redução significativa das componentes 5^a e 7^a harmônicas já eram esperadas.

A ANEEL, através do PRODIST, Módulo 8 - Qualidade da Energia Elétrica, impõe limites para as distorções harmônicas totais (DTT), as distorções harmônicas totais de ordem **par** (DTT_P), distorções harmônicas totais de ordem **ímpar** (DTT_I) e para as

distorções harmônicas totais das harmônicas de ordem múltiplas de **3** (DTT_3), conforme Tabela 6.

Tabela 6 – Limites das distorções harmônicas totais (em % da tensão fundamental).

Indicador	$V_n \leq 1,0kV$	$1,0kV < V_n < 69kV$	$69kV \leq V_n < 230kV$
DTT	10,0%	8,0%	5,0%
DTT_P	2,5%	2,0%	1,0%
DTT_I	7,5%	6,0%	4,0%
DTT_3	6,5%	5,0%	3,0%

Um novo método de geração de correntes de referência para compensação seletiva de correntes harmônicas trifásicas foi apresentado neste trabalho. Este método é eficiente mesmo quando o sistema apresenta cargas desbalanceadas e com oscilações na frequência da rede. Este método é baseado no MSOGI-FLL.

O método apresentado não utiliza nenhuma função trigonométrica. Estas características contribuem para a redução do tempo computacional, possibilitando ao microcontrolador operar em uma alta frequência de amostragem/chaveamento. As simulações e experimentos são apresentados neste trabalho no intuito de validar este novo método.

Conclusão

Esta tese apresenta uma nova aplicação para a geração de correntes de referência utilizadas na compensação seletiva de correntes trifásicas, baseadas no método MSOGI-FLL. A aplicação apresentada não utiliza nenhuma função trigonométrica, e estas características exigem um pequeno esforço computacional, permitindo ao microcontrolador operar em alta frequência de amostragem e chaveamento. Esta aplicação é efetiva mesmo quando da existência de cargas desbalanceadas e de flutuações na rede elétrica. Em estado estacionário, a performance do algoritmo não é afetada por cargas indutivas e capacitivas. Simulações e testes experimentais foram apresentados neste trabalho com o objetivo de validar esta nova aplicação. Com o objetivo de demonstrar a estabilidade e a velocidade de resposta dos sistema de controle, foram aplicados saltos de fase ($+45^\circ$) e alterações de frequência (queda de 5 Hz) no gerador de tensão. Como esperado, os gráficos resultantes das simulações e dos experimentos são similares, já que as cargas utilizadas em ambos os casos são iguais. Após o tempo de estabilização do método proposto, as componentes harmônicas detectadas são muito próximas das componentes reais. Os saltos de fases e as alterações de frequência aplicados nas simulações/experimentos realizados neste trabalho foram muito maiores que as alterações que normalmente ocorrem nas redes elétricas, esta consideração indica que, durante os distúrbios reais da rede, o tempo de estabilização do algoritmo pode ser muito menor do que o tempo apresentado neste trabalho. A principal contribuição deste trabalho em comparação com os anteriores existentes é utilizar o método MSOGI-FLL para estimar os componentes harmônicos. Este método era até então utilizado somente para a sincronização de conversores de tensão com sistemas trifásicos em situações de anormalidades.

7.1 Trabalhos Futuros

1. Realizar os testes experimentais de compensação seletiva de correntes harmônicas;
2. Realizar estudos sobre a compensação utilizando conversores multinível;

3. Implementar o MSOGI-FLL em hardware com FPGA.

Referências

ABNT. Sistemas fotovoltaicos - características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição. **Associação Brasileira de Normas Técnicas**, 2013. p. 7, 2013.

ANEEL. Qualidade de energia elétrica. **Agencia Nacional de Energia Elétrica - PRODIST**, 2016. v. 8, n. 1, p. 1–90, 2016.

ASIMINOAEI, L.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Detection is key - harmonic detection methods for active power filter applications. **Industry Applications Magazine, IEEE**, 2007. v. 13, n. 4, p. 22–33, July 2007. ISSN 1077-2618. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/mia.2007.4283506>>.

ASIMINOAEI, L. et al. Selective harmonic current mitigation with shunt active power filter. In: **2007 European Conference on Power Electronics and Applications**. [s.n.], 2007. p. 1–10. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/epe.2007.4417361>>.

ASIMINOAEI, L.; KALASCHNIKOW, S.; HANSEN, S. Overall and selective compensation of harmonic currents in active filter applications. In: **Compatibility and Power Electronics, 2009. CPE '09**. [s.n.], 2009. p. 153–160. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/cpe.2009.5156028>>.

BHATTACHARYA, S. et al. Active filter system implementation. **Industry Applications Magazine, IEEE**, 1998. v. 4, n. 5, p. 47–63, Sep 1998. ISSN 1077-2618. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/2943.715508>>.

BLAABJERG, F.; CHEN, Z.; KJAER, S. B. Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2004. v. 19, n. 5, p. 1184–1194, Sept 2004. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/tpel.2004.833453>>.

BRABANDERE, K. D. et al. Design and operation of a phase-locked loop with kalman estimator-based filter for single-phase applications. In: **IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on**. [s.n.], 2006. p. 525–530. ISSN 1553-572X. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/iecon.2006.348099>>.

CIOBOTARU, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. A new single-phase pll structure based on second order generalized integrator. In: **Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE**. [s.n.], 2006. p. 1–6. ISSN 0275-9306. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/pesc.2006.1711988>>.

CLARKE, E. Circuit analysis of ac power systems. **John Wiley and Sons, Inc.**, 1950. v. 1, 1950.

EIA. World energy demand and economic outlook. **International Energy Outlook 2013**, 2013. 2013.

ERLICH, I.; WINTER, W.; DITTRICH, A. Advanced grid requirements for the integration of wind turbines into the german transmission system. In: **Power Engineering Society General Meeting, 2006. IEEE**. [s.n.], 2006. p. 7 pp.–. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/pes.2006.1709340>>.

FORTESCUE, C. Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks. **American Institute of Electrical Engineers, Transactions of the**, 1918. XXXVII, n. 2, p. 1027–1140, July 1918. ISSN 0096-3860. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/t-aiee.1918.4765570>>.

FRANKLIN, G. F.; POWELL, D. J.; EMAMI-NAEINI, A. **Feedback Control of Dynamic Systems**. 4th. ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall PTR, 2001. ISBN 0130323934.

FUKUDA, S.; YODA, T. A novel current tracking method for active filters based on a sinusoidal internal model. In: **Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE**. [s.n.], 2000. v. 4, p. 2108–2114 vol.4. ISSN 0197-2618. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ias.2000.883117>>.

GLOVER, J. Adaptive noise canceling applied to sinusoidal interferences. **IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing**, 1977. v. 25, n. 6, p. 484–491, Dec 1977. ISSN 0096-3518. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/tassp.1977.1162997>>.

IRAVANI, M. R.; KARIMI-GHARTEMANI, M. Online estimation of steady state and instantaneous symmetrical components. **Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-**, 2003. v. 150, n. 5, p. 616–622, 2003. ISSN 1350-2360. Disponível em: <<https://doi.org/10.1049/ip-gtd:20030779>>.

KAURA, V.; BLASKO, V. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. In: **Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1996. APEC '96. Conference Proceedings 1996., Eleventh Annual**. [s.n.], 1996. v. 2, p. 703–708 vol.2. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/apec.1996.500517>>.

_____. In: **Analysis of Faulted Power Systems**. [S.l.: s.n.], 2009. v. 1.

KIM, H.; AKAGI, H. The instantaneous power theory based on mapping matrices in three-phase four-wire systems. In: **Power Conversion Conference - Nagaoka 1997., Proceedings of the**. [s.n.], 1997. v. 1, p. 361–366 vol.1. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/pcon.1997.645639>>.

LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an lcl-filter based three-phase active rectifier. In: **Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)**. [s.n.], 2001. v. 1, p. 299–307 vol.1. ISSN 0197-2618. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ias.2001.955428>>.

LYON, W. Application of the method of symmetrical components. **McGraw-Hill**, 1937. 1937.

MACIAS, J. R.; EXPOSITO, A. Efficient moving-window dft algorithms. **Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on**, 1998. v. 45, n. 2, p. 256–260, Feb 1998. ISSN 1057-7130. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/82.661667>>.

MATTAVELLI, P. A closed-loop selective harmonic compensation for active filters. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, 2001. v. 37, n. 1, p. 81–89, Jan 2001. ISSN 0093-9994. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/28.903130>>.

MOJIRI, M.; BAKHSHAI, A. An adaptive notch filter for frequency estimation of a periodic signal. **Automatic Control, IEEE Transactions on**, 2004. v. 49, n. 2, p. 314–318, Feb 2004. ISSN 0018-9286. Disponível em: <[https://doi.org/10.1109/tac.2003-821414](https://doi.org/10.1109/tac.2003.821414)>.

MOJIRI, M.; KARIMI-GHARTEMANI, M.; BAKHSHAI, A. Estimation of power system frequency using an adaptive notch filter. **Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on**, 2007. v. 56, n. 6, p. 2470–2477, Dec 2007. ISSN 0018-9456. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/tim.2007.908631>>.

MORENO, V. M. et al. A comparative analysis of real-time algorithms for power signal decomposition in multiple synchronous reference frames. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2007. v. 22, n. 4, p. 1280–1289, July 2007. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/tpel.2007.900484>>.

NEWMAN, M.; ZMOOD, D.; HOLMES, D. Stationary frame harmonic reference generation for active filter systems. **Industry Applications, IEEE Transactions on**, 2002. v. 38, n. 6, p. 1591–1599, Nov 2002. ISSN 0093-9994. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/tia.2002.804739>>.

PARK, R. Two reaction theory of synchronous machines. generalized method of analysis - part i. In **Proceedings of the Winter Convention of the AIEE**, 1927. v. 1, p. 716–730, 1927.

RODRIGUEZ, P. et al. Grid synchronization of power converters using multiple second order generalized integrators. In: **Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE**. [s.n.], 2008. p. 755–760. ISSN 1553-572X. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/iecon.2008.4758048>>.

_____. Multiresonant frequency-locked loop for grid synchronization of power converters under distorted grid conditions. **Industrial Electronics, IEEE Transactions on**, 2011. v. 58, n. 1, p. 127–138, Jan 2011. ISSN 0278-0046. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/tie.2010.2042420>>.

_____. Advanced grid synchronization system for power converters under unbalanced and distorted operating conditions. In: **IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on**. [s.n.], 2006. p. 5173–5178. ISSN 1553-572X. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/iecon.2006.347807>>.

- _____. A stationary reference frame grid synchronization system for three-phase grid-connected power converters under adverse grid conditions. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, 2012. v. 27, n. 1, p. 99–112, Jan 2012. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/tpel.2011.2159242>>.
- _____. Decoupled double synchronous reference frame pll for power converters control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2007. v. 22, n. 2, p. 584–592, March 2007. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/tpel.2006.8900000>>.
- _____. New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions. In: **Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE**. [s.n.], 2006. p. 1–7. ISSN 0275-9306. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/pesc.2006.1712059>>.
- _____. Reactive power control for improving wind turbine system behavior under grid faults. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2009. v. 24, n. 7, p. 1798–1801, July 2009. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/tpel.2009.2014650>>.
- SOLOMON O., J. The use of dft windows in signal-to-noise ratio and harmonic distortion computations. **Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on**, 1994. v. 43, n. 2, p. 194–199, Apr 1994. ISSN 0018-9456. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/19.293419>>.
- SPRS439M. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28335.pdf>. **Texas Instruments**, 2012. 2012.
- TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Proportional-resonant controllers. a new breed of controllers suitable for grid-connected voltage-source converters. In: _____. **Proceedings of The 9th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipments, Optim 2004**,. [S.l.: s.n.], 2004. Vol. 3, CD-ROM, p. 9–14. ISBN 978-973-635-288-1.
- TEODORESCU, R. et al. A stable three-phase lcl-filter based active rectifier without damping. In: **38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003**. [s.n.], 2003. v. 3, p. 1552–1557 vol.3. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ias.2003.1257762>>.
- _____. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, 2006. v. 153, n. 5, p. 750–762, September 2006. ISSN 1350-2352. Disponível em: <<https://doi.org/10.1049/ip-epa:20060008>>.
- WANG, Y. F.; LI, Y. W. A grid fundamental and harmonic component detection method for single-phase systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2013. v. 28, n. 5, p. 2204–2213, May 2013. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/tpel.2012.2214445>>.
- WIDROW, B. et al. Adaptive noise cancelling: Principles and applications. **Proceedings of the IEEE**, 1975. v. 63, n. 12, p. 1692–1716, Dec 1975. ISSN 0018-9219. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/proc.1975.10036>>.

- XIE, C. et al. Digital generalized integrators of current control for three-phase active power filter with selective harmonic compensation. In: **Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE**. [s.n.], 2012. p. 748–753. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/apec.2012.6165903>>.
- YUAN, X. et al. Stationary frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operation conditions. In: **Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE**. [s.n.], 2000. v. 4, p. 2143–2150 vol.4. ISSN 0197-2618. Disponível em: <[https://doi.org/10.1109/ias.2000-883122](https://doi.org/10.1109/ias.2000.883122)>.
- ZHANG, F.; GENG, Z.; YUAN, W. The algorithm of interpolating windowed fft for harmonic analysis of electric power system. **Power Delivery, IEEE Transactions on**, 2001. v. 16, n. 2, p. 160–164, Apr 2001. ISSN 0885-8977. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/61.915476>>.
- ZHOU, H. et al. Selective harmonic compensation (shc) pwm for grid-interfacing high-power converters. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, 2014. v. 29, n. 3, p. 1118–1127, March 2014. ISSN 0885-8993. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/tpel.2013.2261553>>.

Apêndices

Space Vector PWM

A.1 Introdução

Com o intuito de diminuir o nível de tensão do link DC, minimizar a frequência de chaveamento dos conversores de tensão, reduzir o tamanho dos filtros L / LC / LCL tornando-os mais baratos, e principalmente melhorar a qualidades das tensões e correntes geradas, o estudo dos algoritmos de chaveamento de conversores são de fundamental importância. Diante desta perspectiva, novas topologias de conversores de tensão e novos algoritmos de chaveamento foram desenvolvidos ao longo dos anos, e ainda hoje são estudados pela comunidade científica. Neste Apêndice detalharemos o algoritmo de chaveamento denominado *Space Vector PWM* (SVPWM). Este algoritmo é baseado na decomposição de um sistema trifásico em um sistema bifásico equivalente, com dois eixos ortogonais, sendo o eixo imaginário β e eixo real α . A modulação SVPWM se tornou padrão em conversores de tensão, e ainda hoje, esforços importantes em pesquisas são dedicados no aperfeiçoamento deste algoritmo. A aplicação inicial do SVPWM para o uso em conversores trifásicos foi expandida para novas aplicações, tais como conversores multi-nível e ressonantes.

A.2 Circuito básico

Para este estudo, definimos o circuito de cargas da Figura 59 como base para a aplicação dos algoritmos estudados. Este circuito é composto dos seguintes módulos:

A.2.1 Barramento DC

A estabilidade do barramento DC é de fundamental importância para a manutenção dos níveis de tensões senoidais geradas. A não estabilidade do barramento requer a implementação de um algoritmo de controle em malha fechada a fim de compensar a oscilações do mesmo.

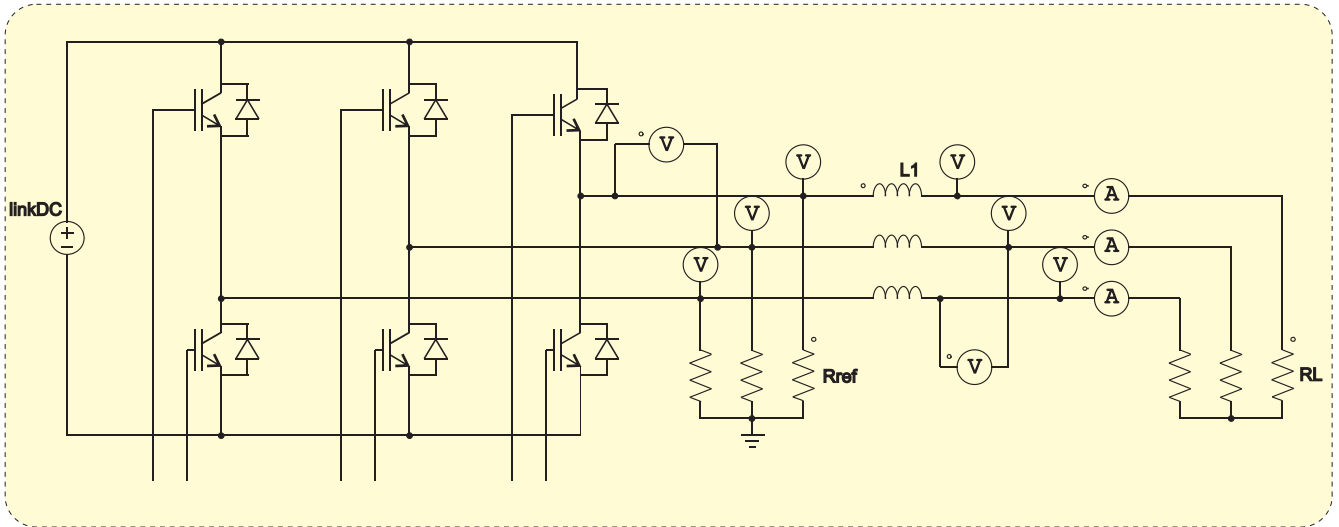


Figura 59 – Circuito básico para simulação dos algoritmos de chaveamento.

A.2.2 Conversor de tensão

Para a geração de uma tensão senoidal na frequência desejada, foram montados três barramentos com duas chaves eletrônicas em série em cada, como mostrado na Figura 59. As chaves de cada barramento geralmente possuem um sistema de proteção, onde ambas não podem estar ligadas ao mesmo tempo, o que geraria um curto circuito no barramento DC. Normalmente tais chaves eletrônicas são transistores de potência, tais como MOSFET ou IGBT, e precisam de um circuito de disparo isolado.

A.2.3 Três resistores de precisão

No intuito de visualizar/analisar a tensão de fase gerada pelo conversor de tensão, incluiu-se ao circuito de cargas, três resistores exatamente iguais, de alta resistência ôhmica e de baixa potência. Com a interligação entre eles, criamos o ponto neutro, que pode ser utilizado como referência das tensões de fase geradas.

A.2.4 Filtro L trifásico

Montado a partir de três indutores, o filtro L é utilizado para a filtragem das correntes de alta frequência, o filtro L é bastante utilizado em circuitos de baixa potência, pois não é suscetível a instabilidades, e apresenta uma atenuação aceitável de 20 dB por década.

A.2.5 Carga trifásica resistiva

Composta de um banco de resistores de alta potência, a carga trifásica permite a circulação de corrente no filtro L, com a consequente atuação do mesmo na atenuação de

tensão/corrente de altas frequências.

A.3 Sistemas síncronos

Qualquer sistema trifásico ($v_a(t), v_b(t), v_c(t)$) pode ser representado unicamente por um vetor rotacional v_s , onde $v_s = \frac{2}{3} [v_a(t) + a.v_b(t) + a^2.v_c(t)]$, $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ e $a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}}$. Dado um sistema trifásico, a representação vetorial alcançada pelas transformadas $\alpha\beta$ [Clarke] definida pela Equação (93).

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (93)$$

Onde v_α e v_β formam um sistema ortogonal de 2 fases, representados no plano complexo por estas duas componentes, sendo v_β no eixo imaginário e v_α no eixo real ($v_s = v_\alpha + j.v_\beta$). v_0 é nulo em sistemas trifásicos equilibrados, e não é considerado neste trabalho. Diante do exposto, temos que $|v_s| = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}$ e $\theta = \arctan\left(\frac{v_\beta}{v_\alpha}\right)$.

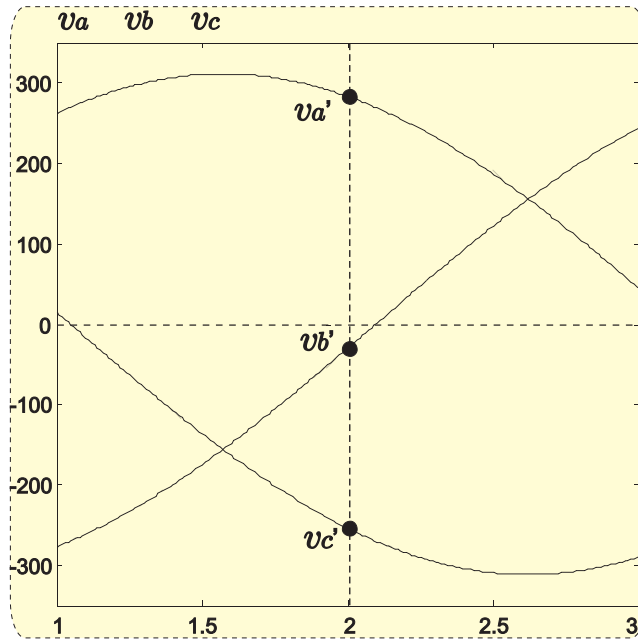


Figura 60 – v_a , v_b e v_c no domínio do tempo em $\theta = 2$.

Desta forma, podemos concluir que cada componente vetorial $V_s(\theta)$ possui um correspondente na dupla v_α e v_β , que por sua vez representa uma única posição no sistema trifásico ($v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_c(t)$). O inverso também é verdadeiro. Este é o principal conceito utilizado no algoritmo SVPWM.

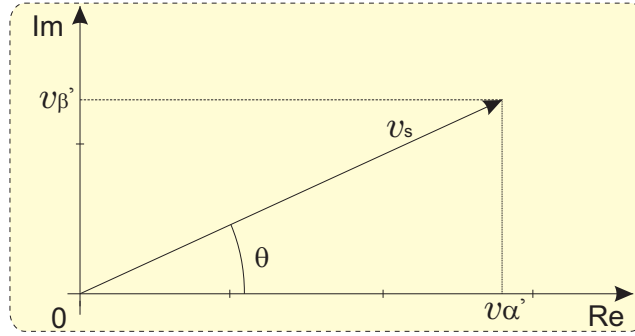


Figura 61 – Vetor V_s , representando v'_a , v'_b , e v'_c no plano ortogonal (real x imaginário).

A.4 Níveis de tensão do SVPWM

A Figura 62 apresenta didaticamente o conversor de frequência com as suas seis chaves e uma carga trifásica. Fazendo um análise inicial, podemos detalhar com simplicidade o funcionamento do algoritmo. Segue algumas considerações básicas: Chave aberta igual a '0', e chave fechada igual a '1'; Fazendo $Z_a = Z_b = Z_c = Z$, temos que $Z||Z = \frac{Z}{2}$;

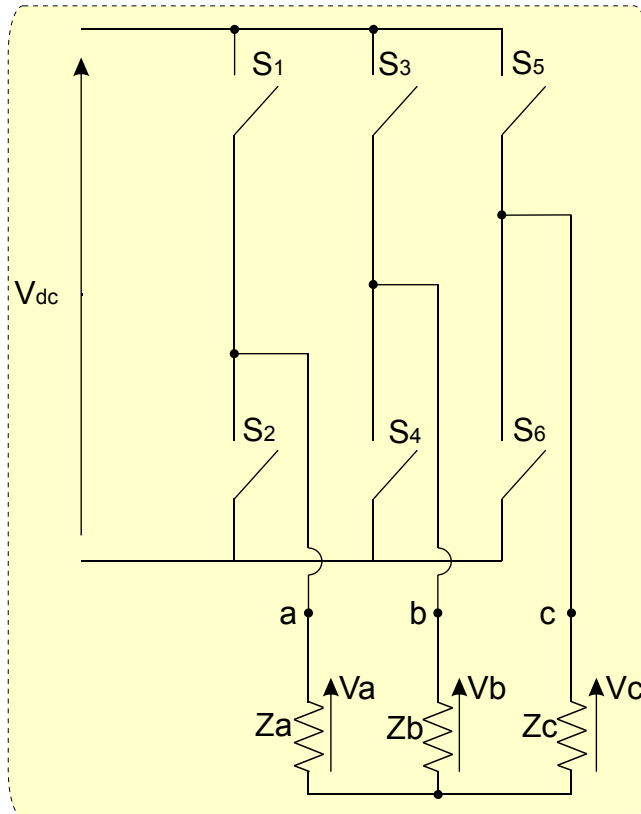


Figura 62 – Circuito simplificado para análise dos níveis de tensão aplicados na carga.

Aplicando a teoria do divisor das tensões nos circuitos apresentados na Figura 62, encontramos os valores de v_a , v_b e v_c para todas as possibilidades de chaveamento de conversor. As combinações de chaveamentos '000' e '111' não foram apresentadas na

Figura 63, já que nestes casos o circuito está aberto, seja na parte superior ou na parte inferior, o que resulta em v_a , v_b e v_c iguais a zero.

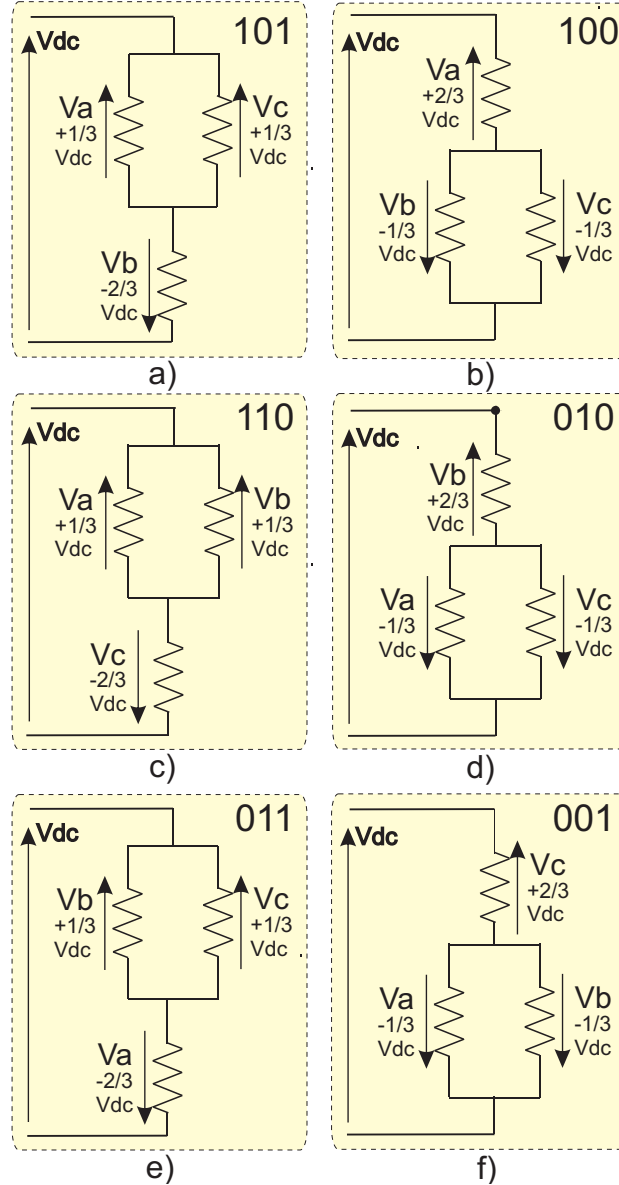


Figura 63 – Circuito de cargas resultante, todas as possibilidades de chaveamento.

A Figura 64 apresenta o gráfico de tensões V_a , V_b e V_c em função do tempo, quando aplicada uma sequência de seis combinações de chaveamento (101, 100, 110, 010, 011, 001, 000, 111). Este gráfico demonstra a grosso modo, a semelhança entre as tensões geradas e um sistema trifásico. Como mostrado na Figura 64, as tensões aplicadas nas cargas Z_a , Z_b e Z_c assumem os valores de $-\frac{2}{3}V_{dc}$, $-\frac{1}{3}V_{dc}$, 0 , $+\frac{1}{3}V_{dc}$ e $+\frac{2}{3}V_{dc}$.

Analisando o gráfico acima, podemos preencher a tabela abaixo, com os valores de V_a , V_b e V_c para cada combinação possível. As combinações '000' e '111' também foram incluídas na tabela.

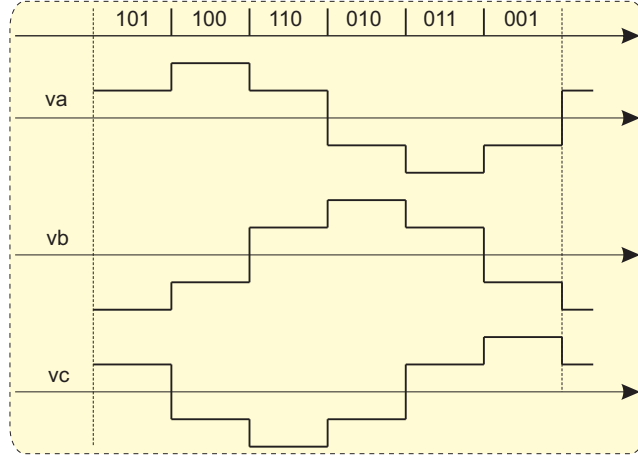


Figura 64 – Gráfico da tensão aplicada na carga de cada fase em todas as possibilidades de chaveamento.

Tabela 7 – Tabela com os níveis de tensões alcançado pelo SVPWM.

	V_a	V_b	V_c
$V_0 (0, 0, 0)$	0	0	0
$V_1 (1, 0, 1)$	$+\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$+\frac{1}{3}V_{dc}$
$V_2 (1, 0, 0)$	$+\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$
$V_3 (1, 1, 0)$	$+\frac{1}{3}V_{dc}$	$+\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$
$V_4 (0, 1, 0)$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$+\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$
$V_5 (0, 1, 1)$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$+\frac{1}{3}V_{dc}$	$+\frac{1}{3}V_{dc}$
$V_6 (0, 0, 1)$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$+\frac{2}{3}V_{dc}$
$V_7 (1, 1, 1)$	0	0	0

A.5 Gerando V_s , a partir de V_i e V_j

O vetor da tensão V_s no algoritmo SVPWM deve seguir um lugar geométrico circular e cada posição deste lugar geométrico pode ser alcançada pela soma vetorial de dois níveis de tensão (v_α e v_β). Como mostrado na Figura 65, estes níveis de tensão podem ser produzidos, fazendo-se a combinação adequada no chaveamento do conversor de tensão.

Como mostrado na Figura 66, o plano complexo foi dividido em seis setores, onde cada setor é limitado por uma dupla de vetores de tensão (V_i e V_j). Cada combinação do chaveamento do conversor pode ser representada por um dos seis vetores mostrados na Figura 66 ($V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$). Controlando o tempo de chaveamento em cada combinação que leva a V_i e V_j , podemos alcançar praticamente todos os pontos do plano complexo, ou seja, podemos gerar praticamente todas as tensões V_s .

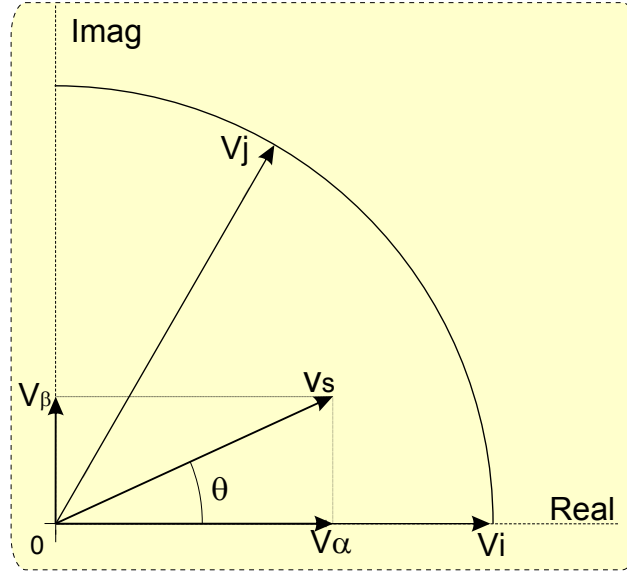


Figura 65 – Decomposição do vetor de tensão V_s em suas componentes real (v_α) e imaginária (v_β).

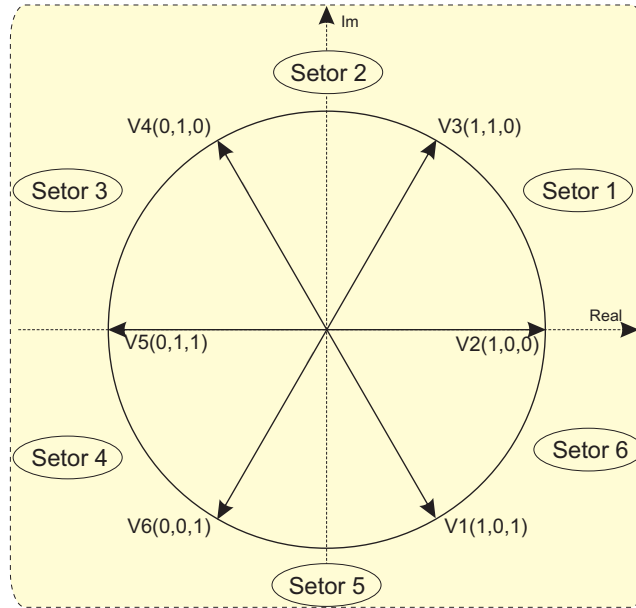


Figura 66 – Setores representados no sistema ortogonal de duas fase (real e imaginário).

A.6 Cálculo de t_i , t_j e t_0

O vetor de tensão Space Vector deve seguir um lugar geométrico circular, e cada posição deste lugar geométrico pode ser alcançado pela combinação entre os dois níveis de tensão vizinhos (V_i e V_j) e o vetor nulo. Utilizando-se a equação $V_s.T_s = V_i.t_i + V_j.t_j + V_o.t_0$, onde T_s é o tempo de permanência de V_s em determinado lugar geométrico, t_i e t_j são os tempos em que os vetores V_i e V_j são aplicados, respectivamente, e t_0 é o tempo em que as cargas ficaram sem tensão. Aplicando funções trigonométrica simples, podemos observar que a componente real e imaginária de V_s do **Setor 1** podem ser descritas pelas

Equações (94) e (95).

$$\text{Eixo Real } (v_\alpha) : V_s \cos(\theta) T_s = \left(\frac{2}{3} V_{dc}\right) t_i + \left(\frac{1}{2} \frac{2}{3} V_{dc}\right) t_j \quad (94)$$

$$\text{Eixo Imag } (v_\beta) : V_s \sin(\theta) T_s = 0 + \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{2}{3} V_{dc} t_j \quad (95)$$

resolvendo as equações (94) e (95), temos:

$$t_j = \frac{(\sqrt{3} V_s \sin(\theta) T_s)}{V_{dc}} e t_i = \frac{3 V_s T_s}{2 V_{dc}} \left(\cos \theta - \frac{\sin \theta}{\sqrt{3}} \right)$$

Respectivamente, fazendo o mesmo com os outros setores, e considerando $V_x = V_s \cos(\theta)$, $V_y = V_s \sin(\theta)$ e $T_0 = T_s - T_i - T_j$, encontramos as equações para o cálculo dos valores de T_i e T_j , conforme tabela abaixo:

Tabela 8 – Fórmulas para cálculo dos valores de t_i e t_j nos setores de 1 a 6 do plano geométrico.

Setores	t_i	t_j
Setor 1	$t_i = \frac{3T_s}{2V_{dc}} \left(V_x - \frac{V_y}{\sqrt{3}} \right)$	$t_j = \frac{\sqrt{3}T_s V_y}{V_{dc}}$
Setor 2	$t_i = \frac{3T_s}{2V_{dc}} \left(V_x + \frac{V_y}{\sqrt{3}} \right)$	$t_j = \frac{\sqrt{3}T_s}{V_{dc}} \left(\frac{V_y}{2} - \frac{\sqrt{3}V_x}{2} \right)$
Setor 3	$t_i = \frac{T_s \sqrt{3}}{V_{dc}} V_y$	$t_j = \frac{\sqrt{3}T_s}{2V_{dc}} (-V_y - \sqrt{3}V_x)$
Setor 4	$t_i = \frac{3T_s}{2V_{dc}} \left(-V_x + \frac{1}{\sqrt{3}} V_y \right)$	$t_j = -\frac{\sqrt{3}T_s}{V_{dc}} V_y$
Setor 5	$t_i = \frac{3T_s}{2V_{dc}} \left(-V_x - \frac{V_y}{\sqrt{3}} \right)$	$t_j = \frac{3T_s}{2V_{dc}} \left(V_x - \frac{V_y}{\sqrt{3}} \right)$
Setor 6	$t_i = -\frac{\sqrt{3}T_s V_y}{V_{dc}}$	$t_j = \frac{3T_s}{2V_{dc}} \left(V_x + \frac{V_y}{\sqrt{3}} \right)$

A.7 Sequência de chaveamento

Após o cálculo dos valores de t_i , t_j e t_0 para o vetor de tensão $V_s = V_{max} \cdot \sin(\theta)$, podemos escolher a ordem de aplicação das tensões V_i , V_j e 0. Existem várias ordens possíveis de aplicações destas tensões, onde cada ordem em particular possui suas características peculiares. Algumas têm como objetivo aumentar a vida útil das chaves, minimizando quantidade de abertura e fechamento das mesmas, outras melhorar a qualidade da tensão gerada. A combinação mais utilizada visa a redução da quantidade de acionamento das chaves dos conversores, ajustando a sequência de chaveamento de tal forma que somente o estado de uma chave seja alterado de cada vez. Um exemplo de como isso pode ser feito é mostrado na Figura 67, para a geração da tensão V_s no Setor 1. O status de cada chave é indicado no topo da figura.

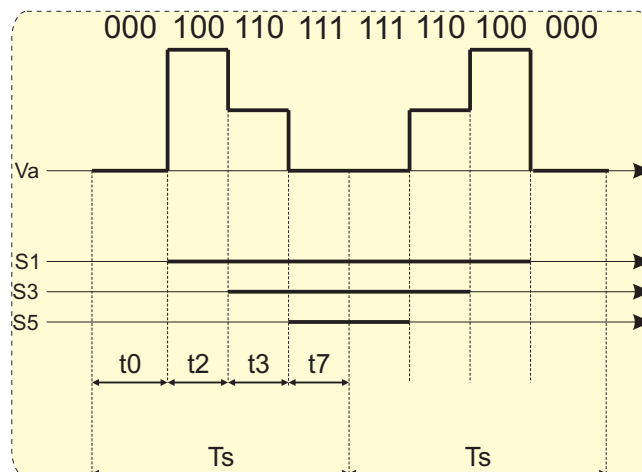


Figura 67 – Ordem de aplicação das tensões visando minimizar a abertura e fechamento das chaves.

A.8 Índice de Modulação

O índice de modulação também é um fator importante nos algoritmos de chaveamento de conversores. Analisando a Figura 68, e aplicando regras trigonométricas básicas, verificamos que o valor máximo obtido pelo conversor utilizando o algoritmo Space Vector PWM é $\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$ V. Consequentemente o valor de pico máximo de uma tensão senoidal que o conversor pode gerar também é $\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$. A partir deste dado encontra-se a tensão mínima de um barramento DC para a geração de uma tensão senoidal desejada. Considerando o índice de modulação igual a 1 para geração de máxima tensão, podemos variar este índice entre 0 e 1 para gerarmos formas de onda com tensões menores que a máxima possível.

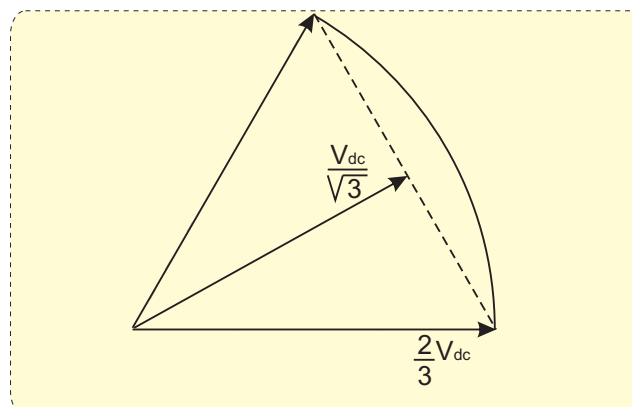


Figura 68 – Cálculo do máximo valor de modulação.

A.9 Simulações

Para simulação do algoritmo, os valores do circuito da Figura 59 foram definidos conforme a tabela abaixo:

Tabela 9 – Parâmetros do circuito para a simulação.

Barramento DC	310 Volts
L_1 (Filtro Passa-Baixa)	2000 μ H
R_{ref} (Resistor de referência)	50 K Ω
R_L (Carga trifásica)	15 Ω
Índice de modulação	80%
Frequência de chaveamento (f_{sw})	10 KHz

A Figura 69 abaixo mostra as tensões geradas pelo conversor de frequência. Para que se possa visualizar mais nitidamente as formas de onda geradas, nesta simulação, eliminamos o filtro passa-baixa L, alteramos a frequência de chaveamento para 3 KHz, e apresentamos somente um faixa do período da onda. Visualmente podemos observar na Figura 69(d) que foram gerados cinco níveis de tensão pelo conversor, o que nos permite atingir melhores resultados que os alcançados pelos algoritmos que geram somente 3 níveis de tensão.

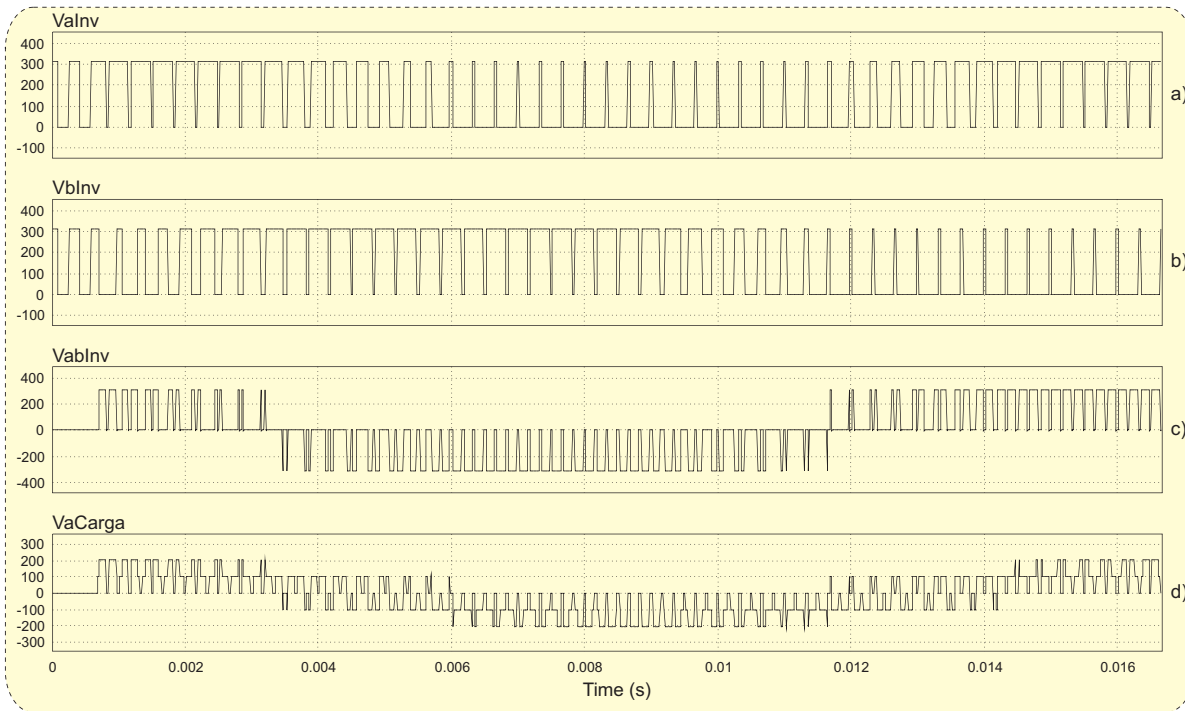


Figura 69 – $F_{sw} = 3$ kHz, sem filtro passa-baixa. a) Tensão do conversor na fase A; b) Tensão no conversor na fase B; c) Tensão no conversor na linha AB; d) Tensão na carga da fase A.

A Figura 70 apresenta as tensões trifásicas de linha na carga geradas pelo conversor de energia, após o filtro passa-baixa L, e utilizando o algoritmo SVPWM.

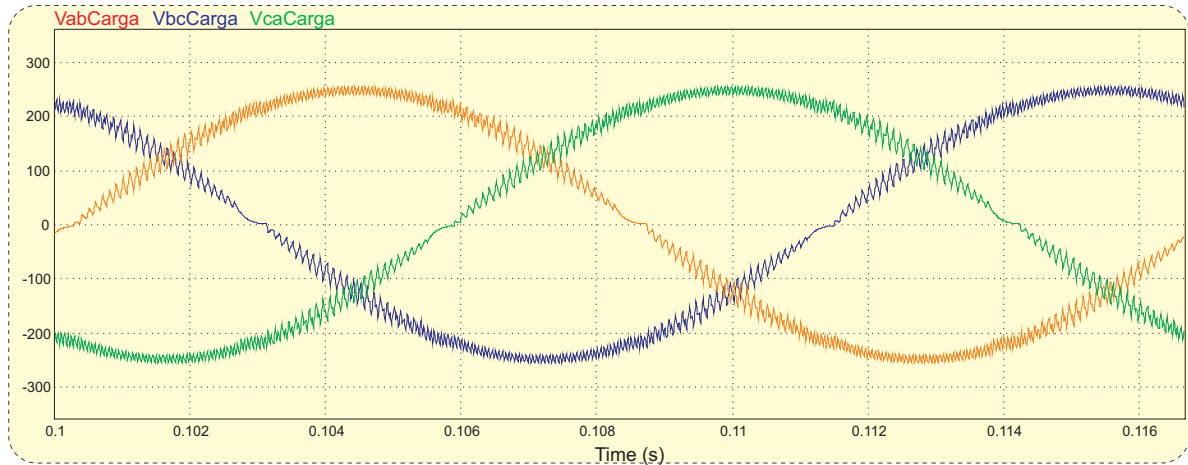


Figura 70 – Tensões ABC na carga geradas pelo conversor de tensão utilizando o algoritmo Space Vector PWM.

A Figura 71 abaixo apresenta as componentes harmônicas existentes nas tensões geradas pelo SVPWM.

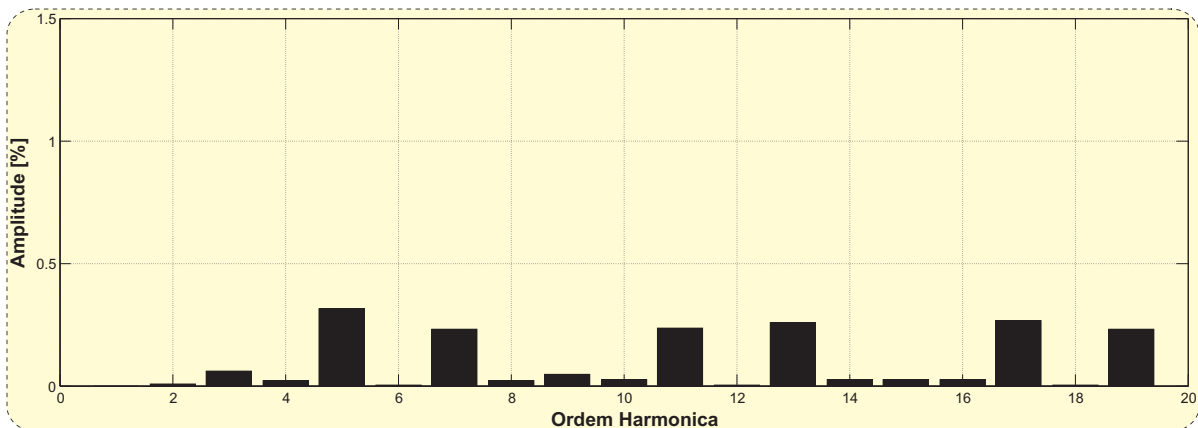


Figura 71 – Componentes harmônicas na tensão da carga (Space Vector PWM 10 KHz).

A.10 Comparações com PWM Senoidal

O algoritmo PWM senoidal é implementado comparando uma tensão de referência com uma onda triangular na frequência de chaveamento. Como podemos observar na Figura 72(a), quando a tensão de referência for maior que a onda triangular, as chaves eletrônicas superiores do braço são fechadas e as inferiores são abertas. Quando a tensão de referência for menor que a onda triangular, as chaves operam de forma inversa. O sinal de controle para o fechamento e abertura das chaves eletrônicas é apresentada na Figura 72(b).

A Figura 73 mostra as tensões geradas pelo conversor de frequência, utilizando o algoritmo SPWM. Para que pudéssemos visualizar mais nitidamente as formas de onda

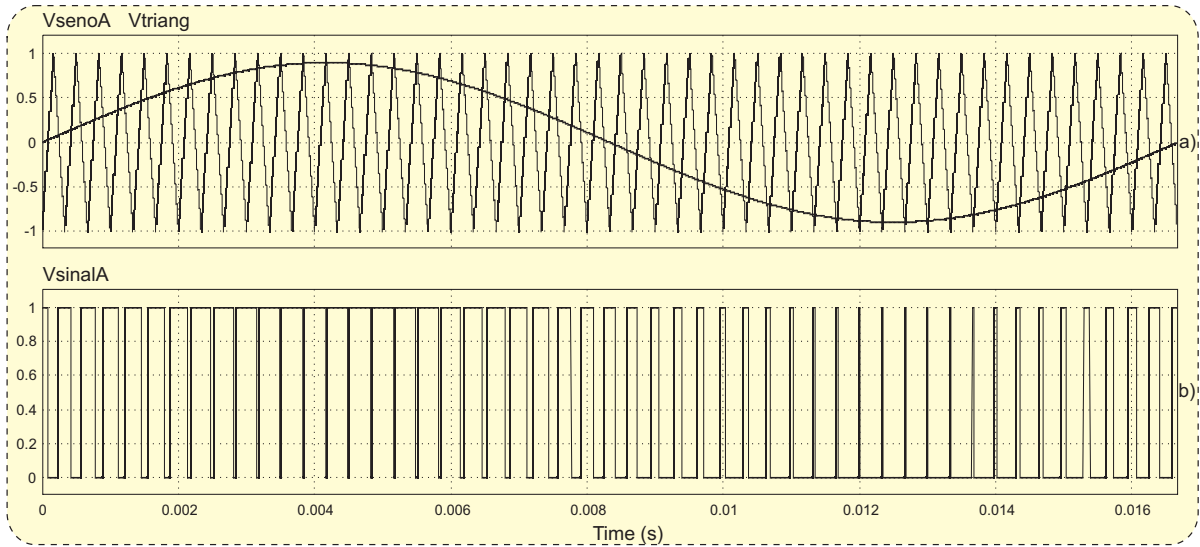


Figura 72 – a) Senoide de referência da fase A e onda triangular na frequência de chaveamento de 3 KHz. b) Sinal para acionamento da chave eletrônica.

geradas, nesta simulação, também eliminamos o filtro passa-baixa L, alteramos a frequência de chaveamento para 3 KHz e apresentamos somente um faixa do período da onda.

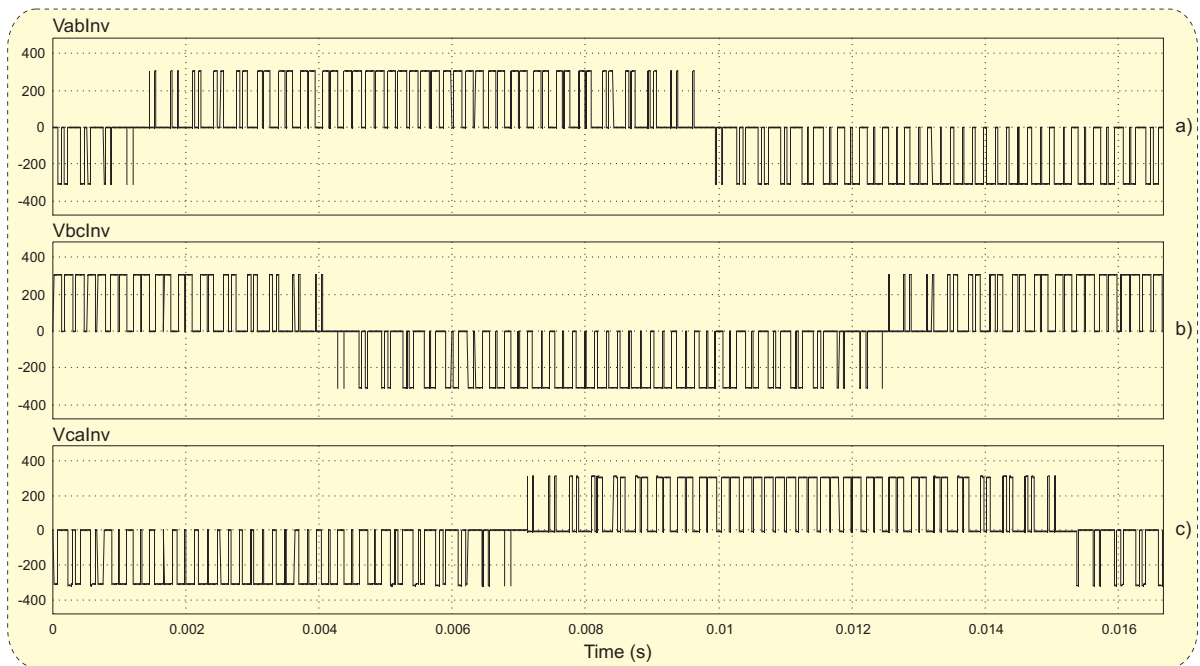


Figura 73 – Algoritmo PWM senoidal. a) Tensão de saída do conversor na fase AB com frequência de chaveamento de 3 KHz. b) Tensão de saída do conversor na fase BC c) Tensão de saída do conversor na fase CA.

O gráfico da Figura 74 representa a tensão trifásica gerada pelo conversor de energia, após o filtro passa-baixa L.

Na Figura 75, apresentamos as componentes harmônicas geradas pelo conversor de tensão, utilizando o algoritmo PWM Senoidal a uma frequência de 10 KHz.

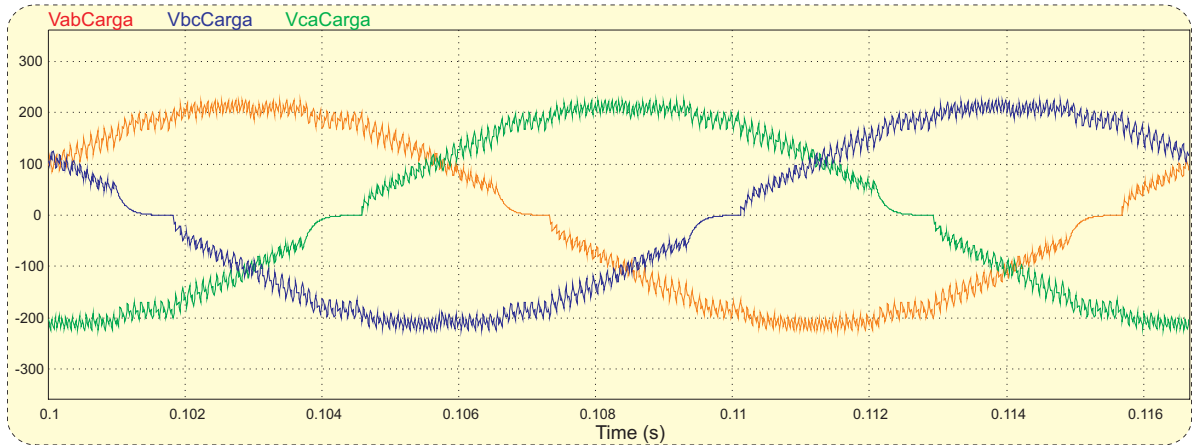


Figura 74 – a) Tensões ABC na carga geradas pelo conversor de tensão utilizando o algoritmo PWM Senoidal.

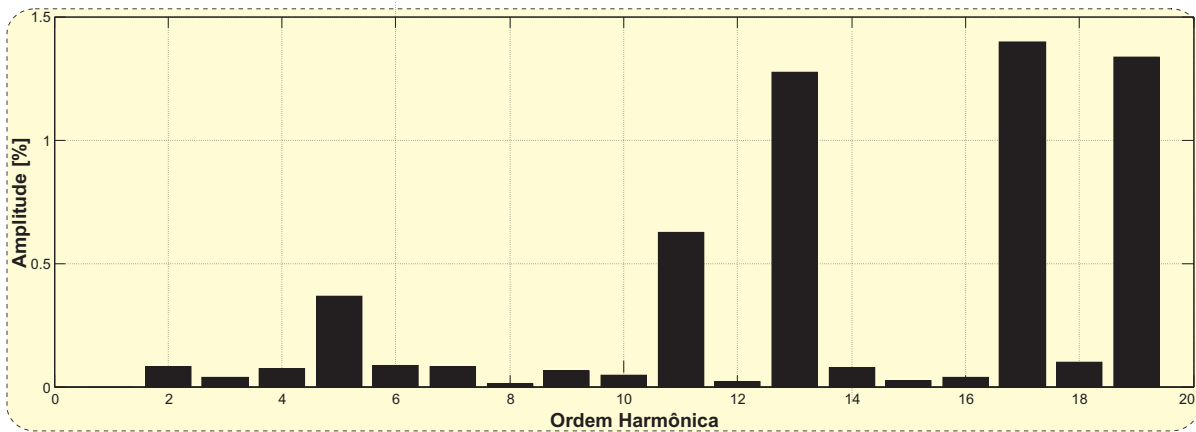


Figura 75 – Componentes harmônicas na tensão na carga (PWM Senoidal 10 KHz).

A.11 Conclusões

Comparando visualmente as formas de onda geradas e principalmente o espectro de harmônicos gerados pelo Seno PWM e pelo SVPWM, podemos concluir que uma das vantagens de se utilizar o algoritmo SVPWM para a geração de tensões senoidais é a existência de uma menor distorção harmônica na tensão gerada, necessitando de um filtro menor, mais simples e/ou mais barato se comparado com o Seno PWM. O valor de máximo alcançado pelo algoritmo também é de grande relevância, já que podemos utilizar barramentos DC com níveis de tensão mais baixos para gerar a mesma forma de onda. Como foi visto anteriormente, no algoritmo SVPWM pode alcançar um valor de pico por fase de $\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$. No PWM senoidal, sabemos que o valor de máximo alcançado em cada fase é de $\frac{V_{dc}}{2}$. Assim, concluímos que Space Vector PWM gera um valor de pico 15% maior que o do PWM senoidal.

Filtros Trifásicos para Conversores de Alta Potência

B.1 Introdução

Em sistemas de grande potência (acima de algumas dezenas kW) a frequência de chaveamento dos conversores torna-se uma restrição importante. Os conversores devem trabalhar em uma frequência mais baixa, já que durante o processo de abertura e fechamento dos IGBTs e MOSFETs existe uma grande dissipação de potência, gerando perdas e aquecimento nos mesmos. Nestes casos, a utilização de filtros LC pode não ser viável, já que para atenuar de forma satisfatória as correntes harmônicas próximas a frequência de chaveamento deve-se utilizar indutores de grande impedância e potência. As limitações na construção e instalação de grandes indutores dificultam a sua utilização em sistemas de grande potência. Uma solução viável no caso descrito acima são os filtros LCL, onde podemos utilizar componentes menores e, conseqüentemente, com menor custo de fabricação. Entretanto, os filtros LCL por serem de terceira ordem, possuem uma maior complexidade de projeto e requerem estratégias de controle mais sofisticadas. A frequência de ressonância do filtro LCL deve ser ajustada de forma a não amplificar sinais de baixa frequência. A queda de tensão nos indutores do filtro, a potência reativa gerada pelos capacitores, a distorção harmônica permitida e a frequência de ressonância são fatores que devem ser analisados durante o projeto. O objetivo do filtro LCL, é reduzir as ordens harmônicas no lado da rede, mas um projeto mal feito pode ocasionar uma atenuação abaixo do esperado e ainda aumentar as distorções causadas pelas oscilações. De fato, a atenuação das correntes harmônicas geradas pode ocasionar a saturação dos indutores dos filtro de ressonante. Diante disso, os indutores devem ser corretamente projetados, considerando uma corrente de pico e o filtro deve ser amortecido para evitar ressonância. Entretanto, as limitações de custo dos indutores, as perdas e a degradação do desempenho do filtro, limitam o amortecimento. O processo para a escolha dos parâmetros do filtro LCL tem como dados de entrada a potência do conversor, a frequência da rede, a

frequência de chaveamento, a distorção harmônica da tensão gerada pelo conversor, e a distorção harmônica desejada da corrente na rede.

B.2 Considerações de projeto de um filtro LCL

B.2.1 Circuito equivalente Monofásico

Um circuito monofásico de um filtro LCL é apresentado na Figura 76, onde $v(h)$ e $i(h)$ são a tensão e a corrente do lado do conversor e $v_g(h)$ e $i_g(h)$ são a tensão e a corrente do lado da rede, todos referentes à ordem harmônica h da frequência da rede (f_g). Sendo a frequência de chaveamento de ordem harmônica $h_{sw} = \frac{f_{sw}}{f_g}$, a ondulação da corrente pode ser encontrada, considerando que o conversor é um gerador de harmônicas em altas frequências e a rede é um curto circuito para esta frequência (f_{sw}). A partir daí, podemos dizer que a tensão harmônica gerada pelo conversor na frequência de chaveamento é diferente de zero ($v(h_{sw}) \neq 0$) e a tensão harmônica existente da rede elétrica na frequência de chaveamento é igual a zero ($v_g(h_{sw}) = 0$) (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2001).

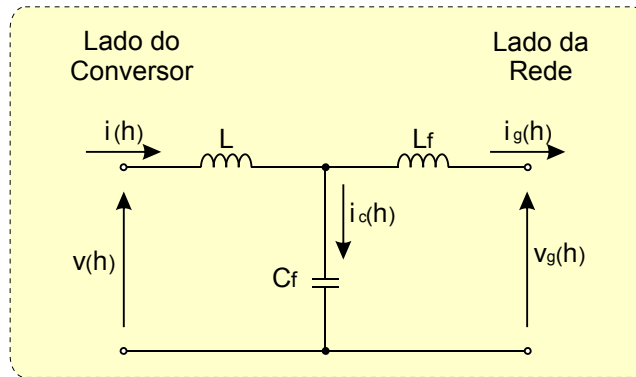


Figura 76 – Circuito equivalente monofásico do filtro LCL.

B.2.2 Modelagem matemática do filtro

Fazendo uma análise de malhas do circuito da Figura 76, e considerando que na frequência de chaveamento $v_g(h_{sw}) = 0$, encontramos as equações de Laplace nas Equações (96), (97), (98) e (99).

$$v(s) = s.L.i(s) + s.L_f.i_g(s) \quad (96)$$

$$s.L_f.i_g(s) = \frac{1}{s.C_f}.i_c(s) \quad (97)$$

$$i_c(s) = s^2.L_f.C_f.i_g(s) \quad (98)$$

$$i_g(s) = i(s) - i_c(s) \quad (99)$$

Substituindo as Equações (99) e (98) em (96) temos (100), que é a relação entre a corrente e a tensão do conversor.

$$\frac{i(s)}{v(s)} = \frac{1 + s^2.L_f.C}{s.L + s.L_f + s^3.L.C.L_f} \quad (100)$$

Analisando (100), percebemos que quando o denominador tende a zero, $\frac{i(s)}{v(s)}$ tende ao infinito, o que leva a instabilidade do filtro nesta frequência. Assim, encontramos (101) que é a frequência de ressonância do conversor.

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L + L_f}{L.L_f.C_f}} \quad (101)$$

De acordo com (TEODORESCU et al., 2003), aproximando a Equação (100) a uma equação de primeira ordem de um filtro L ($L \gg L_f$) com atenuação de 20 dB/dec, e aplicando a transformada inversa de Laplace, podemos escrever (102).

$$\frac{i(h_{sw})}{v(h_{sw})} \approx \frac{1}{|\omega_{sw}.L|} \quad (102)$$

Substituindo a Equação (98) em (99), e a equação resultante em (96), encontramos a Equação (103) que é a relação entre a corrente do lado da rede e a tensão do conversor.

$$\frac{i_g(s)}{v(s)} = \frac{1}{s.(s^2.L.L_f.C_f + L + L_f)} \quad (103)$$

Aplicando a transformada inversa de Laplace em (103), temos a Equação (104).

$$\frac{i_g(jh\omega_g)}{v(jh\omega_g)} = \frac{1}{jh\omega_g.(-h^2.\omega_g^2.L.L_f.C_f + L + L_f)} \quad (104)$$

Substituindo (98) em (99), encontramos (105) que é a relação entre a corrente do lado da rede e a corrente do conversor.

$$\frac{i_g(s)}{i(s)} = \frac{1}{1 + s^2.L_f.C_f} \quad (105)$$

Aplicando a transformada inversa de Laplace em (105), podemos escrever (106).

$$\frac{i_g(h_{sw})}{i(h_{sw})} = \frac{1}{1 - \omega_{sw}^2.L_f.C_f} \quad (106)$$

Considerando $L \gg L_f$, e fazendo $a = L.C_b.\omega_{sw}^2$, $L_f = r.L$ e $C_f = x.C_b$, e substituindo em (106), encontramos a equação (107).

$$\frac{i_g(h_{sw})}{i(h_{sw})} \approx \frac{1}{|1 + r(1 - a.x)|} \quad (107)$$

Substituindo (101) em (106), e considerando $L \gg L_f$, podemos escrever (108).

$$\frac{i_g(h_{sw})}{i(h_{sw})} \approx \frac{1/L_f \cdot C_f}{|\omega_{res}^2 - \omega_{sw}^2|} \quad (108)$$

B.2.3 Resistor de Amortecimento do filtro

No filtro LCL, um resistor R_d de atenuação deve ser introduzido em série com o capacitor C, com o objetivo de melhorar a estabilidade do filtro, e assim evitar ressonâncias. As perdas produzidas por R_d podem ser facilmente calculadas pela Equação (109).

$$P_d = 3.R_d \cdot \sum_h [i(h) - i_g(h)]^2 \quad (109)$$

O termo principal da soma em (109) são para os índices h próximos da frequência de chaveamento e seus múltiplos. O resistor de amortecimento atenua parte da frequência de chaveamento. Com o aumento do valor do resistor, reduzem-se as perdas de potência mas também a sua efetividade. O resistor de amortecimento não pode ser calculado isoladamente, porque filtro LCL é conectado a um conversor de tensão com alta frequência de chaveamento.

Como a impedância do filtro na frequência de ressonância é zero, a função do resistor de amortecimento é compensar a falta de impedância nesta frequência, o que pode criar instabilidade no filtro. Inicialmente o valor da resistência de amortecimento R_d deve ser igual ao valor da capacitância de C_f na frequência de ressonância. A partir daí, este valor deve ser ajustado para atender as limitações de projeto.

O comportamento do filtro LCL com o resistor de amortecimento pode ser encontrado desenvolvendo as equações de Laplace de um circuito monofásico similar ao da Figura 76, mas com um resistor em série com o capacitor C_f . As funções de transferência (110) e (111) representam este circuito com amortecimento (TEODORESCU et al., 2003).

$$\frac{i_g(s)}{v(s)} = \frac{R_d \cdot C_f \cdot s + 1}{L \cdot L_f \cdot C_f \cdot s^3 + (L + L_f) \cdot C_f \cdot R_d \cdot s^2 + (L + L_f) \cdot s} \quad (110)$$

$$\frac{i_g(s)}{i(s)} = \frac{R_d \cdot C_f \cdot s + 1}{L \cdot C_f \cdot s^2 + C_f \cdot R_d \cdot s + 1} \quad (111)$$

B.2.4 Limitações de projeto

De acordo com (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2001), algumas limitações devem ser utilizados a fim de se obter o melhor desempenho do filtro:

- (a) O valor da potência reativa circulante no filtro deve ficar abaixo de 5% da potência nominal do projeto. Esta limitação é determinante no cálculo de C_f ;
- (b) Com o intuito de limitar a queda de tensão do filtro durante a operação, o valor total da indutância deve ser menor que 10% de Z_b ;

- (c) Para não criar problemas de instabilidade, a frequência de ressonância deve estar entre a faixa de dez vezes a frequência da rede e a metade da frequência de chaveamento ($10.\omega_g < \omega_{res} < \frac{\omega_{sw}}{2}$);
- (d) O valor do resistor R_d deve ser otimizado, levando-se em consideração a resposta dinâmica do filtro, a frequência de ressonância e as perdas geradas em baixa frequência. Ele não pode ser muito baixo para evitar oscilações e nem muito alto a ponto de reduzir a eficiência do filtro. As perdas de potência decrescem com o aumento do resistor de amortecimento.

E finalmente, dependendo da aplicação do filtro, estas limitações pode ser alteradas ou outras impostas, com o objetivo de atender outras restrições de projeto.

B.3 Projeto de um filtro LCL

O projeto de um filtro LCL consiste em calcular os valores de L , L_f , C_f e R_d , de tal forma que ele atinja o objetivo de atenuação das frequências harmônicas, respeitando as limitações descritas anteriormente.

Os valores dos componentes do filtro LCL são calculados em % dos valores de base (Z_b). Em um circuito monofásico, a impedância de base pode ser calculada pela equação (112), onde V_F é a tensão de fase e P_F é a potência ativa realizada pelo conversor por uma fase.

$$P_F = \frac{V_F^2}{Z_b} \rightarrow Z_b = \frac{V_F^2}{P_F} \quad (112)$$

Fazendo $V_L = \sqrt{3}.V_F$ e $P_T = 3.P_F$, também podemos escrever:

$$Z_b = \frac{V_L^2}{P_T}$$

A capacitância de base C_b é encontrada de tal forma que a impedância capacitiva X_c na frequência de operação do sistema seja igual à impedância da carga Z_b , como mostrado na equação (113), onde ω_g é a frequência da rede.

$$Z_b = \frac{1}{\omega_g.C_b} \rightarrow C_b = \frac{1}{\omega_g.Z_b} \quad (113)$$

Considerando que a potência reativa circulante não deve ser superior a $x\%$ da potência total do conversor, e que a potência do conversor na frequência da rede pode ser alcançada por C_b , podemos utilizar a equação (114).

$$C_f = x\%.C_b \quad (114)$$

Outra forma de calcular C_f é limitar a potência reativa circulante no sistema, mostrado na Equação (115), cujo resultado é exatamente o mesmo encontrado pela equação (114).

$$\begin{aligned}
\frac{Q}{P} &= x\%, \quad X_c = \frac{1}{C_f \cdot \omega_g} \quad e \quad Q = \frac{V_F^2}{X_c} \\
\frac{Q}{P_F} &= \frac{V_F^2}{X_c \cdot P_F} = \frac{x}{100} \rightarrow \frac{x}{100} = \frac{V_F^2 \cdot \omega_g \cdot C_f}{P_F} \\
C_f &= x \cdot \frac{P_F}{100 \cdot V_F^2 \cdot \omega_g} = x \cdot \frac{1}{100 \cdot \frac{V_F^2}{P_F} \cdot \omega_g} = x \cdot \frac{1}{100 \cdot Z_b \cdot \omega_g} = x \cdot \frac{1}{100 \cdot \omega_g \cdot \frac{1}{\omega_g \cdot C_b}} \\
C_f &= x \cdot \frac{C_b}{100}
\end{aligned} \tag{115}$$

O item (a) da subsecção 'Limitações de projeto' dever ser respeitado.

Como vimos anteriormente, a partir da topologia física do conversor e do algoritmo de controle utilizado, os conversores geram diferentes níveis de tensões harmônicas na frequência de chaveamento e em seus múltiplos. Analisando o espectro de frequência da tensão gerada nas simulações, encontramos a porcentagem da tensão harmônica em f_{sw} gerada, representada por $v(h_{sw})$.

De outro lado, na rede elétrica, temos normas internacionais que, com o intuito de preservar a qualidade da energia distribuída, impõe limitações a porcentagem máxima de corrente harmônica injetada na rede. Na frequência de chaveamento (f_{sw}) esta corrente é representada por $i_g(h_{sw})$.

Assim, podemos encontrar uma porcentagem mínima de atenuação que devemos alcançar no projeto a fim de que o filtro possa atingir o objetivo de injetar uma corrente dentro dos padrões de qualidade estabelecidos pelos órgãos reguladores, mesmo utilizando conversores de tensão com geração de harmônicas relativamente altas. Esta relação é definida por $\frac{i_g(h_{sw})}{v(h_{sw})}$.

Partindo do princípio de que a solução matemática de atenuação de harmônicos de um filtro LCL pode ser resolvida com a combinação das Equações (102) e (107) já desenvolvidas anteriormente, podemos escrever a Equação (116).

$$\frac{i_g(h_{sw})}{v(h_{sw})} = \frac{i(h_{sw})}{v(h_{sw})} \cdot \frac{i_g(h_{sw})}{i(h_{sw})} \tag{116}$$

Sendo assim, inicialmente definiremos um valor para $\frac{i(h_{sw})}{v(h_{sw})}$ e calculamos o valor do indutor L pela equação. Utilizando a equação (116) e de posse dos valores de $\frac{i_g(h_{sw})}{v(h_{sw})}$ e de $\frac{i(h_{sw})}{v(h_{sw})}$, encontra-se $\frac{i_g(h_{sw})}{i(h_{sw})}$.

Gerando o gráfico apresentado na Figura 77 a partir da equação (107), encontramos o valor de r para uma determinada relação de $\frac{i_g(h_{sw})}{i(h_{sw})}$. Sabendo que $L_f = r \cdot L$, obtém-se o valor de L_f . Analisando o gráfico da Figura 77, verificamos que uma relação muito baixa

de $\frac{i_g(h_{sw})}{i(h_{sw})}$ resulta em um valor r próximo a 1, o que produz um L_f muito elevado, que anularia as vantagens de um filtro LCL.

Após o cálculo dos valores de L e L_f , deve-se verificar se o item (b) da subsecção 'Limitações de projeto' está sendo respeitado.

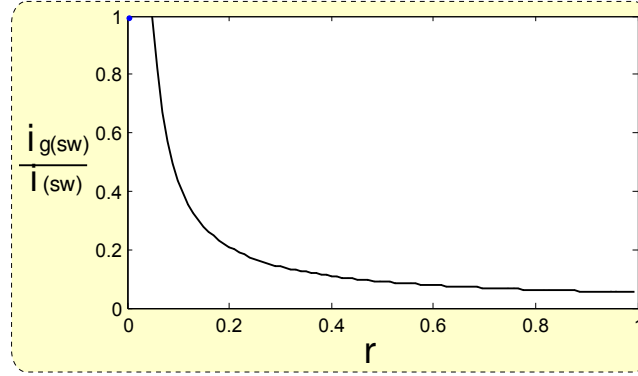


Figura 77 – Relação entre a atenuação entre as correntes em f_{sw} e a constante r .

De posse dos valores de L , L_f e C_f , calcula-se a frequência de ressonância do filtro utilizando a equação (101). Encontrada ω_{res} , deve-se verificar se o item (c) na subsecção 'Limitações de projeto' está sendo respeitado, caso ele não seja satisfeito, pode-se alterar o valor da potência reativa circulante e refazer os cálculos novamente.

B.3.1 Verificação de eficiência

Alguns fatores podem ser usados para verificar a eficiência do filtro:

- (a) DH da corrente em baixas frequências (até 50 harmônica);
- (b) DH da corrente em altas frequências (de 51 a 400 harmônica);
- (c) A queda de tensão nos indutores do filtro;

B.3.2 Fluxo de cálculo

Com o objetivo de facilitar o desenvolvimento das etapas de cálculo dos parâmetros do filtro LCL, a Figura 78 apresenta um fluxograma a ser seguido.

B.4 Espectro de frequência dos Conversores de Tensão

Analisando o espectro das tensões geradas pelos conversores, em dois algoritmos de chaveamento distintos, verificamos que o algoritmo PWM Senoidal cujo espectro é apre-

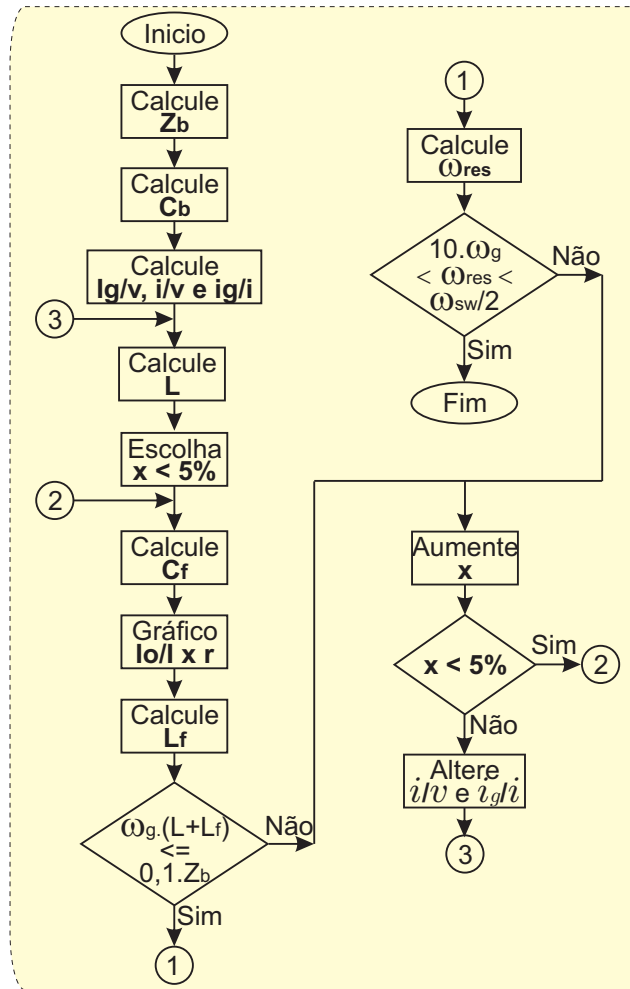


Figura 78 – Fluxo de cálculo dos parâmetros do filtro LCL.

sentado na Figura 79 indica $v(h_{sw}) \approx 26\%$, e o algoritmo Space Vector PWM apresentado na Figura 80 indica $v(h_{sw}) \approx 16\%$.

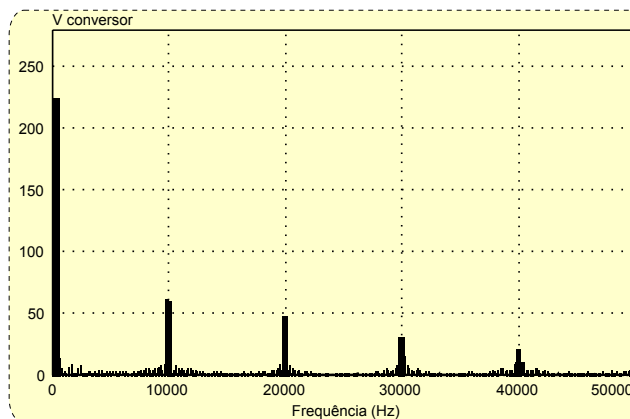


Figura 79 – Espectro em frequência da tensão gerada pelo conversor utilizando o algoritmo Seno PWM.

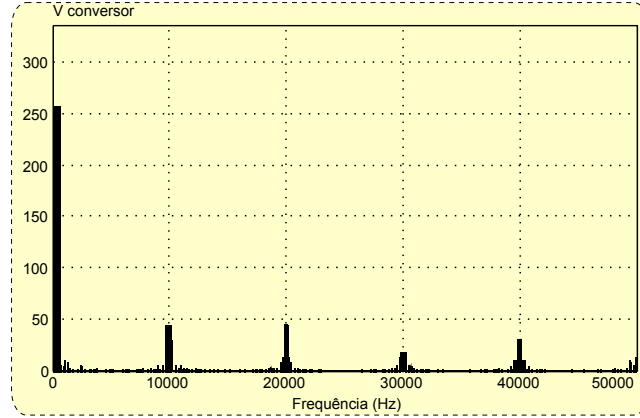


Figura 80 – Espectro em frequência da tensão gerada pelo conversor utilizando o algoritmo Space Vector PWM.

B.4.1 Correntes harmônicas máximas na rede

Os valores máximos de distorção harmônica de corrente para sistemas de geração distribuída (120 V até 69.000 V) são definidos em (ANEEL, 2016) e é apresentado na Tabela 10. Se considerarmos a frequência da rede de 60 Hz ($f_g = 60Hz$) e a frequência de chaveamento ($f_{sw} = 10kHz$), temos $h_{sw} \approx 166$. Assim, mesmo que o valor de f_{sw} seja menor, de acordo com a Tabela 10, a norma permite uma porcentagem máxima de 0,3% de corrente harmônica em relação a corrente fundamental.

Tabela 10 – Limites de Distorção Harmônica.

Ordem Harmônica	% Corrente Nominal
$n < 11$	4
$11 < h < 17$	2
$17 \leq h < 23$	1,5
$23 \leq h < 35$	0,6
$h \geq 35$	0,3
Total	5

B.5 Exemplo de projeto

Cálculo de filtro LCL para um sistema trifásico com $V_L = 380$ volts, $f_g = 60$ Hz, potência ativa $P_T = 10$ kW, frequência de chaveamento $f_{sw} = 10$ kHz e modulação Seno PWM.

$$Z_b = \frac{V_L^2}{P_T} = \frac{380^2}{10000} = 14,44\Omega$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_g \cdot Z_b} = \frac{1}{377 \cdot 14,44} = 183,7\mu F$$

Para $x = 5\% \rightarrow C_f = x.C_b \rightarrow C_f = 9,2\mu F$

Como a norma (ANEEL, 2016) exige $i_g(h_{sw})$ no máximo igual a 0,3%, e a modulação Seno PWM produz um $v(h_{sw})$ de 26% conforme apresentado na Seção B.4, o valor mínimo de $\frac{i_g(h_{sw})}{v(h_{sw})}$ deve ser $\frac{0,3\%}{26\%} = 0,0115$. Utilizando a Equação (116), para satisfazer a atenuação mínima necessária para o filtro, utilizaremos $\frac{i(h_{sw})}{v(h_{sw})} = 0,02$ e $\frac{i_g(h_{sw})}{i(h_{sw})} = 0,25$ que resultaria em um $\frac{i_g(h_{sw})}{v(h_{sw})} = 0,005$ que proporcionará uma atenuação harmônica menor que a necessária, já que $0,005 < 0,0115$.

Utilizando a Equação (102), calcula-se o valor de L .

$$\frac{i(h_{sw})}{v(h_{sw})} = 0,02 \rightarrow L = \frac{1}{\omega_{sw} \cdot \frac{i(h_{sw})}{v(h_{sw})}} = 796 \mu H$$

A partir do valor de $x = 5\%$, $L = 796 \mu H$ e $C_b = 184 \mu F$; traça-se o gráfico para a função:

$$f = \frac{i_g(h_{sw})}{i(h_{sw})} = \frac{1}{|1 + r \cdot (1 - L \cdot C_b \cdot W_{sw}^2 \cdot x)|}$$

Como $\frac{i_g(h_{sw})}{i(h_{sw})}$ é 0,25, pelo gráfico da Figura 77, encontramos $r = 0,18$, e a partir de r e L , podemos calcular L_f

$$L_f = r \cdot L \rightarrow L_f = 143 \mu H$$

De posse de L , L_f e C_f , calculamos a frequência de ressonância do filtro a partir da Equação (101).

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L + L_f}{L \cdot L_f \cdot C_f}} = 29944 \text{ rad/s}$$

Fazendo $R_d = X_c$ na frequência de ressonância, temos:

$$R_d = \frac{1}{\omega_{res} \cdot C_f} = 3,62 \Omega$$

B.5.1 Verificações das limitações do projeto

- (a) $x = 5\%$;
- (b) $X_L = \omega_g(L + L_f) = 0,35 < 0,1 \cdot Z_b$;
- (c) $f_{res} = 4765 \text{ Hz} \rightarrow 600 \leq f_{res} \leq 5000$;

A Tabela 11 apresenta os valores encontrados utilizando o fluxo de cálculo acima.

Tabela 11 – Valores calculados do filtro LCL.

L	796 μH
L_f	143 μH
C_f	9,2 μF
f_{res}	4765 Hz
R_d	3,62 Ω

B.5.2 Diagrama de Bode

A Figura 81 apresenta o diagrama de Bode do filtro LCL projetado anteriormente, e seu filtro L equivalente. Pode-se visualizar que ambos tem uma atenuação de 20 dB/dec . Entretanto, nas após a frequência de ressonância ($\omega_{res} = 4765 \text{ rads}$) o filtro LCL a passa a ter uma atenuação de 60 dB/dec . Isso explica o motivo de que na simulação do filtro projetado, em baixas frequências eles tiveram resultados similares nas atenuações das correntes harmônicas, mas em altas frequências, o filtro LCL teve um desempenho muito superior.

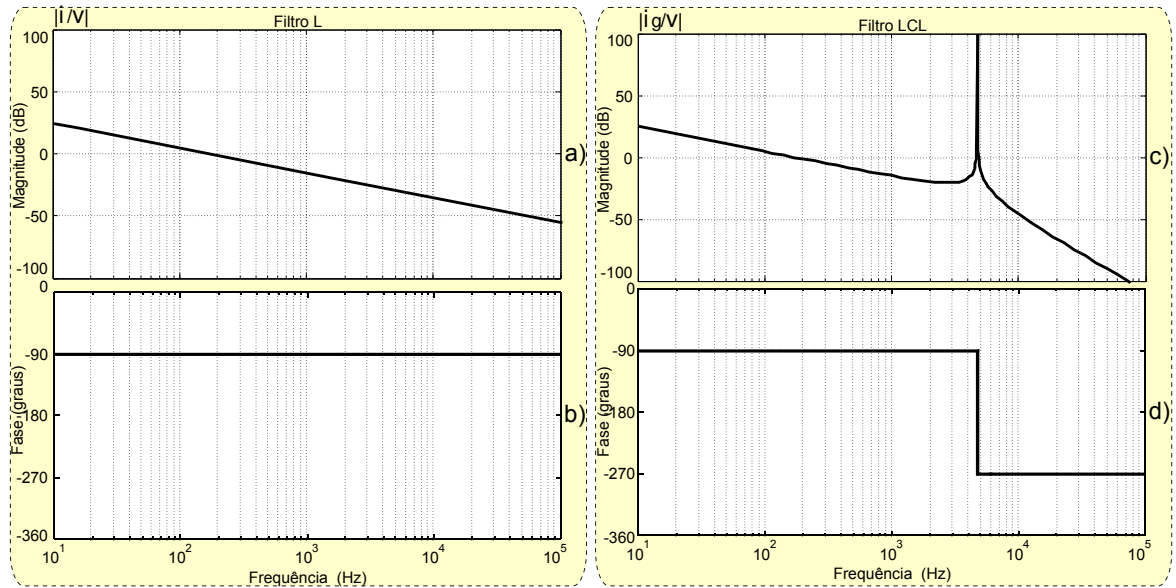


Figura 81 – Diagrama de Bode dos filtros L e LCL. a) Magnitude do filtro L; b) Fase do filtro L; c) Magnitude do filtro LCL; d) Fase do filtro LCL;

B.6 Simulações

Foi realizada uma simulação do filtro projetado com o intuito de fazer uma comparação entre as atenuações da corrente da carga dos filtros L e LCL. Na simulação do filtro L, como indutor utilizou-se a soma dos indutores do filtro LCL ($L + L_f$). A Figura 82 apresenta as formas de onda da tensão no conversor e das correntes na carga utilizando os filtros LCL e L respectivamente. É visível que a atenuação em alta frequência das

correntes harmônicas na carga do filtro LCL são muito superiores as atenuações do filtro L. A Figura 83 apresenta o gráfico das distorções harmônicas nas correntes de carga dos filtros LCL e L. Verifica-se que em ambos os filtros, a atenuação de harmônicas em baixa frequência são parecidas, entretanto como era visível na Figura 82, em frequências acima da frequência de ressonância (f_{res}), o filtro LCL apresenta resultados muito superiores. Nas frequências próximas a de chaveamento (f_{sw}) as harmônicas de corrente resultantes representam menos que 0,3% da corrente fundamental, o que corresponde ao que foi projetado.

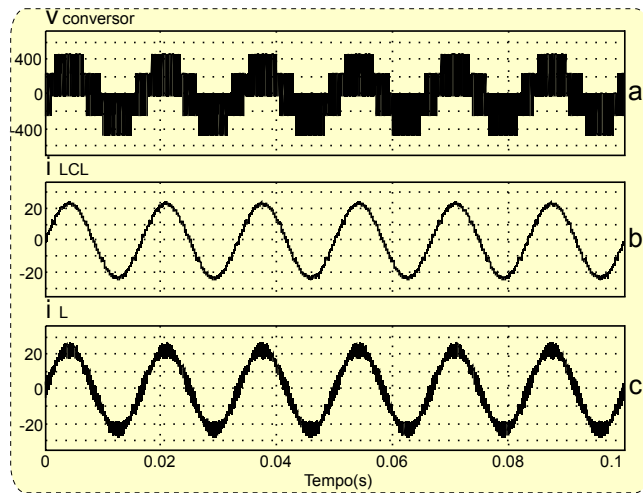


Figura 82 – a) Tensão conversor b) Corrente na carga com filtro LCL c) Corrente na carga com filtro L.

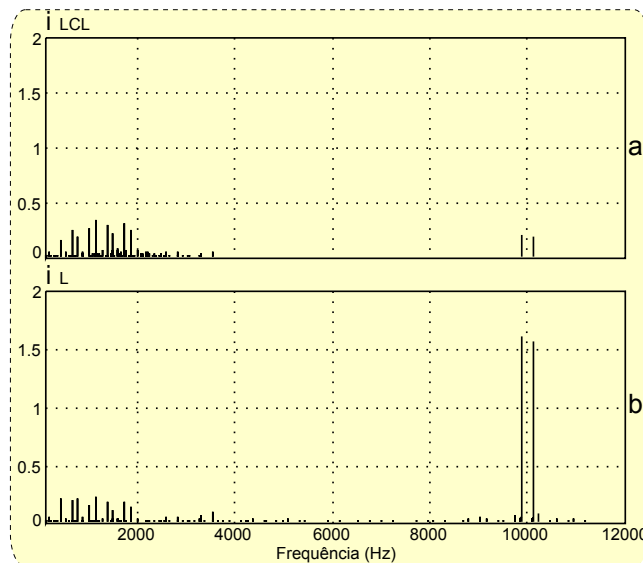


Figura 83 – Distorção harmônica na corrente da carga. a) Filtro LCL. b) Filtro L.

Fazendo a verificação de eficiência do filtro LCL projetado - como proposto anteriormente - e comparando com os valores do filtro L, temos:

- (a) Cálculo da DH da corrente em baixas frequências (até 50^a harmônica). No filtro LCL encontrou-se um valor de 15,4%, e no filtro L de 11,1%.
- (b) Cálculo da DH da corrente em altas frequências (da 51^a a 400^a harmônica), no filtro LCL encontrou-se um valor de 2,8%, e no filtro L de 11,5%.
- (c) As médias da queda de tensão nos indutores dos filtros foram de 21,8% da tensão do Link no filtro LCL e 21% para o filtro L;

B.7 Conclusões

Neste Apêndice foi detalhada uma metodologia de projeto de filtro LCL. Apesar do projeto do mesmo necessitar um conhecimento teórico um pouco superior, a grande atenuação da corrente (60 *dB/dec*) em frequências acima da f_{res} é amplamente recompensado. A alta circulação de potência reativa, a instabilidade do filtro em determinadas frequências e grandes quedas de tensão nos indutores - que são as grandes preocupações de um filtro LCL - foram cuidadosamente analisadas na subseção 'limitações do projeto'. Verificamos que em baixas frequências o filtro L apresenta uma atenuação ligeiramente superior ao filtro LCL, e que é amplamente compensada em altas frequências. Uma simulação comparativa com o filtro L foi realizada e constatarem-se as vantagens e desvantagens entre os dois modelos de filtro.

Plataforma Experimental para a Geração de Correntes Harmônicas de Referência

C.1 Introdução

Para validar o algoritmo proposto e simulado, foi montada a plataforma experimental mostrada na Figura 47, com os componentes descritos na Tabela 1, visando a geração de correntes de referência para a compensação seletiva de harmônicas em filtros ativos. A plataforma é composta de equipamentos adquiridos em lojas especializadas e placas eletrônicas projetadas e montadas exclusivamente para o experimento, além do software desenvolvido para o controle da plataforma.

A plataforma experimental permite realizar experimentos que comprovem na prática o ótimo desempenho do método proposto, já encontrado nas simulações. Além disso, também cria várias situações de anormalidade, que eventualmente podem ser encontradas nas redes elétricas. Tais situações podem ser descritas como:

- ☐ Grande quantidade de correntes harmônicas;
- ☐ Correntes trifásicas desbalanceadas;
- ☐ Saltos de fase de tensão;
- ☐ Variações na frequência da tensão.

Os experimentos foram realizados usando o microcontrolador Texas TMS320F28335 com frequência de 150 MHz e ponto flutuante em hardware. Um gerador de tensão trifásico foi montado a partir de um conversor de tensão e um filtro LC, para gerar as alterações de frequência e os saltos de fase no circuito de cargas. Os gráficos com os resultados experimentais apresentados foram gerados a partir dos valores lidos pelas placas

de aquisição e os valores calculados internamente pelo DSP pelo filtro multi-ressonante. O tempo necessário para selecionar cada componente harmônica é de 12,6 μ s, que corresponde a 1890 ciclos de instrução. Com este parâmetro, a frequência de amostragem pode ser ajustada para melhorar a performance do algoritmo, que neste caso foi fixada em 20 KHz. Os controladores foram discretizados utilizando o método de Tustin.

C.1.1 Produção de Correntes Harmônicas

As correntes harmônicas foram produzidas conectando uma carga não linear (com diodos) em paralelo a uma carga trifásica já existente. O circuito de cargas utilizado é apresentado na Figura 84. Após a conexão, a corrente circulante na carga não linear é somada à corrente já existente, originando uma corrente com grandes distorções harmônicas.

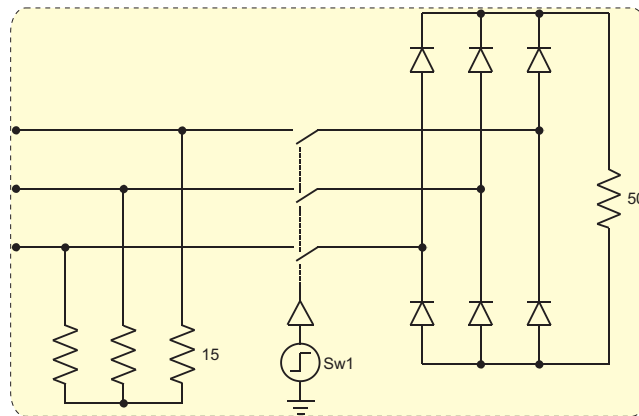


Figura 84 – Circuito de carga linear e não linear da plataforma experimental.

C.1.2 Produção de Correntes Desbalanceadas

As correntes foram desbalanceadas conectando uma outra carga em paralelo a uma das cargas de fase, conforme circuito apresentado na Figura 85. Após a conexão, a corrente circulante na nova carga introduzida é somada a corrente já existente, originando um desbalanceamento entre as correntes de fase do sistema.

C.1.3 Geração de Tensão com Saltos de Fase

Situações de salto de fase só ocorrem em casos de entrada ou saída de grandes cargas no sistema e seria impossível obter esta situação em laboratório. Então, para que pudessemos analisar a estabilidade do método proposto, optamos por utilizar um conversor de tensão como um gerador trifásico para a alimentação das cargas instaladas. Como o conversor de tensão é um equipamento controlado, gerou-se os saltos de fase de tensão necessários para a realização do experimento.

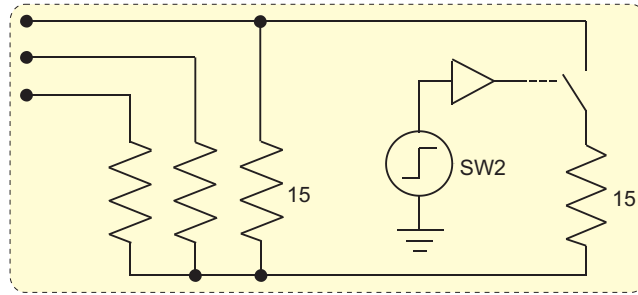


Figura 85 – Circuito de carga desequilibrada.

C.1.4 Geração de Tensão com Variações na Frequência

Situações de alterações da frequência da tensão ocorrem em casos de sobrecarga de um gerador rotativo, ou seja, a potência gerada não ser suficientemente grande para alimentar a carga instalada. Neste caso, a frequência de rotação do gerador diminui, ocasionando a redução da frequência da tensão gerada. Também neste caso, como isto não pode ser conseguido em laboratório, utilizou-se um conversor de tensão como um gerador trifásico. A partir do sistema de controle, implementou-se a alteração de frequência da tensão da rede para a realização do experimento.

C.2 Equipamentos da Plataforma

Os principais equipamentos utilizados na plataforma experimental estão relacionados abaixo:

- ❑ 01 Módulo Conversor Semikron modelo SKS 27 B6U+B6CI 10V06;
- ❑ 01 DSP de Texas Instrument modelo TMS320F28335;
- ❑ 06 Módulos de Aquisição e Condicionamento de sinais de Tensão e Corrente;
- ❑ 02 Módulos Adaptadores de Níveis de Tensão 3.3V <-> 15V;
- ❑ 01 chave eletrônica MOSFET;
- ❑ 01 chave eletrônica *Triodo para Correntes Alternadas* (TRIAC);
- ❑ 01 Banco com 8 resistores de 30 Ω e potência de 1000 W cada;
- ❑ 01 Banco com 4 resistores de 50 Ω e potência de 800 W cada;
- ❑ 06 Indutores;
- ❑ 03 Capacitores.
- ❑ 01 Fonte simétrica +15+15 220 volts;

- ❑ 01 Contator
- ❑ 02 disjuntores;

C.2.1 Conversor de Tensão

O conversor utilizado é fabricado pela empresa SEMIKRON, modelo SKS27B6U+B6CI10V06, trifásico, com limitações de corrente (I_{rms}) de 27 A e de tensão de link de 350 V, como apresentado em Figura 86.

SKS 27 B6U + B6CI 10V06

Circuit	I_{RMS}	V_{dc}	Types
B6U + B6CI	27A	350V	SKS 27 B6U + B6CI 10V06

Symbol	Condition	Values	Units
V_{ces}		600	V
I_C	$T_h = 25/ (80) ^\circ C$	45 (30)	A
I_{CM}	$t_p < 1 \text{ ms}; T_h = 25(80) ^\circ C$	90 (60)	A
$I_F = -I_C$	$T_h = 25 (80) ^\circ C$	57 (38)	A
$I_{FM} = -I_{CM}$	$T_h = 25 (80) ^\circ C$	114 (76)	A
T_i		-40..+150	$^\circ C$
T_{stg}		-25..+125	$^\circ C$
I_{out}		27	A
$V_{DC \text{ Link}}$		350	V
C_{eqLINK}		2250	PF
Losses		----	W
Fan	power supply	220/60	V/Hz
	current consumption	0,14/50	A/Hz
		0,12/60	A/Hz
	Power consumption	22/50	W/Hz
		21/60	W/Hz
	air flow	97/50	CFM/Hz
		117/60	CFM/Hz
Thermal Trip	normally closed	95	$^\circ C$
Driver	03 x SKHI20 OPA		

Figura 86 – Especificação do Conversor. Fonte: Datasheet do fabricante SEMIKRON, modelo SKS 27 B6U+B6CI 10V06.

A utilização deste equipamento na montagem da plataforma experimental permitiu que tivéssemos algumas facilidades de utilização em relação aos transistores *Transistor Bipolar de Porta Isolada* (IGBT) individuais, já que internamente ele possui alguns componentes necessários para o bom funcionamento do experimento, tais como:

- ❑ Dissipador de calor e ventilador, como pode ser visto na Figura 87;

- ❑ Ponte de diodos e banco de capacitores, permitindo a entrada de uma rede trifásica senoidal para a geração do link DC, como mostrado na Fig 88;
- ❑ Sistema de proteção contra curto circuito, contra sobre tensão (V_{ce}), além de diodos de retorno em paralelo com o IGBT, protegendo o IGBT de altas tensões reversas em caso de alimentação de cargas indutivas.
- ❑ Circuitos de controle e de potência independentes (gate drive isolado), permitindo o acionamento dos IGBT sem grandes problemas.



Figura 87 – Imagem do conversor utilizado.

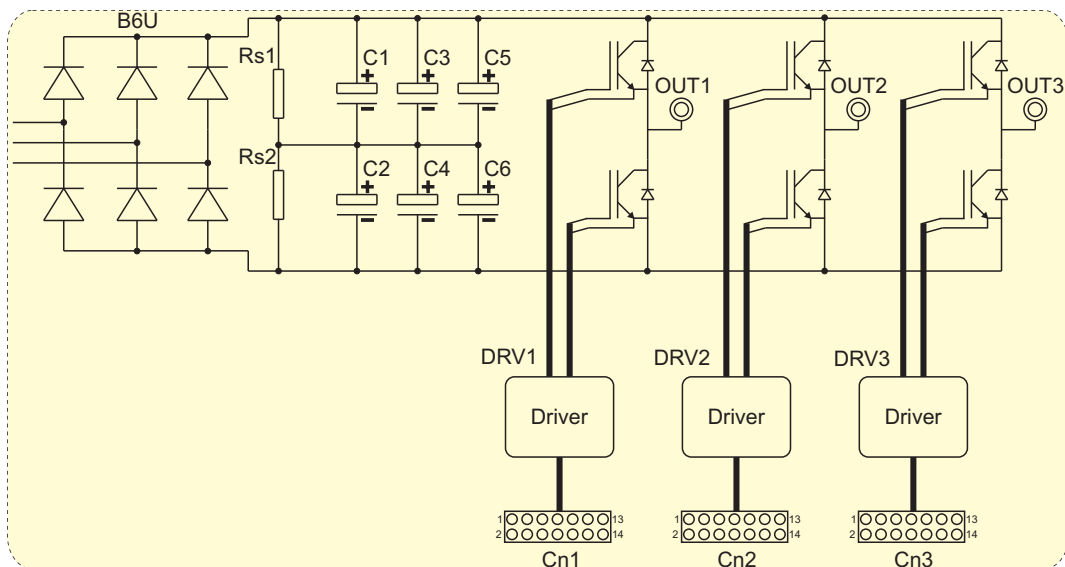


Figura 88 – Circuito interno do conversor. Fonte: Folha de dados do fabricante SEMIKRON, modelo SKS 27 B6U+B6CI 10V06.

A Figura 89 mostra os conectores de ligação do circuito de controle do conversor de tensão. Como pode-se verificar, o módulo de controle é alimentado com uma tensão CC de +15 volts e um sinal de erro de sobretensão é fornecido.

SKS 27 B6U + B6CI 10V06

Connectors						
Connector Pin	Symbol	Description	Values			Units
			min.	typical	max.	
CN1:1	GND	Ground	0			V
CN1:2	BOT1	BOTTOM IGBT Input Signal	0/15 (CMOS)			V
CN1:3	ERROR	Vce Error Signal	0/15 (CMOS)			V
CN1:4	TOP1	TOP IGBT Input Signal	0/15 (CMOS)			V
CN1:5	RESET	Reset Signal	0/15 (CMOS)			V
CN1:6		NC				
CN1:7		NC				
CN1:8	+Vs	Supply voltage	14,0	15,0	15,6	V
CN1:9	+Vs	Supply voltage	14,0	15,0	15,6	V
CN1:10	GND	Ground	0			V
CN1:11	GND	Ground	0			V
CN1:12		NC				
CN1:13		NC				
CN1:14		NC				
CN2:1	GND	Ground	0			
CN2:2	BOT2	BOTTOM IGBT Input Signal	0/15 (CMOS)			V
CN2:3	ERROR	Vce Error Signal	0/15 (CMOS)			V
CN2:4	TOP2	TOP IGBT Input Signal	0/15 (CMOS)			V
CN2:5	RESET	Reset Signal	0/15 (CMOS)			V
CN2:6		NC				
CN2:7		NC				
CN2:8	+Vs	Supply voltage	14,0	15,0	15,6	V
CN2:9	+Vs	Supply voltage	14,0	15,0	15,6	V
CN2:10	GND	Ground	0			V
CN2:11	GND	Ground	0			V
CN2:12		NC				
CN2:13		NC				
CN2:14		NC				
CN2:1	GND	Ground	0			
CN2:2	BOT3	BOTTOM IGBT Input Signal	0/15 (CMOS)			V
CN2:3	ERROR	Vce Error Signal	0/15 (CMOS)			V
CN2:4	TOP3	TOP IGBT Input Signal	0/15 (CMOS)			V
CN2:5	RESET	Reset Signal	0/15 (CMOS)			V
CN2:6		NC				
CN2:7		NC				
CN2:8	+Vs	Supply voltage	14,0	15,0	15,6	V
CN2:9	+Vs	Supply voltage	14,0	15,0	15,6	V
CN2:10	GND	Ground	0			V
CN2:11	GND	Ground	0			V
CN2:12		NC				
CN2:13		NC				
CN2:14		NC				

Figura 89 – Forma de ligação do conversor. Fonte: Folha de dados do fabricante SEMI-KRON, modelo SKS 27 B6U+B6CI 10V06.

C.2.2 Processador Digital de Sinais - DSP

O DSP é a central de controle de toda a montagem experimental. É ele quem faz a leitura dos sensores - neste caso de corrente e tensão - e através de uma lógica de programação define quais as atitudes devem ser tomadas para que se alcance o objetivo desejado. Normalmente, as leituras dos sensores são feitas pelos canais analógicos ou digitais de entrada, e os acionamentos pelos canais digitais de saída digital ou saída PWM.

O DSP utilizado foi o modelo TMS320F28335 Experimenter Kit da Texas Instruments, mostrado na Figura 90. O Kit é um equipamento subsidiado para ser utilizado para fins de educação e treinamento, sendo que sua única limitação é a baixa quantidade de posições de memória. Entretanto, o kit apresenta uma alta performance para o desenvolvimento em protótipos experimentais, possibilitando o controle de processos em tempo real e em malha fechada (SPRS439M, 2012).

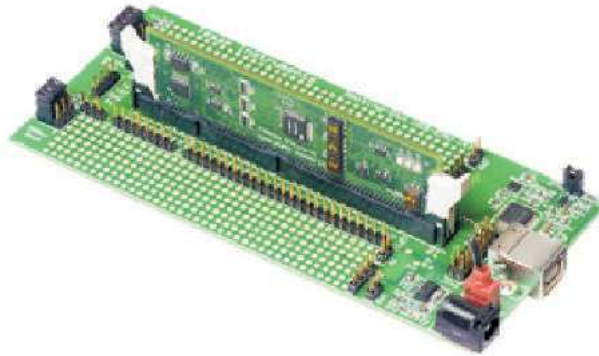


Figura 90 – Imagem do TMS320F28335 Experimenter Kit da Texas Instruments.

As principais características do TMS320F28335 Experimenter Kit são:

- ❑ Microcontrolador C2000 Delfino com velocidade de processamento de 150 MHz;
- ❑ Unidade aritmética de ponto flutuante;
- ❑ Memória flash integrada de 512 Kbytes;
- ❑ 18 canais de PWM;
- ❑ 12 conversores A/D de 12 bits;
- ❑ 88 portas lógicas de entrada/saída (GPIO);
- ❑ Emulador XDS100, que permite a programação e a detecção de erros em tempo real;
- ❑ Software de desenvolvimento Code Composer Studio.

C.2.3 Placa de Aquisição de Dados

Considerando uma rede elétrica trifásica com $V_{L(rms)}$ de 220 volts, temos níveis de tensão entre fases variando de -311 a $+311$ volts, e a corrente nos experimentos podem alcançar algumas dezenas de amperes. Entretanto os conversores analógicos/digitais dos DSPs, em sua grande maioria, leem somente sinais entre 0 a 3,0 volts. Assim, para que as tensões e as correntes produzidas sejam lidas e interpretadas pelos DSPs, utilizou-se placas condicionadoras de sinais, que fazem a conversão dos sinais reais existentes em sinais adequados para serem utilizados pelos microcontroladores.

A placa apresentada na Figura 91 foi desenvolvida pelo *Núcleo de Pesquisa de Eletrônica de Potência* (NUPEP) da UFU em 2012, e tem como finalidade a leitura e o tratamento de sinais de tensão e corrente para que estes possam ser interpretados pelo DSP.

Estas placas são compostas de dois sensores Hall - um de tensão e outro de corrente - cinco amplificadores operacionais, um regulador de tensão, além de outros componentes diversos, tais como conectores, resistores, potenciômetros e capacitores.



Figura 91 – Imagem da placa que aquisição de dados.

A Tabela 12 apresenta os valores de referência para a módulo de aquisição utilizado.

Tabela 12 – Valores Máximos da Placa de Aquisição de Dados

Parâmetro	Mínimo.	Típico	Máximo	Unidade
Alimentação (+15)	+14.8	+15	+15.2	V
Alimentação (-15)	-14.8	-15	-15.2	V
Corrente máxima RMS	-	-	+50	A
Faixa medição (I)	-70	-	+70	A
Tensão máxima RMS	-	-	+500	V
Faixa medição (V)	-700	-	+700	V

O funcionamento da placa de aquisição e condicionamento pode ser descrito em três etapas:

- ☐ Regulador de tensão, filtragem dos sinais de entrada de tensão e corrente;
- ☐ Filtro *anti-aliasing*, responsável pela limitação da frequência do sinal a ser amostrado;
- ☐ Somador de tensão DC ao sinal, para que ele fique compatível com a entrada analógica do DSP.

A calibração das placas de aquisição de dados é de suma importância. Placas mal calibradas provocam erros de leitura, ocasionando o funcionamento inadequado de sistemas de controle em malha fechada.

Para uma perfeita calibração dos sensores de tensão, fez-se o seguinte:

- ❑ Ajusta-se o potenciômetro para que a tensão de referência da placa seja 1,5 volts;
- ❑ Conecta-se o sensor de tensão em uma fonte de tensão gerada preferencialmente por um varivolt;
- ❑ Faz-se a leitura da tensão gerada utilizando um osciloscópio;
- ❑ Faz-se a leitura e aquisição da tensão gerada, utilizando a placa conectada a uma entrada analógica do DSP;
- ❑ Calcula-se o ajuste DC e o ganho da placa a ser utilizado no sistema de controle;

No procedimento de calibração do sensor de corrente, a única diferença é que colocamos uma resistência conhecida para fazer a conversão da corrente em tensão para que ela possa ser visualizada no osciloscópio.

C.2.4 Conversor de níveis de tensão CMOS/LVTTL

Para o acionamento de diversos equipamentos, muitas vezes os sinais de tensão e corrente fornecidos pelo DSP não é suficiente, sendo necessário um módulo eletrônico denominado 'driver' para fazer este acoplamento. Mais especificamente nesta plataforma experimental, as chaves estáticas do conversor de tensão são acionadas quando são aplicadas uma tensão de 15 volts no controle das chaves, entretanto, o DSP fornece em suas portas digitais uma tensão de somente 3,3 volts. Nesta montagem, também utilizamos estes 'drivers' no acionamento de contadores, já que a tensão/corrente fornecida pelo DSP é insuficiente para tal. Na montagem desta plataforma, a placa utilizada é apresentada na Figura 92, e foi desenvolvida pelo NUPEP da UFU. Esta placa também possibilita a conversão inversa, ou seja, de 15V para 3,3V e é utilizada principalmente no tratamento de sinais de erro enviados pelo conversor de tensão ao DSP, tais como sobreensão e aquecimento.



Figura 92 – Placa de conversão 3,3V <-> 15V.

C.2.5 Chave Eletrônica MOSFET

Para que pudéssemos identificar o momento exato da conexão da nova carga, a opção por uma chave mecânica (contator) foi descartada e foi projetada uma chave eletrônica cujo circuito é mostrado na Figura 93. Com a chave eletrônica, podemos analisar com grande precisão o tempo de estabilização do algoritmo proposto, já que a conexão da carga ao restante do sistema é feito instantaneamente, no momento desejado. Como podemos verificar, devido a ação dos diodos, a corrente circula pela chave em apenas um sentido, assim fez-se necessário o projeto de uma chave cujo componente principal é o transistor MOSFET. A imagem da chave eletrônica descrita é apresentada na Figura 94.

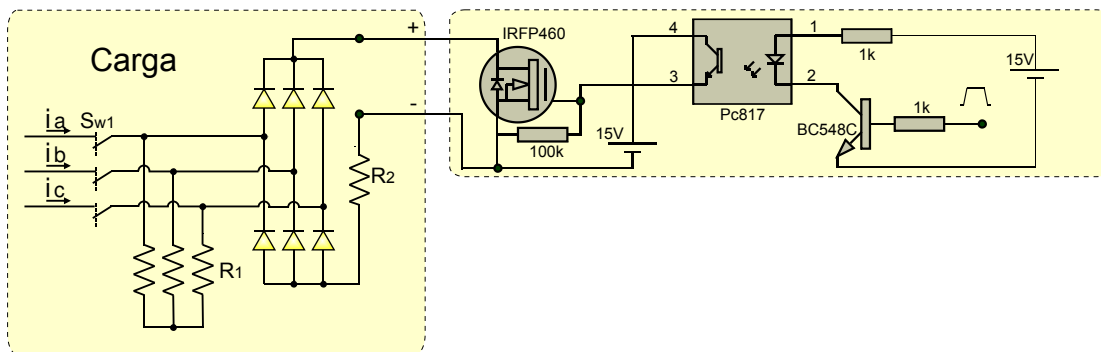


Figura 93 – Circuito de uma chave eletrônica utilizando um transistor MOSFET.

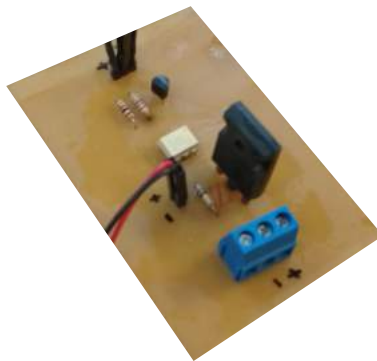


Figura 94 – Placa eletrônica com o transistor MOSFET.

C.2.6 Chave Eletrônica TRIAC

Novamente, precisamos identificar o momento exato da introdução da nova carga ao sistema, por isso, projetamos uma chave eletrônica para realizar esta conexão. O projeto do circuito da chave eletrônica para a conexão da carga extra é apresentado na Figura 95. Como podemos verificar, a corrente circula pela chave nos dois sentidos, assim fez-se necessário o projeto de uma chave cujo componente principal é o TRIAC. A imagem da chave eletrônica descrita é apresentada na Figura 96.

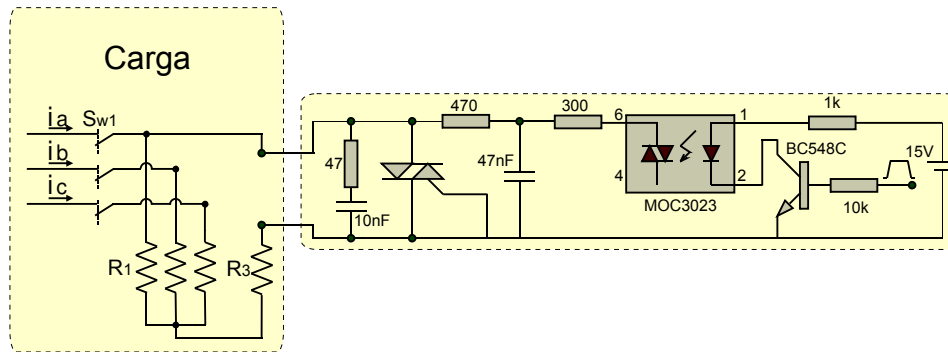


Figura 95 – Circuito de uma chave eletrônica utilizando um TRIAC.



Figura 96 – Placa eletrônica com um TRIAC.

C.2.7 Banco de Resistores

Os bancos de resistores de potência utilizados são do fabricante Ajetron, sendo o primeiro banco contendo 8 resistores de $30\ \Omega$ e potência de 1000 W cada e o segundo banco com 4 resistores de $50\ \Omega$ e potência de 800 W cada. Na montagem desta plataforma, tivemos a necessidade de utilizar cargas com resistências menores que $30\ \Omega$, com o intuito de produzir correntes maiores. Nestes casos, foram conectados dois resistores em paralelo para atingirmos o valor desejado. A imagem dos bancos de resistores são mostradas na Figura 97.

C.2.8 Indutores

Os indutores utilizados na plataforma experimental tem como finalidade a montagem de um filtro trifásico com a topologia LCL. Cada fase do filtro LCL possui dois indutores diferentes, sendo um do lado do conversor de tensão e outro do lado da carga/rede. O detalhamento do projeto do filtro LCL é apresentado no Apêndice B.

Assim, levando-se em consideração o orçamento disponível, foram desenvolvidos dois modelos de indutores que atendessem as especificações técnicas necessárias. Foram utilizados dois modelos de núcleos laminados de aço-silício, sendo um com área de núcleo de $900\ mm^2$ e outro com $1250\ mm^2$. Ambos os indutores foram enrolados com fio esmaltado 12 AWG, para a circulação de uma corrente RMS de até 9,5 A. Visando a utilização destes indutores em outros projetos, e até mesmo utilizá-los em configurações diferentes no

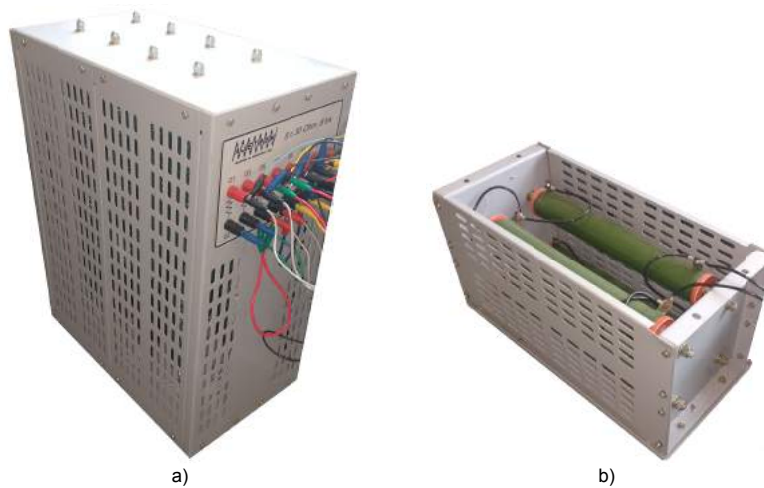


Figura 97 – Bancos de resistores. a) Banco com 8 resistores de $30\ \Omega$ (8 Kw). b) Banco com 4 resistores de $50\ \Omega$ (3,3 Kw).

mesmo projeto, os enrolamentos dos mesmos foram feitos de forma modular, em blocos de espiras, como pode ser visto na Figura 98. Assim podemos utiliza-los em qualquer configuração, a partir de uma espira até 63 espiras, bastando para isso fazer interligações entres os blocos de espiras. A relação entre a quantidade de espiras e a indutância produzida estão relacionadas nas Tabelas 13 e 14.

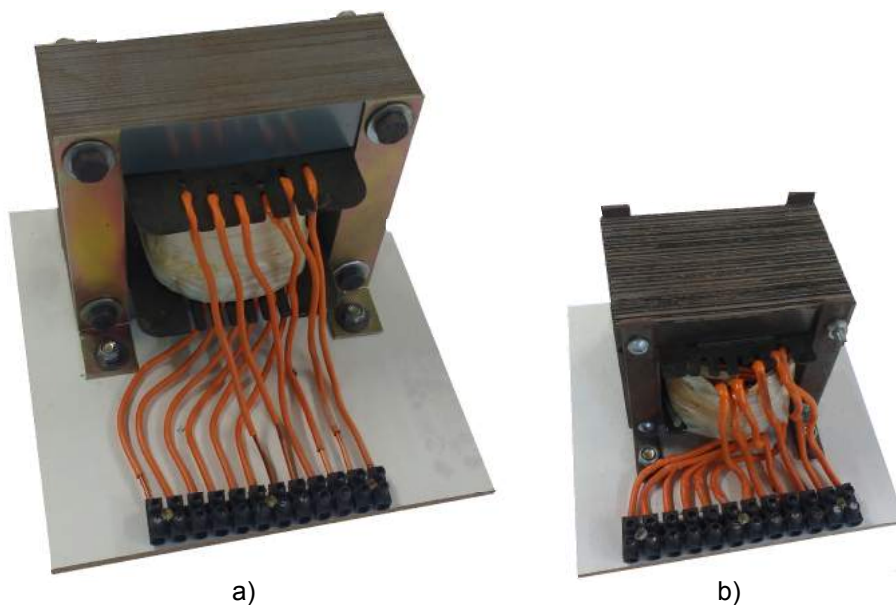


Figura 98 – Imagem dos indutores utilizado no filtro LCL. a) Indutor maior utilizado do lado do conversor com núcleo medindo $50 \times 25\text{ mm}$ (área de 1250 mm^2). b) Indutor menor utilizado do lado da carga, com núcleo medindo $60 \times 15\text{ mm}$ (área de 900 mm^2).

Tabela 13 – Valores de indutância x espiras para indutor de núcleo laminado de aço-silício medindo $60 \times 15 \text{ mm}^2$

N_o espiras	Indutância
1	11 uH
2	22 uH
4	70 uH
8	250 uH
16	990 uH
32	3900 uH

Tabela 14 – Valores de indutância x espiras para indutor de núcleo laminado de aço-silício medindo $50 \times 25 \text{ mm}^2$

N_o espiras	Indutância
1	12 uH
2	25 uH
4	80 uH
8	300 uH
16	1200 uH
32	4600 uH

C.2.9 Capacitores

Os capacitores utilizados para a montagem do filtro LCL, são de polipropileno metalizado, de alta confiabilidade, volume reduzido e sem polaridade. Os limites de temperatura de funcionamento são de -25°C a $+80^\circ\text{C}$. Eles podem ser encontrados no mercado com capacitâncias variando de $1\mu\text{F}$ a $60\mu\text{F}$ e tensões máximas de 250V, 330V, 380V e 440V.

C.3 Algoritmos para a Geração de Tensão de Alimentação

Como apresentado anteriormente, para realizar alguns experimentos propostos em laboratório utilizando a rede elétrica da companhia distribuidora, teríamos que conectar/desconectar enormes cargas ao sistema (para ocorrer saltos de fase) ou aumentar o consumo de tal forma que a geração não conseguisse fornecer energia suficiente (alteração da frequência), o que seria impossível/impraticável de se realizar em um ambiente experimental. Assim, para que pudéssemos realizar estes experimentos, a solução encontrada foi gerar uma tensão senoidal trifásica a partir de um conversor de tensão controlado por um DSP. No DSP28335 da Texas foi programado a modulação Space Vector PWM (SVPWM), detalhado no Apêndice A, cujo código está disponível no endereço <https://github.com/cxrocha/DSP28335>.