WILSON KOMATSU

Aspectos de Eletrônica de Potência em
Sistemas Ligados à Rede de Corrente
Alternada – Uma Revisão

São Paulo

2011

WILSON KOMATSU

Aspectos de Eletrônica de Potência em Sistemas Ligados à Rede de
Corrente Alternada – Uma Revisão

Texto apresentado à Escola
Politécnica da Universidade de
São Paulo para obtenção do
título de Livre-Docente em
Engenharia Elétrica

São Paulo

2011

Autorizo a reprodução e divulgação total ou parcial deste trabalho, por qualquer meio convencional ou eletrônico, para fins de estudo e pesquisa, desde que citada a fonte.

FICHA CATALOGRÁFICA

Komatsu, Wilson

Aspectos de eletrônica de potência em sistemas ligados à rede de corrente alternada – uma revisão / W. Komatsu. -- São Paulo, 2011.

XXX, 139 p.

Tese (Livre-Docência) - Escola Politécnica da Universidade de São Paulo. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas.

1. Eletrônica de potência I. Universidade de São Paulo. Escola Politécnica. Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas II. t.

*À memória de meu irmão,
Washington Komatsu.*

AGRADECIMENTOS

Aos profs. Walter Kaiser e Lourenço Matakas Junior.

Ao prof. Luiz Cláudio Ribeiro Galvão, pela sua visão das coisas.

Ao prof. Clóvis Goldemberg (em memória) e ao prof. José Antonio Jardini.

Às pessoas do Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, pelo seu apoio que transcende o meramente institucional.

Aos amigos do Laboratório de Eletrônica de Potência, indo e vindo ao longo dos anos, Mauricio Galassi, Antonio Ricardo Giaretta, Thiago Costa Monteiro, Fernando Ortiz Martinz, Rubens Domingos de Miranda, Alisson Dias Junqueira, Marco Antonio de Oliveira, Edward Alexander Colin Lourenço, e muitos outros não nominados aqui.

Ao prof. Fernando Pinhabel Marafão e Thiago Menezes Terrazas e todos os amigos da UNESP, campus de Sorocaba.

Aos meus antigos alunos, de graduação e de pós, principal (única?) razão de um professor.

À minha família e aos meus amigos.

(Insira aqui seu aforismo preferido.)

RESUMO

KOMATSU, W. **Aspectos de Eletrônica de Potência em Sistemas Ligados à Rede de Corrente Alternada – Uma Revisão**. 2011. Texto (Livre Docência) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2011.

Vários equipamentos de eletrônica de potência são conectados à rede de corrente alternada (CA), para os mais diversos fins, como conversão de energia, filtragem de corrente e tensão, correção de reativos da rede CA etc.

Este trabalho apresenta uma revisão não abrangente, refletindo a experiência do autor, sobre tais equipamentos. São discutidos aspectos de aplicações, modelamento de equipamentos e componentes, controle de conversores, implementação e testes.

A abordagem é realizada com o uso de publicações do autor com seus associados, de modo que não se apresenta aqui proposta inédita, mas sim uma integração de conhecimento adquirido.

Palavras-chave: Eletrônica de Potência.

ABSTRACT

KOMATSU, W. **Power Electronics Aspects for AC Grid Connected Systems – A Revision**. 2011. Texto (Livre Docência) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2011.

Many power electronics equipment are connected to the alternating current (AC) grid in order to provide different functions, as energy conversion, current and voltage filtering, AC reactive power compensation etc.

This work shows an abridged revision, reflecting author's experience, on such equipment. Application aspects, equipment and components modeling, converter control, implementation and tests are discussed.

The approach is done using published works from the author with his associates, therefore no unpublished proposal is presented, but instead the acquired knowledge is exposed.

Keywords: Power Electronics.

LISTA DE ABREVIATURAS

AC	–	Corrente alternada (<i>Alternating Current</i>)
A/D	-	Analógico/Digital (conversor)
ANEEL	–	Agência Nacional de Energia Elétrica
ANSI	–	<i>American National Standards Institute</i>
C	–	Capacitor
CC	–	Corrente contínua
CA	–	Corrente alternada
CFTOOL	–	Ferramenta de ajuste de curvas (<i>Curve Fitting Tool</i>)
CIF	–	Forno de indução a canal (<i>Channel Induction Furnace</i>)
CIGRE	–	<i>Conseil International Des Grands Réseaux Électriques</i>
CSC	–	Conversor tipo fonte de corrente (<i>Current Source Converter</i>)
CSV	–	Arquivo com valores separados por vírgulas (<i>Comma Separated Values</i>)
D	–	Ciclo de trabalho (<i>Duty-Cycle</i>)
DC	–	Corrente contínua (<i>Direct Current</i>)
DG	–	Geração distribuída (<i>Distributed Generation</i>)

DOD - USA	-	Departamento de Defesa dos Estados Unidos da América (<i>Department of Defense</i>)
DSP	-	Processador digital de sinais (<i>Digital Signal Processor</i>)
DUT	–	Dispositivo ou equipamento submetido a teste (<i>Device Under Test</i>)
DVR	–	Restaurador dinâmico de tensão (<i>Dynamic Voltage Restorer</i>)
EP	–	Eletrônica de Potência
EPI	–	Equipamento de proteção individual
EPRI	–	<i>Electrical Power Research Institute</i>
EPUSP	–	Escola Politécnica da Universidade de São Paulo
FACDS	–	Sistemas de distribuição de energia em corrente alternada flexíveis (<i>Flexible Alternating Current Distribution Systems</i>)
FACTS	–	Sistemas de transmissão em corrente alternada flexíveis (<i>Flexible Alternate Current Transmission Systems</i>)
GTO	–	Tiristor com capacidade de desligamento pelo gatilho (<i>Gate Turn-Off Thyristor</i>)
IEC	–	<i>International Electrotechnical Comission</i>
IEEE	–	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>
IGBT	–	Transistor bipolar com porta isolada (<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)

IGCT	–	Tiristor auto-comutado com gatilho integrado (<i>Integrated Gate Commutated Thyristor</i>)
IHM	-	Interface homem-máquina (em inglês MMI, <i>Man-Machine Interface</i>)
ILB	–	<i>Industrial Load Bank</i>
HVDC	–	Transmissão de energia em corrente contínua e alta tensão (<i>High Voltage Direct Current</i>)
L	–	Indutor
LC	–	Filtro passivo de segunda ordem composto por indutor L e capacitor C
LED	-	Diodo emissor de luz (<i>Light Emitting Diode</i>)
LEP	–	Laboratório de Eletrônica de Potência da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo
LPF	–	Filtro passa baixas (<i>Low Pass Filter</i>)
LTI	-	Sistemas dinâmicos lineares e invariantes no tempo (<i>Linear, Time Invariant Systems</i>)
MDF	-	Placa de fibra de madeira de média densidade (<i>Medium Density Fiberboard</i>)
MG	–	Micro redes (<i>Microgrids</i>)
MMI	-	Interface homem-máquina (<i>Man-Machine Interface</i>)
MOSFET	–	Transistor de efeito de campo com porta isolada (<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>)

M3U	– Retificador trifásico de um caminho não controlado (<i>Midpoint connection, three phases, Uncontrolled</i>)
ONR	- Escritório de pesquisa naval da Marinha dos Estados Unidos da América (<i>Office of Naval Research</i>)
P	– Controlador tipo proporcional
PC	– Computador pessoal (<i>Personal Computer</i>)
PEBB	- Blocos de Construção de Eletrônica de Potência (<i>Power Electronics Building Blocks</i>)
PI	– Controlador tipo proporcional-integral
PLL	– Laço fechado em fase (<i>Phase Locked Loop</i>)
P+Res	– Controlador tipo proporcional - ressonante
PU	– Por unidade
PWM	– Modulação em largura de pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>).
R	– Resistor
SCR	– Tiristor (<i>Silicon Controlled Rectifier</i>)
SG	– Redes inteligentes (<i>Smart Grids</i>)
SISO	- Sistemas dinâmicos com uma entrada e uma saída (<i>Single-Input, Single-Output Systems</i>)
SMES	– Armazenamento de energia magnética em supercondutores (<i>Superconducting Magnetic Energy Storage</i>)

TC	-	Transformador de corrente
TP	-	Transformador de potencial
UPFC	–	Controlador unificado de fluxo de potência (<i>Unified Power Flow Controller</i>)
UPS	–	Fonte de energia ininterrupta (<i>Uninterruptable Power Supply</i>)
USP	–	Universidade de São Paulo
VCO	-	Oscilador controlado por tensão (<i>Voltage Controlled Oscillator</i>)
VSC	–	Conversor tipo fonte de tensão (<i>Voltage Source Converter</i>)
VTCD	–	Variação de tensão de curta duração

LISTA DE SÍMBOLOS

$N\Phi$	-	Fluxo magnético concatenado
V_M	-	Tensão instantânea no ramo de magnetização
L_M	-	Indutância de magnetização
$\dot{i}_M$	-	Corrente instantânea no indutor de magnetização
R_{LP}	-	Resistência série do enrolamento primário
R_{LS}	-	Resistência série do enrolamento secundário
L_{LP}	-	Indutância de dispersão do primário
L_{LS}	-	Indutância de dispersão do secundário
R_M	-	Resistência de perdas do núcleo
α	-	Ângulo
B	-	Densidade de fluxo magnético
H	-	Intensidade de campo magnético
L_{M1}	-	Indutância do primeiro trecho do modelo descontínuo
L_{M2}	-	Indutância do segundo trecho do modelo descontínuo
L_{M3}	-	Indutância do terceiro trecho do modelo descontínuo
L_a	-	Indutância dos primeiro indutor chaveado do modelo descontínuo
L_b	-	Indutância dos segundo indutor chaveado do modelo descontínuo
L_c	-	Indutância dos terceiro indutor chaveado do modelo descontínuo
I_{M2}	-	Corrente no indutor de magnetização que determina o primeiro chaveamento no modelo descontínuo

I_{M3}	-	Corrente no indutor de magnetização que determina o segundo chaveamento no modelo descontínuo
$\overline{V_M}$	-	Valor de controle da tensão de magnetização
$\overline{N\Phi}$	-	Valor de controle do fluxo concatenado
$\overline{i_M}$	-	Valor de controle da corrente de magnetização
Z_L	-	Impedância série total referenciada ao lado de baixa
v_{SC}	-	Tensão da fonte
i_{SC}	-	Corrente da fonte
ξ	-	Coefficiente de amortecimento
$\xi(k)$	-	k-ésima amostra de tensão ou corrente
I_1	-	Corrente fundamental nos terminais do transformador
V_1	-	Tensão fundamental nos terminais do transformador
θ_{i1}	-	Ângulo da corrente fundamental
θ_{v1}	-	Ângulo da tensão fundamental
$\cos \theta$	-	Fator de deslocamento nos terminais do transformador
R_L	-	Resistência série total
X_{LP}	-	Reatância de dispersão do primário referida ao primário
X_{LS}	-	Reatância de dispersão do secundário referida ao secundário
X'_{LP}	-	Reatância de dispersão do primário referida ao secundário
X'_{LS}	-	Reatância de dispersão do secundário referida ao primário

TR	-	Relação de transformação
N_s	-	Número de espiras do secundário
N_p	-	Número de espiras do primário
f	-	Frequência da rede elétrica
f_s	-	Frequência de amostragem
R_{LSDC}	-	Resistência CC do enrolamento secundário
R_{LPDC}	-	Resistência CC do enrolamento primário
Z_{LP}	-	Impedância de dispersão do primário
Z_{LS}	-	Impedância de dispersão do secundário
$i(t)$	-	Corrente instantânea
$v(t)$	-	Tensão instantânea
$D(s)$	-	Função de transferência de derivada
$D'(s)$	-	Função de transferência de derivada modificada com inclusão de um pólo
g	-	Ganho constante
ω_d	-	Frequência angular de corte
ω_0	-	Frequência angular da rede
ω_0	-	Frequência de saída do VCO
ω_1	-	Frequência de entrada do PLL
$\Delta\omega$	-	Desvio de frequência
Ω_p	-	Banda de passagem

Ω_R	-	Banda de rejeição
$\dot{i}_{RM}$	-	Valor instantâneo da corrente no resistor de perdas
P_M	-	Potência média dissipada no resistor de perdas R_M
V_{MRMS}	-	Valor eficaz da tensão sobre a indutância de magnetização L_M
T	-	Período de frequência fundamental
n	-	Número de amostras
T_S	-	Período de amostragem
t_0	-	Tempo inicial (fechamento da chave)
$N\Phi_{regime}$	-	Fluxo concatenado referente aos dados de regime permanente
V_0	-	Tensão inicial do capacitor usado na desmagnetização por <i>hardware</i>
V_{NOM}	-	Tensão nominal eficaz do enrolamento
I_0	-	Valor de pico da corrente de desmagnetização oscilatória esperada no primeiro ciclo
L_{SAT}	-	Indutância saturada (estimativa)
C	-	Capacitância
I_{NOM_PICO}	-	Corrente de magnetização em tensão nominal (valor de pico)

LISTA DE FIGURAS

FIGURA	LEGENDA	PÁG.
Figura 2.1.	(a) Circuito de balanceamento de um forno de indução a canal (CIF) e (b) Instalação industrial em estudo. Figuras retiradas de (PÓ; KAISER; KOMATSU, 1991).	5
Figura 2.2.	(a) Circuito de balanceamento do CIF com os indutores de filtro LCI e LCF e (b) Modelo elétrico do CIF com indutores de filtro. Figuras retiradas de (PÓ; KAISER; KOMATSU, 1991).	5
Figura 2.3.	(a) Corrente medida da fase R na entrada do CIF sem os indutores de filtro LCI e LCF e (b) Corrente simulada da fase R na entrada do CIF sem os indutores de filtro LCI e LCF. Figuras retiradas de (PÓ; KAISER; KOMATSU, 1991).	6
Figura 2.4.	(a) Corrente medida da fase S na entrada do CIF sem os indutores de filtro LCI e LCF e (b) Corrente simulada da fase S na entrada do CIF sem os indutores de filtro LCI e LCF. Figuras retiradas de (PÓ; KAISER; KOMATSU, 1991).	6
Figura 2.5	(a) Corrente medida da fase T na entrada do CIF sem os indutores de filtro LCI e LCF e (b) Corrente simulada da fase T na entrada do CIF sem os indutores de filtro LCI e LCF. Figuras retiradas de (PÓ; KAISER; KOMATSU, 1991).	6
Figura 2.6.	(a) Corrente medida da fase R na entrada do CIF com os indutores de filtro LCI e LCF e (b) Corrente simulada da fase R na entrada do CIF com os indutores de filtro LCI e LCF. Figuras retiradas de (PÓ; KAISER; KOMATSU, 1991).	7
Figura 2.7.	(a) Corrente medida da fase S na entrada do CIF com os indutores de filtro LCI e LCF e (b) Corrente simulada da fase S na entrada do CIF com os indutores de filtro LCI e LCF. Figuras retiradas de (PÓ; KAISER; KOMATSU, 1991).	7
Figura 2.8.	(a) Corrente medida da fase T na entrada do CIF com os indutores de filtro LCI e LCF e (b) Corrente simulada da fase T na entrada do CIF com os indutores de filtro LCI e LCF. Figuras retiradas de (PÓ; KAISER; KOMATSU, 1991).	7
Figura 2.9.	Diagrama esquemático de um retificador monofásico de um caminho e meia onda, alimentando uma carga resistiva. Figura retirada de (LOURENÇO et al., 2005).	9

FIGURA	LEGENDA	PÁG.
Figura 2.10.	Possíveis alternativas para a corrente i_l do circuito da figura 2.9 (primário de um retificador monofásico de um caminho e meia onda, alimentando uma carga resistiva).	9
Figura 2.11.	Transformador ideal.	10
Figura 2.12.	Retificador de meia onda com transformador de núcleo saturável e resistências de enrolamento.	13
Figura 2.13.	Simulação do circuito da figura 2.12 com o software PSIM Demo 6.0.	14
Figura 2.14.	Tensões médias na malha formada pelo circuito primário do transformador.	15
Figura 2.15.	Modelo completo do circuito para simulação.	16
Figura 2.16.	Curvas de magnetização experimental e simulada (três linhas retas).	17
Figura 2.17.	Formas de onda de corrente experimentais e simuladas, em regime permanente.	17
Figura 2.18.	Formas de onda de corrente experimentais e simuladas, em regime permanente.	18
Figura 2.19.	Retificador trifásico de um caminho (M3U) formado por um banco de três transformadores monofásicos.	18
Figura 2.20.	Correntes de fase e de linha de um retificador trifásico de um caminho (M3U) formado por um banco de três transformadores monofásicos.	18
Figura 2.21.	Modelo equivalente do transformador monofásico. Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).	20
Figura 2.22.	Relação fluxo concatenado $N\Phi$ (V_s) versus corrente de magnetização i_M (A) para a obtenção de L_M . Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).	21
Figura 2.23.	Caracterização descontínua da curva $N\Phi$ versus i_M . Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).	22
Figura 2.24.	Caracterização descontínua de L_M . Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).	22
Figura 2.25.	Figura 2.25. Modelo descontínuo de L_M . Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).	22

FIGURA	LEGENDA	PÁG.
Figura 2.26.	Modelo implementado no <i>software</i> PSIM. Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).	23
Figura 2.27.	Função que representa idealmente a relação $N\Phi$ versus i_M . Obtém-se $L_M(i_M)$ através da relação $L_M = \frac{di_M}{dN\Phi}$. Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).	23
Figura 2.28.	Caracterização contínua de L_M . Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).	24
Figura 2.29.	Modelo contínuo de L_M . Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).	24
Figura 2.30.	Curva $N\Phi = f(i_M)$ resultante do tratamento de dados. Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).	25
Figura 2.31.	Curva $N\Phi = f(i_M)$ resultante do ensaio do transformador com 1PU de tensão aplicada (vermelho) e 1,35PU de tensão aplicada (azul). Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).	26
Figura 2.32.	Tensão (vermelho) e corrente (preto) medidos nos terminais do transformador no momento da energização. Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).	27
Figura 2.33.	Características $N\Phi \times i_M$ resultantes de nove energizações do transformador. Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).	29
Figura 2.34.	Características $N\Phi \times i_M$ resultantes de nove energizações do transformador (azul) e curva obtida em regime permanente (vermelho). Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).	29
Figura 2.35.	Características $N\Phi \times i_M$ dos testes de transitório após tratamento dos dados (azul) e curva em regime permanente (vermelho). Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).	30
Figura 2.36.	Características $i_M \times N\Phi$ dos testes de transitório (azul) e curva em regime permanente (vermelho). Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).	31
Figura 2.37.	Características $i_M \times N\Phi$ obtidas dos testes de transitório (azul), da curva em regime permanente (vermelho) e da função tipo soma de exponenciais encontrada (verde). Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).	32

FIGURA	LEGENDA	PÁG.
Figura 2.38.	Montagem dos testes de <i>inrush</i> . Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).	33
Figura 2.39.	Reprodução do ensaio de energização com secundário em aberto. Formas de onda com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho).	33
Figura 2.40.	Esquema dos testes de excitação PWM por inversor. Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).	34
Figura 2.41.	Reprodução do ensaio de degrau de referência de tensão senoidal de 1 a 0,75 PU com secundário em aberto. Formas de onda com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho).	34
Figura 2.42.	Reprodução do ensaio de degrau de referência de tensão senoidal de 0,75 a 1 PU com secundário em aberto. Formas de onda com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho).	35
Figura 2.43.	Implementação de chaves em um conversor tipo fonte de tensão (VSC).	36
Figura 2.44.	Implementação de um conversor do tipo “meia ponte” (<i>half-bridge</i>).	37
Figura 2.45.	Tensão de saída $v_C(t)$ do inversor <i>half-bridge</i> da figura 2.44.	38
Figura 2.46.	Método de obtenção de sinal PWM por portadora triangular.	38
Figura 2.47.	Formas de onda típicas da modulação PWM por portadora triangular.	39
Figura 2.48.	Relação entre t_1 e V_{ref} .	39
Figura 2.49.	Espectro da tensão $v_C(t)$ com modulação com portadora triangular (<i>natural sampling</i>) de frequência ω_s e tensão de referência $v_{ref}(t) = V \cdot \cos(\omega t)$.	40
Figura 2.50.	Modelagem do inversor <i>half-bridge</i> como uma fonte de tensão.	41
Figura 2.51.	Obtenção de uma fonte trifásica com três inversores <i>half-bridge</i> .	41
Figura 2.52.	Obtenção de uma fonte trifásica a três fios (sem fio de neutro acessível) com três inversores <i>half-bridge</i> .	41
Figura 2.53.	Alimentação de uma carga trifásica equilibrada com a fonte trifásica da figura 2.51. Os pontos G_1 e G_2 não estão interconectados.	42
Figura 2.54.	Modelagem da fonte trifásica com a subtração da tensão de sequência zero instantânea $v_0(t)$ das tensões de fase e obtenção das tensões equivalentes de fase $\bar{v}_c(t)$.	42

FIGURA	LEGENDA	PÁG.
Figura 2.55.	Modelagem da fonte trifásica com a aplicação do teorema de deslocamento de fontes para deslocar a tensão de sequência zero instantânea $v_0(t)$ em relação às tensões equivalentes de fase $\bar{v}_c(t)$. Note a criação do ponto G_3 .	43
Figura 2.56.	Fonte trifásica equivalente com a tensão de sequência zero instantânea $v_0(t)$ deslocada em relação às tensões equivalentes de fase $\bar{v}_c(t)$ e presença de carga trifásica equilibrada.	43
Figura 2.57.	Fonte trifásica equivalente alimentando uma carga resistiva R equilibrada. Qual é o potencial entre os pontos G_2 e G_3 ?	44
Figura 2.58.	Fonte trifásica equivalente alimentando uma carga resistiva R equilibrada, com os pontos G_2 e G_3 interligados. Não há corrente fluindo entre estes dois pontos, pois eles têm o mesmo potencial.	44
Figura 2.59.	Modelo de VSC trifásico a três fios conectado à rede CA. Figura retirada de (MATAKAS; JUNQUEIRA; KOMATSU, 2001).	45
Figura 2.60.	Modelo simplificado do VSC trifásico conectado à rede CA. Figura retirada de (MATAKAS; JUNQUEIRA; KOMATSU, 2001).	46
Figura 2.61.	Modelo simplificado do VSC trifásico, visto do lado CC. Figura retirada de (MATAKAS; JUNQUEIRA; KOMATSU, 2001).	47
Figura 2.62.	Implementação de chaves em um conversor tipo fonte de corrente (CSC).	48
Figura 2.63.	Conversor auto-comutado (usando chaves GTO) tipo fonte de corrente (CSC). Note-se a presença dos capacitores do lado CA. Figura retirada de (KOMATSU, 1998).	49
Figura 2.64.	Circuito equivalente do CSC alimentando uma carga trifásica genérica. Figura retirada de (KOMATSU, 1998).	50
Figura 2.65	Controle em cascata com malhas de tensão e corrente. Figura retirada de (RODRIGUES, 2010).	51
Figura 2.66	Diagrama de blocos simplificado do VSC com malhas de tensão e corrente. Figura retirada de (RODRIGUES, 2010).	53
Figura 3.1	Montagem experimental de forno de indução de 5kW, 220V. Vista do conversor. Figura retirada de (KOMATSU, 1992).	56
Figura 3.2	Montagem experimental de forno de indução de 5kW, 220V. Vista da bobina de indução. Note-se o reservatório com água de resfriamento embaixo da bancada. Figura retirada de (KOMATSU, 1992).	57

FIGURA	LEGENDA	PÁG.
Figura 3.3	Montagem experimental de conversor em placa (chapa de MDF) vertical.	57
Figura 3.4	Montagem experimental de conversor bi-direcional <i>Buck-Boost</i> . Figura retirada de (MONTEIRO et al. 2009).	58
Figura 3.5	Montagem experimental de conversor DVR (<i>Dynamic Voltage Restorer</i>) monofásico de baixa potência, instalado em gabinete transportável.	59
Figura 3.6	Montagem experimental de restaurador dinâmico de tensão (DVR) de 5kVA/220V. Figura retirada de (MONTEIRO et al. 2007).	60
Figura 3.7	Montagem experimental de restaurador dinâmico de tensão (DVR) de 75kVA/380V, designado Mini-DVR 02. Figura retirada de (MASUDA et al. 2005).	61
Figura 4.1.	Vista do Micro-DVR. Figura retirada de (VAIRAMOHAN et al., 2011).	71
Figura 4.2.	Diagrama unifilar simplificado do Micro-DVR. Figura retirada de (VAIRAMOHAN et al., 2011).	72
Figura 4.3.	Compensação de harmônicos de tensão (fase A) na carga. Escalas em volts e segundos. Figura retirada de (VAIRAMOHAN et al., 2011).	74
Figura 4.4.	Afundamento trifásico de tensão para 65% e sua compensação na carga resistiva com valor $R=22\Omega$. Escalas em volts e segundos. Figura retirada de (VAIRAMOHAN et al., 2011).	75
Figura 4.5.	Diagrama de blocos do arranjo experimental para testes de afundamentos e elevações de tensão. Figura retirada de (VAIRAMOHAN et al., 2011).	77
Figura 4.6.	Envelope de proteção esperado para afundamentos de tensão conforme a norma SEMI F47-0706. Figura retirada de (VAIRAMOHAN et al., 2011).	78
Figura 4.7.	Arranjo experimental para dispositivos sensíveis a afundamentos de tensão, empregando o ILB (<i>Industrial Load Bank</i>). Figura retirada de (VAIRAMOHAN et al., 2011).	79
Figura 4.8.	Característica de regulação em regime permanente do Micro-DVR. Figura retirada de (VAIRAMOHAN et al., 2011).	83

FIGURA	LEGENDA	PÁG.
Figura 4.9.	Resultado experimental (com sucesso) para afundamento trifásico para 70% de profundidade e duração de 30 ciclos (100% de carga resistiva), mostrando a entrada da fase A (vermelho), saída da fase A (azul) e a tensão do barramento CC (verde). Escalas em volts e segundos. Figura retirada de (VAIRAMOHAN et al., 2011).	84
Figura 4.10.	Resultado experimental (com falha) para afundamento trifásico para 50% de profundidade e duração de 30 ciclos (100% de carga resistiva), mostrando a entrada da fase A (vermelho), saída da fase A (azul) e a tensão do barramento CC (verde). Escalas em volts e segundos. Figura retirada de (VAIRAMOHAN et al., 2011).	84
Figura 4.11.	Resultado experimental (com falha) para afundamento trifásico para 50% de profundidade e duração de 180 ciclos (100% de carga resistiva), mostrando a entrada da fase A (vermelho), saída da fase A (azul) e a tensão do barramento CC (verde). Escalas em volts e segundos. Figura retirada de (VAIRAMOHAN et al., 2011).	85
Figura 4.12.	Resultado experimental (com sucesso) para afundamento trifásico para 80% de profundidade e duração de 60 ciclos (ILB ligado somente na fase A), mostrando a entrada da fase A (vermelho), saída da fase A (azul) e a tensão do barramento CC (verde). Escalas em volts e segundos. Figura retirada de (VAIRAMOHAN et al., 2011).	86
Figura 4.13.	Resultado experimental (com sucesso) para afundamento monofásico para 0% de profundidade e duração de 12 ciclos (100% de carga resistiva), mostrando a entrada da fase A (vermelho), saída da fase A (azul) e a tensão do barramento CC (verde). Escalas em volts e segundos. Figura retirada de (VAIRAMOHAN et al., 2011).	86
Figura 4.14.	Forma de onda típica de corrente de <i>inrush</i> para o Micro-DVR durante um afundamento trifásico de 50% durante 5 ciclos. Escalas em ampères e segundos. Figura retirada de (VAIRAMOHAN et al., 2011).	88
Figura 4.15.	Forma de onda típica de corrente de <i>inrush</i> para o Micro-DVR durante um afundamento trifásico de 50% durante 60 ciclos. Escalas em ampères e segundos. Figura retirada de (VAIRAMOHAN et al., 2011).	89
Figura AP_B.1	Retificador de meia-onda com modelo de transformador linear e resistência de enrolamento.	97
Figura AP_B.2	Formas de onda de corrente simuladas i_{l1} e i_{l2} para o circuito do retificador usando o modelo de transformador linear com perdas, $R_l = 0.05\Omega$, $X_{Lmag} = 20\Omega$.	98

FIGURA	LEGENDA	PÁG.
Figura AP_B.3	Formas de onda de corrente simuladas i_1 e i_2 para o circuito do retificador usando o modelo de transformador linear com perdas, $R_1 = 0.05\Omega$, $X_{Lmag} = 20\Omega$.	99
Figura AP_D.1	Montagem do ensaio de curto circuito. Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).	106
Figura AP_D.2	Montagem do ensaio em aberto. Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).	109
Figura AP_D.3	Função derivada modificada. Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).	110
Figura AP_E.1	Estrutura básica do PLL trifásico.	113
Figura AP_E.2	Sistemas de coordenadas abc e $\alpha\beta 0$.	115
Figura AP_E.3	Projeção do vetor espacial da tensão de rede. (A) Harmônicas de seqüência positiva. (B) Harmônicas de seqüência negativa.	116
Figura AP_E.4	Produto Escalar de $\vec{v}_{pll}^+$ com $\vec{v}$.	117
Figura AP_E.5	Condições de Sincronismo (A) Em sincronismo (B) PLL atrasado (C) PLL adiantado (D) Pontos de Equilíbrio.	118
Figura AP_E.6	Modelo linear da planta.	119
Figura AP_E.7	Caso A - Tensão de rede (Superior, Vermelho). Sinal VPLL// (Superior Azul). Frequência (Inferior Azul).	121
Figura AP_E.8	Caso B - PLL, simulação. Fase A – Tensão de rede (superior, vermelho) e sinal de PLL (superior, azul). Fase B – Tensão de rede (inferior, verde) e sinal de PLL (inferior, magenta).	122
Figura AP_E.9	Caso C - Tensões de rede (Verde, Ciano, Amarelo). Sinais VPLL// (Azul, Vermelho, Violeta).	122
Figura AP_E.10	Caso A - Tensões de rede (Violeta, Vermelho) e sinais VPLL// (Verde, Azul) – Fase A (Superior), Fase B (Inferior). Escalas: 20ms, 1V/div.	123
Figura AP_E.11	Caso B - PLL, experimental. Fase A – Tensão de rede (superior, vermelho) e sinal de PLL (superior, azul). Fase B – Tensão de rede (inferior, verde) e sinal de PLL (inferior, magenta). Escalas: 5ms/div, 1V/div.	123

FIGURA	LEGENDA	PÁG.
Figura AP_E.12	Caso C - Tensões de rede (Violeta, Vermelho) e sinais VPLL// (Verde, Azul)– Fase A (Superior), Fase B (Inferior). Escalas: 5ms, 1V/div.	123

LISTA DE TABELAS

TABELA	TÍTULO	PÁG.
Tabela 2.1	Estados permitidos das chaves do conversor tipo CSC trifásico a três fios da figura 2.62.	49
Tabela 4.1	Imunidade a afundamentos de tensão requerida pela norma SEMI F47-0706	78
Tabela 4.2	Perdas em vazio e eficiência	87
Tabela AP_C.1	Grupos de estudantes avaliados	102
Tabela AP_C.2	Resultados para cada grupo de estudantes, referentes às alternativas da figura 2.10.	103
Tabela AP_E.1	PLL – Parâmetros de simulação.	121

SUMÁRIO

RESUMO.....	IV
ABSTRACT.....	V
LISTA DE ABREVIATURAS.....	VI
LISTA DE SÍMBOLOS.....	XI
LISTA DE FIGURAS.....	XV
LISTA DE TABELAS.....	XXIV
SUMÁRIO.....	XXV
1. INTRODUÇÃO.....	1
2. ASPECTOS DE MODELAGEM E SIMULAÇÃO.....	3
2.1. Simulação de circuitos de eletrônica de potência.....	3
2.1.1. Simulação passo a passo.....	4
2.1.2. Modelagem de elementos não lineares em eletrônica de potência. . . .	9
2.1.2.1. <i>Transformador ideal</i>	10
2.1.2.2. <i>Transformador com núcleo saturável e resistências nos enrolamentos</i>	13
2.1.2.3. <i>Simulação com o modelo completo do transformador e medidas experimentais do retificador em meia onda com transformador</i>	16
2.2. Obtenção de modelos.....	19
2.2.1. Obtenção de parâmetros de transformadores operando em saturação. .	19
2.2.1.1. <i>Modelo de L_M descontínuo</i>	21
2.2.1.2. <i>Modelo de L_M contínuo</i>	23
2.2.1.3. <i>Testes em regime permanente</i>	24
2.2.1.4. <i>Testes no transitório de energização</i>	27
2.2.1.5. <i>Validação do modelo do transformador com testes transitórios</i>	32

I.	<i>Correntes de inrush.</i>	32
II.	<i>Transformador conectado a inversor de potência.</i>	33
2.3.	Conversores, controladores e sistemas associados.	35
2.3.1.	Conversores tipo fonte de tensão (VSC).	36
2.3.1.1.	<i>Uma abordagem informal do comportamento de um conversor tipo fonte de tensão modulado em PWM (pulse width modulation).</i>	37
2.3.1.2.	<i>Modelagem de conversor tipo fonte de tensão, conectado à rede CA.</i>	45
2.3.2.	Conversores tipo fonte de corrente (CSC).	48
2.3.2.1.	<i>Modelagem de conversor tipo fonte de corrente, conectado a uma carga.</i>	49
2.3.2.2.	<i>Dualidade entre conversores trifásicos fonte de tensão e fonte de corrente.</i>	50
2.3.3.	Controladores.	51
2.3.4.	Sistemas associados.	53
3.	ASPECTOS DE IMPLEMENTAÇÃO EXPERIMENTAL DE PROTÓTIPOS.	54
3.1.	Razões para implementação experimental	54
3.2	Realização da implementação experimental.	55
3.2.1	Aspectos práticos da implementação experimental - montagem.	55
3.2.2	Aspectos práticos da implementação experimental – conversor de potência.	62
3.2.3	Aspectos práticos da implementação experimental – medições.	62
3.2.4	Aspectos práticos da implementação experimental – controlador.	63
3.2.5	Aspectos práticos da implementação experimental – documentação.	65
3.2.6	Aspectos práticos da implementação experimental – prova de conceito e protótipo.	66
4.	AVALIAÇÃO TECNOLÓGICA DE DISPOSITIVOS PARA MITIGAÇÃO DE VTCDs.	68
4.1.	Motivação	68

4.2.	Dispositivos para mitigação de VTCDs baseados em inversores – o Mini-DVR e sua família.	69
4.2.1.	Descrição do Micro-DVR.	69
4.2.2.	Operação do Micro-DVR.	72
4.3.	Resultados experimentais.	74
4.3.1.	Testes experimentais preliminares: descrição e testes.	74
4.3.2.	Protocolo de testes para compatibilização de sistemas: razão e significado dos testes de caracterização.	75
4.3.3.	Testes realizados no EPRI - Knoxville.	77
4.3.4.	Resultados comentados dos testes do Micro-DVR	82
4.4.	Comentários finais deste capítulo	89
5.	CONCLUSÕES	91
APÊNDICE A	LISTAGEM DO PROGRAMA SBA5.BAS.	92
APÊNDICE B	OBTENDO ARTIFICIALMENTE A RESPOSTA (a) DA FIGURA 2.10.	97
APÊNDICE C	AVALIAÇÃO DA RESPOSTA DE ESTUDANTES AO PROBLEMA DO TRANSFORMADOR ALIMENTANDO RETIFICADOR DE MEIA ONDA COM CARGA RESISTIVA.	101
APÊNDICE D	DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DE UM TRANSFORMADOR MONOFÁSICO ATRAVÉS DOS TESTES EM VAZIO E CURTO-CIRCUITO COM AUXÍLIO DE COMPUTADOR.	105
A	<i>Ensaio de curto-circuito.</i>	105
B	<i>Ensaio em aberto.</i>	108
APÊNDICE E	DESCRIÇÃO GRÁFICA DOS ALGORITMOS DE PLL BASEADOS NA SEQUÊNCIA POSITIVA DA REDE CA.	112
E.1	Introdução.	112

E.2	Descrição do algoritmo de PLL.	114
E.2.1	Vetores espaciais: definição e notação adotada.	114
E.2.2	Análise do produto escalar.	116
E.2.3	Condições para o sincronismo do PLL.	117
E.2.4	Modelagem da planta.	118
E.2.5	Determinação dos parâmetros do sistema em malha fechada.	119
E.3	Resultados de simulação.	121
E.4	Resultados experimentais.	122
E.5	Conclusões deste apêndice.	124
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS		125

1. INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentada a motivação deste texto¹ e sua relevância dentro do contexto de sistemas de eletrônica de potência conectados à rede de corrente alternada. É feita uma breve descrição do trabalho proposto, bem como os capítulos em que o trabalho é dividido.

Sistemas aparentemente tão diversos como geração distribuída (*Distributed Generation*, *Dispersed Generation* – DG)(PUTTGEN; MACGREGOR; LAMBERT, 2003)(BLAABJERG; ZHE CHEN; KJAER, 2004), redes inteligentes (*Smart Grids* – SG)(FANGXING LI et al., 2010), micro redes (*Microgrids* – MG)(TSIKALAKIS; HATZIARGYRIOU, 2008), fontes alternativas de energia (ARAI et al., 2008), soluções FACTS (HINGORANI; GYUGYI, 1999), compensadores estáticos (MILLER, 1982) e filtros ativos de harmônicas (RUDNICK; DIXON; MORAN, 2003) necessitam, para seu correto funcionamento, de conversores conectados à rede de corrente alternada (CA). Com isso, tais conversores, baseados em técnicas de Eletrônica de Potência (EP), vêm tendo seus campos de aplicação bem ampliados.

A correta aplicação destes conversores demanda conhecimento em:

- modelagem de componentes e sistemas para simulação computacional;
- supervisão e controle dos conversores;
- implementação em escala reduzida e em potência nominal;
- avaliação tecnológica (*technological assessment*) de desempenho de tais conversores em face de normas técnicas vigentes.

Este trabalho apresenta uma revisão não abrangente, refletindo a experiência do autor, sobre tais conhecimentos. São discutidos aspectos de aplicações, modelamento de equipamentos e componentes, controle de conversores, implementação e testes.

A abordagem é realizada com o uso de publicações do autor com seus associados, de modo que não se apresenta aqui proposta inédita, mas sim uma integração de conhecimento

¹ Este trabalho não é uma tese no sentido estrito (trabalho inédito). Ele deve ser classificado como “...texto que sistematize criticamente a obra do candidato ou parte dela.”, conforme as exigências do Edital do Concurso de Livre-Docência (Edital EP-Concursos 040/2011, publicado no Diário Oficial do Estado de São Paulo, edição de 02 de junho de 2011, caderno “Executivo – Caderno 1”, página 225).

adquirido. Desta forma, certa ênfase é dada a conversores para correção de variações de tensão de curta duração (VTCD), em especial os restauradores dinâmicos de tensão (*dynamic voltage restorers* – DVR).

Este capítulo 1 apresenta a proposta do trabalho. O capítulo 2 apresenta, em um viés aproximadamente cronológico do autor, aspectos de modelagem e simulação de componentes e conversores. O capítulo 3 aborda aspectos de implementação experimental de protótipos em baixa potência e em potência nominal, e o capítulo 4 discute a avaliação tecnológica de conversores com eletrônica de potência, baseados em normas técnicas, com ênfase em dispositivos para mitigação de VTCDs como o DVR. O capítulo 5 resume as conclusões do trabalho.

2. ASPECTOS DE MODELAGEM E SIMULAÇÃO

Este capítulo apresenta, em um viés aproximadamente cronológico do autor, aspectos de modelagem e simulação de componentes e conversores.

É prática comum em Eletrônica de Potência (EP) realizar, como primeira etapa de um projeto¹, a simulação computacional dos conversores, inicialmente somente a parte de potência em malha aberta (para se aferição do funcionamento básico e dimensionamento de componentes), e posteriormente incluindo se malhas de controle, para determinação de desempenho dinâmico. Com isto se busca diminuir o tempo de desenvolvimento, minimizar o risco de acidentes elétricos, e realizar o pré-ajuste das malhas de controle. (LAURITZEN, 1988) e (KANG; LAVERS, 1994) apresentam um panorama do estado da arte de simulação computacional em EP em 1988 e 1994 respectivamente, (GOLE, 2006) discute aspectos de simulação de conversores de EP aplicados a sistemas de potência, como HVDC (*High Voltage Direct Current*) e FACTS (*Flexible Alternate Current Transmission Systems*) usando programas “emtp-type”, como o próprio EMTP (DOMMEL, 1969), PSS®NETOMAC (LEI et al., 1998) e PSCAD®/EMTDC™ (MANITOBA HVDC RESEARCH CENTRE, 2011).

São apresentados neste capítulo 2, aspectos de modelagem e simulação de componentes e conversores, incluindo modelagem do conversor como planta acoplada a sistema de controle.

2.1. Simulação de circuitos de eletrônica de potência

No fim da década de 1980 o grupo de EP da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo (LEP - EPUSP) começava a aproveitar os recursos computacionais dos primeiros computadores pessoais (PC) para realização de simulações computacionais. Logo se verificou que programas de simulação computacional tradicionais como o SPICE não eram adequados para simulação de circuitos de EP devido vários fatores como (LAURITZEN, 1988):

¹ Após as etapas iniciais de definição do problema, escolha ou desenvolvimento da topologia mais adequada, pré-cálculos (normalmente manuais) de dimensionamento de componentes etc.

- a ausência de modelos de chaves ideais e idealizadas nas versões mais antigas de SPICE, obrigando o uso dos modelos de transistores bipolares e diodos existentes, que eram otimizados para operação com perturbação com pequenos sinais e não em modo cortado/saturado característico de circuitos de EP;
- chaveamentos que modificam a topologia do circuito e exigem a remontagem da matriz de admitâncias do circuito. A alternativa seria manter a matriz e tratar as chaves como alta impedância e baixa impedância para emular abertura e fechamento de chaves, mas isto poderia conduzir a matrizes impróprias para inversão;
- passo de simulação fixo. A escolha de um passo muito grande conduz a erros grosseiros devido á perda do instante exato de chaveamento de componentes, mas diminuir o passo para se evitar isso conduzia a tempos de simulação excessivamente longos².

2.1.1. Simulação passo a passo

A dificuldade de usar os programas de simulação disponíveis à época levou o grupo de EP a adotar outra abordagem, uma técnica de simulação passo a passo:

- descrever o funcionamento de todas as etapas do circuito através das equações diferenciais de tensão de malha e corrente de nós (Segunda e Primeira Leis de Kirchhoff);
- transformar as equações diferenciais em equações de diferenças de primeira ordem (substituição do dt por um passo Δt razoavelmente menor que a menor constante de tempo esperada para o circuito);
- para o k -ésimo passo calculam-se as variações de correntes do circuito Δi , mantendo-se fixos os valores dos geradores de tensão e dos capacitores;
- para o $(k+1)$ -ésimo passo calculam-se as variações de tensões do circuito Δv , mantendo-se fixos os valores dos geradores de corrente e das correntes nos indutores;
- realizar a simulação com o recurso de programação disponível, que geralmente era em ambientes de programação usando BASIC interpretado que faziam parte do pacote do sistema operacional dos PCs à época (MS-DOS etc.);
- modificar o passo de simulação uma ordem de grandeza para cima e para baixo para se verificar a consistência dos resultados.

Com esta técnica pode-se realizar simulações relativamente complexas, como a descrita em (PÓ; KAISER; KOMATSU, 1991), aonde é feita a simulação, usando-se a técnica

² Programas modernos como o PSCAD®/EMTDC™ usam passo variável como descrito por (GOLE, 2006).

de simulação passo a passo, de um forno de indução a canal (*channel induction furnace – CIF*), mostrado na figura 2.1(a), em uma instalação industrial afetada por correntes harmônicas provenientes de um retificador, conforme a figura 2.1(b).

Fig. 1: Balance circuit of a channel induction furnace (CIF)

(a)

Fig. 2: Installation schematic diagram

(b)

Figura 2.1. (a) Circuito de balanceamento de um forno de indução a canal (CIF) e (b) Instalação industrial em estudo. Figuras retiradas de (PÓ; KAISER; KOMATSU, 1991).

Como a potência de curto-circuito da instalação era relativamente baixa, as correntes harmônicas encontravam um caminho de baixa impedância pelos capacitores CI e CF, com uma corrente acima da nominal e fortemente distorcida que impedia o funcionamento normal, conforme mostram as figuras 2.3 a 2.5. A solução foi introduzir dois indutores de filtro LCI e LCF (figura 2.2(a)) para aumentar a impedância dos ramos capacitivos e restabelecer o funcionamento correto do sistema.

Fig. 3: CIF circuit with inductive filters

(a)

Fig. 5: Installation electric model.

(b)

Figura 2.2. (a) Circuito de balanceamento do CIF com os indutores de filtro LCI e LCF e (b) Modelo elétrico do CIF com indutores de filtro. Figuras retiradas de (PÓ; KAISER; KOMATSU, 1991).

(a)

(b)

Figura 2.3. (a) Corrente medida da fase R na entrada do CIF sem os indutores de filtro LCI e LCF e (b) Corrente simulada da fase R na entrada do CIF sem os indutores de filtro LCI e LCF. Figuras retiradas de (PÓ; KAISER; KOMATSU, 1991).

(a)

(b)

Figura 2.4. (a) Corrente medida da fase S na entrada do CIF sem os indutores de filtro LCI e LCF e (b) Corrente simulada da fase S na entrada do CIF sem os indutores de filtro LCI e LCF. Figuras retiradas de (PÓ; KAISER; KOMATSU, 1991).

(a)

(b)

Figura 2.5. (a) Corrente medida da fase T na entrada do CIF sem os indutores de filtro LCI e LCF e (b) Corrente simulada da fase T na entrada do CIF sem os indutores de filtro LCI e LCF. Figuras retiradas de (PÓ; KAISER; KOMATSU, 1991).

(a)

(b)

Figura 2.6. (a) Corrente medida da fase R na entrada do CIF com os indutores de filtro LCI e LCF e (b) Corrente simulada da fase R na entrada do CIF com os indutores de filtro LCI e LCF. Figuras retiradas de (PÓ; KAISER; KOMATSU, 1991).

(a)

(b)

Figura 2.7. (a) Corrente medida da fase S na entrada do CIF com os indutores de filtro LCI e LCF e (b) Corrente simulada da fase S na entrada do CIF com os indutores de filtro LCI e LCF. Figuras retiradas de (PÓ; KAISER; KOMATSU, 1991).

(a)

(b)

Figura 2.8. (a) Corrente medida da fase T na entrada do CIF com os indutores de filtro LCI e LCF e (b) Corrente simulada da fase T na entrada do CIF com os indutores de filtro LCI e LCF. Figuras retiradas de (PÓ; KAISER; KOMATSU, 1991).

As correntes medidas foram adquiridas através de um osciloscópio analógico com câmera fotográfica, por isso o reticulado da tela das medidas experimentais não é visível.

O circuito da figura 2.2(b) foi simulado pela técnica de simulação passo a passo, com passo da ordem de $\Delta t=50\mu s$. As correntes geradas pelo retificador (trifásico de seis pulsos) foram modeladas como fontes de corrente em paralelo para a fundamental e as harmônicas. A simulação deste caso necessitou dois parâmetros importantes, não aparentes no esquema da figura 2.2(b):

- presença de resistências dos indutores e dos barramentos. Seus valores foram medidos nos indutores e estimados nos barramentos e na impedância da rede CA;
- uso de saturação nos indutores. Todos os indutores do CIF são de núcleo de ferro-silício com entreferro, portanto para correntes acima das nominais (com valores de pico chegando ao dobro do nominal) na presença de harmônicas é esperada saturação de indutores. Esta saturação foi modelada estabelecendo-se arbitrariamente valores de indutâncias nominais até a corrente nominal e valores menores para a situação de sobrecorrente, sendo a transição entre estes valores de indutâncias realizada por funções cossenoidais.

A presença das resistências e das indutâncias saturáveis na simulação permite, em regime, a obtenção de formas de onda próximas às medidas experimentalmente. Note-se que o ajuste destes parâmetros foi realizado empiricamente até se conseguir simulações aceitáveis.

O Apêndice A apresenta a listagem original, em BASIC, do programa usado para esta simulação.

O método de simulação passo a passo apresenta várias desvantagens:

- é necessário um conhecimento prévio de todos os modos de operação do circuito ou conversor a ser simulado. Para circuitos muito complexos, com vários modos de operação, a programação fica muito complexa, longa, e difícil de ser “debugada”;
- a montagem da simulação é totalmente manual, não havendo recursos de captura esquemática (obtenção automática da matriz de ligações através do esquema elétrico), tornando inviável a simulação de circuitos de tamanhos maiores;
- sistemas realimentados simulados por este método necessitam a codificação de toda a lógica do circuito de controle, bem como sua simulação elétrica se este controle for analógico.

Com a disponibilidade de PCs com maior poder computacional e a disponibilização de programas de simulação mais amigáveis como PSCAD®/EMTDC™, PSIM® (POWERSIM INC, 2003) e MATLAB® esta técnica de simulação passo a passo foi abandonada pelo grupo de EP da EPUSP.

2.1.2. Modelagem de elementos não lineares em eletrônica de potência

Ensina-se que um modelo é um equacionamento matemático de um fenômeno físico. Não é excessivo afirmar que a complexidade de um modelo só deve avançar ao ponto em que ele pode explicar satisfatoriamente certo fenômeno de interesse.

Um caso que aparentemente extrapola os limites ordinários de complexidade de um modelo aparece quando se tenta explicar o fenômeno que origina o comportamento da corrente no primário i_1 do transformador do simples retificador da figura 2.9 (LOURENÇO et al., 2005). A partir deste circuito, qual alternativa da figura 2.10 é a correta?

Figura 2.9. Diagrama esquemático de um retificador monofásico de um caminho e meia onda, alimentando uma carga resistiva. Figura retirada de (LOURENÇO et al., 2005).

Figura 2.10. Possíveis alternativas para a corrente i_1 do circuito da figura 2.9 (primário de um retificador monofásico de um caminho e meia onda, alimentando uma carga resistiva).

A alternativa (a) é muito comum, pois ela é bem similar à encontrada em vários livros texto de EP³, e ela implica no fato de transformadores não poderem transformar corrente contínua⁴. Mas aplicando-se as leis de Ampère e de Faraday, outros podem concluir que a resposta certa é a (b), pois a força magnetomotriz em um transformador ideal precisa ser

³ Conforme encontrado em (BARTON, 2004), (BARBI, 2000), (MÖLTGEN, 1972), (KIMBARK, 1971), (SCHAEFER, 1965).

⁴ O Apêndice B discute a modelagem errônea do circuito da figura 2.9 que leva à resposta (a).

zero⁵. Muitos não conseguem responder pois vários livros texto de EP simplesmente omitem a forma de onda da corrente⁶, mesmo quando o circuito é apresentado⁷. Mas se for realizada a medição experimental, a resposta será a alternativa (c)⁸.

Apesar da aparente simplicidade do circuito da figura 2.9, a análise e modelagem do circuito que levam à resposta (c) devem ser minuciosamente realizadas. (BERTELE, GRASL, 1962) propuseram uma análise qualitativa que explica o resultado experimental (alternativa (c)), mas aparentemente este trabalho não teve a atenção merecida.

O problema da modelagem do transformador pode ser abordado com a apresentação inicial do transformador ideal e o acréscimo de não-idealidades para que o modelo mais completo apresente o mesmo comportamento do transformador medido no mundo real.

2.1.2.1. Transformador ideal

O transformador ideal, mostrado na figura 1.11a, consiste de duas bobinas magneticamente acopladas com número de espiras N_p e N_s e apresentando as seguintes características:

- a) acoplamento magnético perfeito entre ambos os enrolamentos;
- b) sem perdas no núcleo nem nos enrolamentos;
- c) o material magnético do núcleo é linear com permeabilidade $\mu \rightarrow \infty$.

Figura 2.11. Transformador ideal.

⁵ A propósito, o transformador da figura 2.9 é real ou ideal? A questão propositalmente é dúbia a este respeito.

⁶ Este tipo de circuito (retificador monofásico operando em meia onda com transformador) não é mencionado em vários livros-texto de EP: (BATARSEH, 2004), (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003a), (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001), (HART, 1997), (ERICKSON, 1997a), (PAICE, 1996), (VITHAYATHIL, 1995), (BIRD; KING; PEDDER, 1993), (RAMSHAW, 1993), (KASSAKIAN; SCHLECHT; VERGHESE, 1992), (FISHER, 1991), (THORBORG, 1988).

⁷ As referências (RASHID, 1993), (RASHID, 2004) e (SHEPHERD, ZANG, 2004) apresentam retificadores monofásicos em meia onda com transformadores, mas omitem a informação da corrente do primário.

⁸ O Apêndice C apresenta resultados e discussão da resposta de estudantes submetidos à pergunta das figuras 2.9 e 2.10.

A relação entre uma tensão primária arbitrária $v_p(t)$ e o fluxo no núcleo $\phi(t)$ é dada pela lei de Faraday:

$$v_p(t) = N_p \frac{d\phi}{dt} \quad (2.1)$$

O fluxo magnético $\phi(t)$ que acopla ambos os enrolamentos é dado por:

$$\phi(t) = \frac{1}{N_p} \int_{t_0}^t v_p(\xi) d\xi + \phi(t_0) \quad (2.2)$$

Por exemplo, se a tensão do primário $v_p(t)$ é senoidal, o fluxo do núcleo é senoidal com um valor médio que depende do instante de ligação t_0 como mostra a equação (2.2).

Desde que o acoplamento entre enrolamentos é perfeito (hipótese a), a tensão do secundário $v_s(t)$ é obtida de (2.3):

$$v_s(t) = N_s \cdot \frac{d\phi}{dt} = \frac{N_s}{N_p} \cdot v_p(t) \quad (2.3)$$

Note que (2.3) vale para qualquer forma de onda de tensão no primário, incluindo tensões contínuas.

Se a área transversal do núcleo for S , a densidade de fluxo magnético resultante $B(t)$ é:

$$B(t) = \frac{\phi(t)}{S} \quad (2.4)$$

Assumindo $i_s(t)$ nulo, $i_p(t)$ é obtido aplicando-se a lei de Ampère à intensidade de campo magnético $H(t)$ através de um caminho de comprimento ℓ :

$$i_p(t) = \frac{H(t) \cdot \ell}{N_p} \quad (2.5)$$

E como $B(t)$ e $H(t)$ se relacionam com a permeabilidade do núcleo μ :

$$H(t) = \frac{B(t)}{\mu} \quad (2.6)$$

Assumindo-se que o material do núcleo é linear e sem perdas (hipóteses b e c), a curva $B \times H$ é uma reta que passa pela origem. Quando $\infty \rightarrow \mu$ (hipótese c) a curva $B \times H$ se torna uma linha vertical em $H=0$. Como consequência, $i_p(t)$ é nulo para $i_s(t)=0$ e qualquer variação finita no valor de B não afeta este valor nulo de $i_p(t)$.

Quando uma corrente de carga $i_s(t)$ flui no enrolamento secundário, de acordo com a lei de Ampère a força magnetomotriz total precisa ser nula pois $H=0$. Com isso, a corrente do primário pode ser calculada por:

$$i_p(t) = \frac{N_s}{N_p} \cdot i_s(t) \quad (2.7)$$

Note que (2.7) é válida para qualquer forma de onda de corrente no secundário, incluindo correntes contínuas.

Note ainda que as tensões dadas somente pela lei de Faraday, e as correntes dadas somente pela lei de Ampère, são desacopladas em um transformador ideal.

De (2.3) e (2.7) pode-se obter as potências instantâneas nos enrolamentos:

$$v_p(t) \cdot i_p(t) = v_s(t) \cdot i_s(t) \Rightarrow p_p(t) = p_s(t) \quad (2.8)$$

A equação (2.8) mostra que as potências instantâneas no primário e no secundário são iguais, pois este modelo de transformador ideal não armazena nem dissipa energia.

Desta forma, o comportamento elétrico de um transformador ideal pode ser representado pelo circuito elétrico da figura 2.11b, e pelas equações (2.3) e (2.7). Estas equações não dependem da frequência ou forma de onda e, portanto são válidas para tensões e correntes contínuas respectivamente.

Dentre as respostas da figura 2.10, se o transformador for ideal a resposta correta será (b), e neste caso o transformador estará transformando corrente contínua. Um erro muito comum é dizer que um transformador, mesmo ideal, não permite transformação de corrente contínua, o que leva vários autores a indicar erroneamente a resposta (a) como o comportamento do transformador ideal⁹. Mostrou-se claramente no equacionamento acima

⁹ Veja no Apêndice B uma discussão a este respeito.

que não existe este impedimento para o transformador ideal. E para o transformador real? Por que a resposta certa é a (c)?

Um detalhe importante que foi omitido na apresentação das alternativas da figura 2.10, é que elas representam a corrente no primário em regime permanente, ou seja, após o fim de um regime transitório de ligação, partindo provavelmente de condições iniciais nulas para tensões e correntes. A obtenção da resposta real (c), em regime permanente, deve ser feita sobre o modelo completo do transformador, mas somente alguns componentes deste modelo são essenciais para explicar este comportamento. Um modelo de transformador que explica completamente a alternativa real (c) é apresentado a seguir.

2.1.2.2. Transformador com núcleo saturável e resistências nos enrolamentos

O modelo de transformador que explica o comportamento real da alternativa (c) da figura 2.10 adiciona uma reatância de magnetização saturável L_{mag} e a resistência do enrolamento primário R_1 ao modelo de transformador ideal. A resistência do enrolamento secundário é incorporada à resistência de carga R

Figura 2.12. Retificador de meia onda com transformador de núcleo saturável e resistências de enrolamento.

Simulações do circuito da figura 2.12 foram realizadas com os valores $N_p = N_s = 1$ espira, $v_p(t) = e(t) = 1 \cdot \sin(\omega t)$ V, $\omega = 1$ rad/s, $R = 1 \Omega$, $R_1 = 0.5 \Omega$, e a reatância de magnetização saturável L_{mag} foi implementada com o elemento indutor saturável do *software* PSIM Demo v.6.0 (POWERSIM INC, 2003), que implementa a curva de magnetização através de linhas retas. Neste exemplo, $L_{mag} = 2$ H para $i_{mag} < 1$ A, e $L_{mag} = 0.05$ H para a faixa $1 \text{ A} < i_{mag} < 20$ A. Embora estes valores estejam longe da faixa típica encontrada em

transformadores reais, foram aplicados aqui para se obter um transitório mais breve na simulação. Note que foi usado um modelo de transformador ideal disponível no *software* PSIM, que se comporta exatamente como o transformador ideal analisado no item 2.1.2.1.

Figura 2.13. Simulação do circuito da figura 2.12 com o software PSIM Demo 6.0.

Considerando que o circuito da figura 2.12 é energizado com $e(t_0) = 0V$ e condições iniciais nulas, haverá uma queda de tensão na resistência R_1 devido à corrente de carga refletida ao primário somente nos semiciclos positivos (figuras 2.13 (a) e (b)). As quedas de tensão devidas a L_{mag} aparecem em ambos os semiciclos. Como o fluxo do núcleo é proporcional à integral da tensão do enrolamento primário (equação 2.2), esta assimetria na queda de tensão em R_1 leva o fluxo magnético a um valor médio negativo durante os semiciclos positivos e conseqüentemente a corrente de magnetização terá um valor médio negativo. A corrente do primário i_1 é a soma da corrente de magnetização i_{mag} e da corrente de carga refletida ao primário i_p (figura 2.12). Por isso, os picos negativos da corrente de magnetização i_{mag} irão diminuir rapidamente os valores de pico negativos da tensão do enrolamento primário $v_p(t)$ do transformador ideal, até seu valor médio ficar nulo, quando o sistema atinge o regime permanente.

Devido à magnetização assimétrica do transformador, a corrente de magnetização ultrapassa o joelho de saturação nos semiciclos negativos, resultando em picos de corrente de magnetização negativos de valor considerável, aparecendo na corrente total do primário i_1 (figura 2.13(a)). A corrente de primário $i_1(t)$ resultante tem valor médio nulo em regime permanente, e sua forma de onda é muito semelhante à alternativa (c) da figura 2.10.

O comportamento do circuito também pode ser determinado pela análise em regime permanente. Em regime permanente a tensão média de um indutor, mesmo saturável, é nula¹⁰.

Acrescenta-se a reatância de dispersão do primário $L1$ em série com $R1$ e a de perdas do núcleo RP em paralelo com a indutância de magnetização $Lmag$ no modelo do transformador, conforme a figura 2.14.

Figura 2.14. Tensões médias na malha formada pelo circuito primário do transformador.

A fonte $e(t)$ tem valor médio de tensão E nulo. Logo, em regime permanente, aplicando-se a 2ª lei de Kirchhoff com tensões médias à malha do circuito da figura 2.14, a tensão média na resistência do enrolamento primário $R1$ precisa ser nula, e para tanto a corrente $i1(t)$ deve ter valor médio nulo. Como a corrente $ip(t)$ tem valor médio não nulo, o valor médio presente em $ip(t)$ deve necessariamente passar somente pela indutância de magnetização $Lmag$. Com isso $Lmag$ opera com uma curva $B \times H$ assimétrica em relação à origem, com saturação igualmente assimétrica. Deve-se lembrar ainda que no modelo completo do transformador existe ainda a resistência de perdas do núcleo RP , em paralelo com a $Lmag$, mas em regime a tensão média nesta resistência também é nula, pelo fato de estar em paralelo com a $Lmag$, que tem a tensão média nula em regime. Com isso a corrente com valor médio não nulo $ip(t)$ passa em regime somente por $Lmag$, e não por RP .

Note-se que com a explicação do parágrafo anterior a importância da resistência série $R1$ para o funcionamento do circuito da figura 2.12 é essencial, ao passo que o da indutância de dispersão $L1$ não, pois $R1$ em regime permanente pode ter tensão média não nula e $L1$ não pode. Portanto, neste caso em particular não se pode desprezar as resistências série dos enrolamentos e levar em conta somente as indutâncias de dispersão, como é usualmente feito

¹⁰ E, de modo dual, a corrente média em um capacitor em regime permanente também deve ser nula.

na modelagem simplificada de transformadores. Este é o resultado mais importante apresentado por (BERTELE, GRASL, 1962).

2.1.2.3. Simulação com o modelo completo do transformador e medidas experimentais do retificador em meia onda com transformador

Os parâmetros de um transformador real podem ser medidos e usados em simulação, para se verificar a validade do modelo de transformador discutido anteriormente.

Figura 2.15. Modelo completo do circuito para simulação.

O modelo completo do circuito para simulação é mostrado na figura 2.15. O indutor saturável L_{mag} é modelado com três diferentes valores, dependendo da corrente de magnetização¹¹, ao invés do modelo de duas retas da figura 2.12, para se melhorar os resultados numéricos da simulação. Os parâmetros da figura 2.15 são dados em suas respectivas unidades e foram experimentalmente obtidos ou adotados em seus valores usuais (p.ex. valor da queda de tensão do diodo D). Deve-se notar que a tensão aplicada no ensaio em vazio deve ser significativamente maior que o valor nominal da tensão para se obter o valor da indutância de magnetização altamente saturado (MONTEIRO et al., 2010) (MONTEIRO, 2011). A figura 2.16 mostra as curvas de magnetização experimental e de simulação (linhas retas com trajetória ABCDEFG).

Formas de onda experimentais e simuladas são apresentadas na figura 2.17, mostrando a boa aderência entre formas de onda experimentais e simuladas. Na simulação é possível se plotar a corrente de magnetização, e mostrar a sua trajetória ABCDEFG como modelada na figura 2.16.

¹¹ Na figura 2.15, $L_{mag}=198H$ para $imag<0.0075A$, $L_{mag}=14.9H$ para a faixa $0.0075A<imag<0.0925A$, e $L_{mag}=3.5H$ para a faixa $0.0925A<imag<0.5 A$.

Figura 2.16. Curvas de magnetização experimental e simulada (três linhas retas).

Figura 2.17. Formas de onda de corrente experimentais e simuladas, em regime permanente.

O comportamento transitório da corrente to primário, partindo de condições iniciais nulas, é mostrado na figura 2.18.

Além deste caso monofásico, um caso trifásico, com três transformadores monofásicos formando um banco trifásico e alimentando retificadores de um caminho (retificador M3U) é mostrado nas figuras 2.19 e 2.20.

(a) Corrente do primário - experimental.

(b) Corrente do primário - simulado.

Figura 2.18. Formas de onda de corrente experimentais e simuladas, em regime permanente.

Figura 2.19. Retificador trifásico de um caminho (M3U) formado por um banco de três transformadores monofásicos.

(a) Correntes de fase e de linha - experimental.

(b) Correntes de fase e de linha - simulado.

Figura 2.20. Correntes de fase e de linha de um retificador trifásico de um caminho (M3U) formado por um banco de três transformadores monofásicos.

As simulações das figuras 2.19 e 2.20 foram realizadas no PSIM 8.0 devido ao número de componentes envolvido. Note especialmente a forma de onda da corrente da fase A, i_{lPha} , que tem valor médio nulo (possui a corrente de carga positiva refletida do secundário e a corrente de magnetização negativa do núcleo operando em saturação).

Não é excessivo enfatizar a importância da escolha e uso correto de um modelo, sempre tendo em vista suas hipóteses iniciais, que limitam seu uso, principalmente em casos como o discutido acima, quando a resposta real (experimental) não tem explicação imediata. O risco de se seguir e propagar um raciocínio errado (vide Apêndice B) é alto.

O Apêndice C traz resultados e discussão da aplicação da pergunta relacionada às figuras 2.9 e 2.10 (forma de onda da corrente do primário) a diversos grupos de estudantes de graduação e de pós-graduação.

2.2. Obtenção de modelos

Foi discutida anteriormente a importância de um modelo fisicamente coerente para se obter resultados de cálculos e simulação computacional coerentes com resultados experimentais. Novamente enfatizando-se a experiência do autor e seus associados, discute-se como um exemplo a obtenção, com o auxílio de recursos computacionais, do modelo de um transformador operando em saturação profunda (ou intensa), mostrado nos itens anteriores.

2.2.1. Obtenção de parâmetros de transformadores operando em saturação

Foi comentado que para se obter os parâmetros de um transformador altamente saturado a tensão aplicada no ensaio em vazio deve ser significativamente maior que o valor nominal da tensão (MONTEIRO et al., 2010) (MONTEIRO, 2011). O modelo completo do transformador com núcleo saturável visto na figura 2.15 pode ser redesenhado na figura 2.21.

Figura 2.21. Modelo equivalente do transformador monofásico. Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).

O modelo da figura 2.21 é composto por seis componentes, sendo os parâmetros R_{LP} e R_{LS} as resistências ôhmicas dos enrolamentos das bobinas do primário e ao secundário, respectivamente. L_{LP} e L_{LS} representam as indutâncias das bobinas e ao efeito de dispersão do fluxo magnético, referidas ao primário e ao secundário, respectivamente. Por simplificação considera-se neste modelo que estes quatro parâmetros são constantes e não são afetados pela frequência de operação do transformador. Os dois parâmetros em paralelo associados ao núcleo magnético são R_M e L_M , a resistência de perdas do núcleo e a indutância de magnetização. Novamente por simplicidade, considera-se o parâmetro R_M constante.

O bipolo dado por L_M representa a relação entre a tensão aplicada em seus terminais, V_M e a corrente que surge como consequência, i_M , sendo tais grandezas não diretamente mensuráveis, pois na prática somente os terminais do transformador estão disponíveis para medida. Os seis parâmetros da figura 2.21 são obtidos pelo método tradicional de ensaio em vazio e curto-circuito do transformador (MASSACHUSETTS INSTITUTE OF TECHNOLOGY, 1943). Com isso os valores de V_M e i_M ficam indiretamente disponíveis. O apêndice D traz uma contribuição do autor e de seus associados, que é a automatização do tratamento dos dados deste ensaio, visando obter dados para modelagem e simulação computacional.

A partir da tensão de magnetização V_M , obtém-se o fluxo concatenado (2.9) e também a indutância de magnetização (2.10):

$$N\Phi = \int V_M dt \quad (2.9)$$

$$\frac{Nd\Phi}{di_M} = L_M(i_M) \quad (2.10)$$

A relação fluxo concatenado $\times$ corrente de magnetização ($N\Phi \times i_M$), apresenta uma curva de saturação sem perdas, uma vez que o elemento de modelagem das perdas, R_M , não é considerado. Um resultado típico pode ser observado na figura 2.22:

Figura 2.22. Relação fluxo concatenado $N\Phi$ (Vs) versus corrente de magnetização i_M (A) para a obtenção de L_M . Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).

Para fins de modelagem para simulação computacional, são discutidas a seguir duas possibilidades para modelagem de L_M .

2.2.1.1 Modelo de L_M descontínuo

O modelo de L_M descontínuo (NEVES; DOMMEL, 1993) subdivide a curva $N\Phi \times i_M$ em duas ou mais aproximações lineares (retas) para a curva, de modo que cada inclinação determina um valor constante de L_M , como mostrado nas figuras 2.23 e 2.24:

Figura 2.23. Caracterização descontínua da curva $N\Phi$ versus i_M . Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).

Figura 2.24. Caracterização descontínua de L_M . Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).

A figura 2.25 mostra um modelo elétrico de associação paralela de indutâncias que descreve o comportamento das figuras 2.23 e 2.24.

Figura 2.25. Modelo descontinuo de L_M . Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).

Uma representação do esquema da figura 2.25 em *software* de simulação é mostrada na figura 2.26, onde o chaveamento de L_b e L_c é determinado por limites pré-estabelecidos I_{M2} e I_{M3} comparados com a corrente de magnetização instantânea i_M :

Figura 2.26. Modelo implementado no *software* PSIM. Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).

O modelo apresentado na figura 2.26 apresenta uma implementação com três valores de L_M como o da figura 2.25. Nas versões mais recentes do *software* PSIM ele pode ser substituído por um único elemento, o indutor saturável (POWERSIM INC., 2003), com um número arbitrário de valores de L_M .

2.2.1.2. Modelo de L_M contínuo

No modelo contínuo é necessário determinar uma função que descreva a característica de saturação do núcleo ferromagnético, de modo que a indutância de magnetização possa ser definida continuamente. A figura 2.27 apresenta uma curva ideal que represente a relação $N\Phi \times i_M$.

Figura 2.27. Função que representa idealmente a relação $N\Phi$ versus i_M . Obtém-se $L_M(i_M)$ através da relação $L_M = \frac{di_M}{dN\Phi}$. Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).

Assim, a relação entre a indutância e corrente de magnetização é mostrada na figura 2.28:

Figura 2.28. Caracterização contínua de L_M . Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).

Uma possível implementação do modelo contínuo é mostrada na figura 2.29:

Figura 2.29. Modelo contínuo de L_M . Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).

Na modelagem da figura 2.29, o indutor não linear é representado por uma fonte de corrente controlada pela integral da tensão aplicada em seus terminais. A tensão V_M adquirida é representada pela grandeza $\overline{V_M}$ ¹². Este valor é integrado, obtendo-se o valor equivalente ao fluxo concatenado $\overline{N\Phi}$, que é processado pela função que representa a relação $N\Phi \times i_M$, obtendo a ordem de corrente $\overline{i_M}$ que resulta na corrente i_M . Nesta implementação em particular a função é expressa como $i_M = f(N\Phi)$ e não do modo usual $N\Phi = f(i_M)$. Esta característica não afeta o resultado final, mas influi na formulação da função.

2.2.1.3. Testes em regime permanente

Aplicando-se o procedimento descrito no Apêndice D, realizou-se os ensaios em vazio e curto-circuito para um transformador de potência $S=15\text{kVA}$ e relação de transformação

¹² A barra sobre $\overline{V_M}$, $\overline{N\Phi}$ e $\overline{i_M}$ indica que estas são grandezas internas de controle do *software* de simulação.

$\frac{V_p}{V_s} = \frac{127V}{255V}$ (valores eficazes), frequência da rede $f=60\text{Hz}$. Como resultado do procedimento

obtem-se a curva $N\Phi \times i_M$, tal como na figura 2.30.

Figura 2.30. Curva $N\Phi = f(i_M)$ resultante do tratamento de dados. Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).

A curva esperada para este caso não deveria ter área interna, já que o comportamento de $N\Phi \times i_M$ não apresenta perdas. Os laços que aparecem na figura 4.4 refletem a modelagem simplificada, especialmente referente à resistência de perdas no núcleo (R_M) constante¹³.

Com base nos dados obtidos é possível estabelecer um modelo de transformador não linear com comportamento adequado até o nível de saturação do ensaio. No caso da figura 2.30, o limite seria a tensão nominal.

No entanto, um ensaio em regime permanente com tensão nominal não é suficiente para fornecer dados de saturação intensa do transformador. A figura 2.31 mostra curvas de saturação do transformador com 1 e 1,35 PU¹⁴ de tensão aplicada em regime permanente. É

¹³ Verificou-se que mudanças do valor de R_M no programa de tratamento de dados alteram as áreas da curva da figura 4.4.

¹⁴ PU: por unidade. A tensão de base (100% ou 1 PU) é o valor nominal da tensão CA.

possível observar que uma tentativa de extrapolação da curva em 1 PU provavelmente vai gerar dados incoerentes com a realidade, dada a pequena saturação do transformador em tensão nominal.

Figura 2.31. Curva $N\Phi = f(i_M)$ resultante do ensaio do transformador com 1PU de tensão aplicada (vermelho) e 1,35PU de tensão aplicada (azul). Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).

Desta forma, é necessário aplicar tensão de ao menos 2 PU durante o ensaio em aberto para gerar dados com saturação suficientemente intensa¹⁵. Isto é difícil de ser realizado em regime permanente, pois além de se necessitar uma fonte com o dobro da tensão nominal do transformador, esta fonte deve ser capaz de suprir a potência (corrente) necessária para a realização do teste. Além disso, existe o risco de danificar o transformador ao expô-lo a sobretensão e a correntes de magnetização de grande magnitude e altamente distorcidas.

¹⁵ Se for aplicado em regime o dobro da tensão nominal, o fluxo concatenado $N\Phi$ atinge o dobro de seu valor nominal. O fluxo concatenado $N\Phi$ atinge transitoriamente o dobro de seu valor nominal quando a energização do transformador ocorre no zero de tensão CA, sendo o fluxo concatenado $N\Phi$ inicialmente nulo. Como a relação $N\Phi \times i_M$ é extremamente não linear na região de saturação, a corrente de magnetização i_M pode chegar a dezenas de vezes o valor nominal de corrente do enrolamento (NEVES, DOMMEL, 1993)(ABDULSALAM et. Al., 2006).

2.2.1.4. Testes no transitório de energização

Uma vez que pode ser impraticável obter dados de saturação intensa durante operação em regime permanente, surge a necessidade de explorar alternativas. Sabe-se que durante o transitório de energização a corrente de *inrush* pode alcançar dezenas de vezes a corrente de magnetização de regime permanente, dependendo do instante de energização do fluxo residual (ABDULSALAM et al., 2006).

As formas de onda de tensão e corrente adquiridas no transitório de energização (figura 2.32) mostram que a corrente de *inrush* é cerca de quinze vezes maior que a corrente nominal¹⁶ para o transformador de 15kVA usado nestas medições experimentais.

Figura 2.32. Tensão (vermelho) e corrente (preto) medidos nos terminais do transformador no momento da energização. Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).

Os dados obtidos precisam receber tratamento semelhante ao aplicado no ensaio em vazio em regime permanente (Apêndice D) para gerar a relação $N\Phi \times i_M$ necessária para obtenção do modelo em saturação profunda. No entanto, por se tratar de uma situação transitória, são necessárias algumas alterações:

¹⁶ Note-se que a magnitude da corrente de *inrush* obtida não depende somente dos parâmetros do transformador, mas também da potência de curto circuito no ponto de acoplamento do transformador à rede CA.

- a) Define-se o instante inicial t_0 , que define o momento de fechamento da chave que energiza o transformador. Como as correntes geradas pelo ensaio de transitório contêm componente CC, os *offsets* (componentes CC geradas artificialmente na aquisição) são calculados no período anterior a t_0 . Na figura 2.32, t_0 corresponde ao instante zero (em segundos) no eixo horizontal;
- b) Em seguida, como no caso de regime, é necessário calcular a tensão de magnetização $v_M(t)$, a potência de magnetização P_M para estimar a resistência de magnetização R_M e a corrente de magnetização $i_M(t)$. Finalmente, calcula-se o fluxo concatenado $N\Phi$ pela lei de Faraday;
- c) Todas as equações utilizadas no tratamento de dados de saturação intensa são análogas às utilizadas no teste de regime permanente (Apêndice D). Neste caso, no entanto, é selecionado apenas o primeiro período da rede (conhece-se *a priori* o valor da frequência/período da rede CA) após t_0 para obter todos os parâmetros acima, ou seja:

$$T_S = f \cdot N_A \quad (2.11)$$

onde T_S é a taxa de amostragem, f é a frequência da rede CA e N_A é o número de amostras.

Após o tratamento de várias seqüências de dados, obtêm-se curvas $N\Phi \times i_M$ com deslocamentos verticais gerados pela magnetização residual, tais como as da figura 2.33.

O deslocamento vertical gerado nas formas de onda da figuras 2.33, devido à magnetização residual, impossibilita que se encontre uma curva representativa da relação $N\Phi \times i_M$ e por isso é necessário eliminá-la. Este deslocamento vertical em boa parte das amostras é evidenciado quando as curvas em transitório e a de regime são sobrepostas na mesma figura, como em 2.34, onde as curvas de transitório, além de sobrepostas, estão espelhadas. Logo, o conjunto de dados experimentais em azul sem tratamento não consegue gerar uma função que represente corretamente a curva $N\Phi \times i_M$ com saturação intensa, que é o objetivo da modelagem.

Figura 2.33. Características $N\Phi \times i_M$ resultantes de nove energizações do transformador. Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).

Figura 2.34. Características $N\Phi \times i_M$ resultantes de nove energizações do transformador (azul) e curva obtida em regime permanente (vermelho). Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).

Utilizando-se um procedimento baseado em *software*¹⁷ para se eliminar a magnetização residual das amostras experimentais obtém-se a curva da figura 2.35.

Figura 2.35. Características $N\Phi \times i_M$ dos testes de transiente após tratamento dos dados (azul) e curva em regime permanente (vermelho).
Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).

A partir do resultado da figura 2.35 é necessário se obter uma função que descreve a curva $N\Phi \times i_M$ para uso no modelo computacional. São mostrados aqui os resultados para o modelo com L_M contínuo¹⁸. Conforme discutido no item 2.1.1.2, nesta implementação a função deve ser expressa como $i_M = f(N\Phi)$ e não do modo usual $N\Phi = f(i_M)$. Isto implica que a função desejada deve ser ajustada à curva disposta na Figura 2.36.

¹⁷ Este procedimento é abordado em detalhe por (MONTEIRO, 2011).

¹⁸ Os resultados para o modelo com L_M descontínuo são apresentados em (MONTEIRO, 2011).

Figura 2.36. Características $i_M \times N\Phi$ dos testes de transiente (azul) e curva em regime permanente (vermelho). Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).

Com o auxílio da ferramenta CFTOOL do *software* MATLAB foram analisadas as famílias de curvas que melhor se ajustassem ao resultado experimental da figura 2.36 (MONTEIRO, 2011). O melhor resultado foi obtido com uma soma de exponenciais do tipo:

$$i_M(N\Phi) = f(N\Phi) = ae^{bN\Phi} - ae^{-bN\Phi} \quad (2.12)$$

Os parâmetros obtidos foram $a=0,05986$ e $b=10,01$ para a função definida em (2.12). A figura 2.37 mostra o ajuste desta função sobreposta aos dados experimentais e à curva obtida no ensaio em regime permanente.

Figura 2.37. Características $i_M \times N\Phi$ obtidas dos testes de transitório (azul), da curva em regime permanente (vermelho) e da função tipo soma de exponenciais encontrada (verde). Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).

2.2.1.5. Validação do modelo do transformador com testes transitórios

Com o objetivo de validação do modelo com L_M contínuo encontrado, foram realizados ensaios de transitório no transformador em estudo. Foram registradas duas situações distintas. Primeiramente foi realizada a obtenção de correntes de *inrush* durante energização do transformador, em seguida foi montado um arranjo experimental com excitação do transformador via inversor modulado em PWM (*pulse width modulation*). Os dois testes foram realizados sem carga, uma vez que a inserção de carga no secundário do transformador só aumentaria a corrente total, dificultando a identificação da componente de magnetização.

I. Correntes de Inrush

Para obtenção de correntes de *inrush* no transformador, foi inserida uma chave liga-desliga na saída da fonte controlada, neste caso ajustada para tensão senoidal nominal, de acordo com a figura 2.38:

Figura 2.38. Montagem dos testes de *inrush*. Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).

O arquivo de simulação correspondente foi elaborado no *software* PSIM. A resistência dos cabos foi modelada como um resistor de $0,4 \Omega$. O efeito de *bouncing* da chave liga-desliga foi levado em conta como um atraso de $0,6 \text{ ms}$. Estes valores foram estimados empiricamente. A figura 2.39 mostra o resultado experimental e o de simulação.

Figura 2.39. Reprodução do ensaio de energização com secundário em aberto. Formas de onda com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho).

II. Transformador conectado a inversor de potência

O esquema da conexão do transformador a um inversor está na figura 2.40. Foram usadas chaves IGBT Semikron modelo Semix403GB128Ds (1200V; 225A), alimentadas por uma fonte de alimentação CC marca Tectrol modelo TCA150-10XR1A, regulada em 250V. No lado de tensão alternada foi incluído um filtro LC de $1,040 \text{ mH}$ e $100 \mu\text{F}$ (frequência de corte da ordem de 500 Hz). Foi utilizado chaveamento PWM de três níveis com referência puramente senoidal de 60 Hz e portadora triangular em frequência 12 kHz . O transformador foi

ligado com o lado de baixa tensão conectado ao filtro LC e o lado de alta tensão em aberto, pois o objetivo do teste é se medir a corrente em vazio (magnetização e perdas) durante os transitórios de mudança de referência de tensão.

Figura 2.40. Esquema dos testes de excitação PWM por inversor. Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).

A simulação correspondente foi feita no *software* PSIM. A resistência do cabeamento e dos enrolamentos dos indutores foi modelada empiricamente como uma resistência concentrada de $1,0 \Omega$. O teste consiste na aplicação de degraus de amplitude na referência senoidal do chaveamento PWM, que emula o comportamento de diversos equipamentos de eletrônica de potência, como um DVR (JAUCH et al., 1998). A figura 2.41 mostra formas de onda medida e simulada de um degrau de 1 a 0,75 PU de tensão aplicados. A figura 2.42 mostra um degrau de 0,75 a 1 PU. Observa-se aderência entre os resultados.

Figura 2.41. Reprodução do ensaio de degrau de referência de tensão senoidal de 1 a 0,75 PU com secundário em aberto. Formas de onda com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho).

Figura 2.42. Reprodução do ensaio de degrau de referência de tensão senoidal de 0,75 a 1 PU com secundário em aberto. Formas de onda com resultado experimental (preto) e simulado (vermelho).

Os itens anteriores discutiram a modelagem, a partir da formulação coerente de princípios básicos e da aquisição de dados experimentais, de um componente não linear, o transformador, aplicado em equipamentos de eletrônica de potência. Sua importância aparece quando se conecta conversores de eletrônica de potência a sistemas CA, pois muitas vezes existe a necessidade de elevar ou abaixar a tensão e prover isolamento galvânico do conversor em relação à rede CA. Condições de operação, permanentes ou transitórias, podem impor o funcionamento do transformador em saturação, com o aumento de corrente de magnetização e até mesmo o colapso da tensão induzida entre enrolamentos devido à saturação, o que deve ser evitado ou mitigado por controle dos conversores. O ajuste destes controles na fase de simulação computacional terá validade se o transformador for corretamente modelado.

2.3. Conversores, controladores e sistemas associados

Para fins de equacionamento e simulação computacional os conversores estáticos de potência, sistemas de controle e outros sistemas associados devem ser coerentemente modelados. Discute-se aqui, novamente refletindo a experiência do autor e de seus associados, alguns aspectos destes sistemas e sua modelagem.

2.3.1. Conversores tipo fonte de tensão (VSC)

A finalidade da correta modelagem (matemática) do conversor estático de potência é se obter um equacionamento do funcionamento para fins de dimensionamento, simulação computacional e ajuste da(s) malha(s) de controle necessárias.

O conversor pode empregar chaves eletrônicas totalmente controladas¹⁹, como transistores tipo IGBT (*insulated gate bipolar transistor*) e MOSFET (*metal oxide semiconductor field effect transistor*) ou chaves tipo IGCT (*integrated gate commutated thyristor*) ou mesmo chaves que têm somente capacidade de ligação controlada e cujo desligamento depende da fonte de tensão alternada, como os tiristores (também conhecidos como SCR – *silicon controlled rectifiers*). O conversor em si pode ser do tipo fonte de tensão (aonde o barramento de corrente contínua tem característica dinâmica de fonte de tensão), ou VSC (*voltage source converter*), ou fonte de corrente (aonde o barramento de corrente contínua tem característica dinâmica de fonte de corrente), ou CSC (*current source converter*), conforme trabalhos comparativos por vários autores, dentre eles (BENCHAITA; SAADATE; SALEM NIA, 1999), (ROUTIMO; SALO; TUUSA, 2007), (YUN WEI LI, 2009).

Os conversores tipo VSC são os mais amplamente empregados nos conversores de potência com chaves auto-comutadas. Empregam chaves bidirecionais em corrente (chaves com capacidade de condução de corrente em ambos os sentidos, sendo que em um dos sentidos esta condução é controlada e no outro não) e unidirecional em tensão (pode exibir tensão de bloqueio controlada em um dos sentidos, e no outro sentido o diodo de retorno conduz sem controle). Geralmente são implementadas pela associação antiparalela de uma chave controlada e de um diodo (chamado de diodo de retorno), conforme a figura 2.43²⁰.

Figura 2.43. Implementação de chaves em um conversor tipo fonte de tensão (VSC).

¹⁹ Também referidas como chaves “auto-comutadas”, para diferenciar das chaves com comutação pela rede CA como os diodos e SCRs.

²⁰ Os transistores MOSFET já têm o diodo de retorno intrínseco (MOHAN, UNDELAND, ROBBINS, 2003a).

A presença dos diodos em anti-paralelo é indispensável, pois eles provêm o caminho de circulação para as correntes de carga, que podem estar defasadas da tensão de carga.

2.3.1.1. Uma abordagem informal do comportamento de um conversor tipo fonte de tensão modulado em PWM (pulse width modulation)²¹

Como mencionado anteriormente, o barramento de corrente contínua tem característica de fonte de tensão, e é implementado usualmente com capacitores para armazenamento de energia e manutenção do valor da tensão CC.

Para se equacionar o funcionamento de um conversor tipo fonte de tensão trifásico parte-se inicialmente de um conversor monofásico tipo “meia-ponte”, como o da figura 2.44.

Figura 2.44. Implementação de um conversor do tipo “meia ponte” (half-bridge).

Este conversor, implementado inicialmente com duas fontes de tensão de valor V_d , opera somente em dois estados, fornecendo dois níveis de tensão na saída CA:

- S_1 fechado e S_2 aberto, fornecendo $v_c = +V_d$;
- S_2 fechado e S_1 aberto, fornecendo $v_c = -V_d$ ²².

Obviamente o acionamento simultâneo de S_1 e S_2 provoca o curto das fontes V_d e deve ser evitado²³.

²¹ Uma discussão introdutória sobre modulação em PWM, talvez menos intuitiva que a abordagem a seguir, pode ser encontrada em (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003b).

²² Deve ser lembrado que nos conversores de Eletrônica de Potência as chaves operam em modo cortado/saturado, e nunca na região linear, devido a problemas de dissipação de potência nas chaves e necessidade de máxima eficiência energética no conversor. Em uma modelagem inicial as chaves, supostas ideais, operam em curto (saturado) ou aberto (cortado).

²³ O caso em que ambas as chaves S_1 e S_2 ficam abertas e a tensão na saída v_d fica indefinida só ocorre se a carga na saída for puramente resistiva (ou se a saída estiver em circuito aberto). Se, por exemplo, a carga for do tipo RL (resistivo-indutiva) a corrente reativa necessariamente fecha o circuito por um dos diodos de retorno presentes em S_1 e S_2 e a tensão resultante na carga será $+V_d$ ou $-V_d$.

Apesar deste conversor fornecer somente dois níveis de tensão ($+V_d$ e $-V_d$), S_1 e S_2 podem ser controladas para se obter $v_c(t)$ variável conforme a figura 2.45, aplicando-se a modulação em largura de pulso (PWM – *pulse width modulation*).

Figura 2.45. Tensão de saída $v_c(t)$ do inversor *half-bridge* da figura 2.44.

Na figura 2.45 o período de amostragem T_s é mantido fixo e somente t_1 e t_2 variam, mas mantendo-se $t_1 + t_2 = T_s$ (2.13). Desta forma, o valor médio da tensão $v_c(t)$ em um período T_s , denominada média local $\hat{V}_C(t)$, pode ser calculada por:

$$\hat{V}_C = \frac{V_d \cdot t_1 - V_d \cdot t_2}{T_s} \quad (2.14)$$

Definindo-se o *duty-cycle* $D = \frac{t_1}{T_s}$ (2.15) e aplicando-se em (2.13) em (2.14) obtém-se:

$$\hat{V}_C = \frac{V_d \cdot t_1 - V_d \cdot (T_s - t_1)}{T_s} = \frac{2 \cdot V_d \cdot t_1 - V_d \cdot T_s}{T_s} = V_d \cdot \left(2 \frac{t_1}{T_s} - 1 \right) = V_d (2D - 1) \quad (2.16)$$

Usando-se (2.16) verifica-se que para $D=0,5$ tem-se $\hat{V}_C(t)=0$ (neste caso $t_1=t_2$ e a média local de $v_c(t)$ deve ser nula).

O sinal da figura 2.45 pode ser obtido pelo método da portadora triangular. A tensão desejada na saída do inversor (V_{ref}) é comparada com um sinal triangular de amplitude $\pm V_d$ resultando no sinal de controle que aciona a chave superior S_1 .

Figura 2.46. Método de obtenção de sinal PWM por portadora triangular.

As formas de onda da portadora triangular, tensão de referência V_{ref} e tensão de saída $v_C(t)$ estão na figura 2.47.

Figura 2.47. Formas de onda típicas da modulação PWM por portadora triangular.

Da figura 2.47²⁴ pode-se determinar a relação entre t_1 e V_{ref} , mostrada na figura 2.48.

Figura 2.48. Relação entre t_1 e V_{ref} .

A função definida na figura 2.48 é:

$$t_1 = \frac{T_s}{2} \cdot \left(1 + \frac{V_{ref}}{V_d} \right) \quad (2.17)$$

Substituindo-se (2.17) em (2.15) tem-se:

²⁴ Este método das figuras 2.46 e 2.47 é chamado de *natural sampling*, pois o sinal de controle varia no instante em que o sinal de referência fica maior (ou menor) que o da portadora triangular. Se a implementação da figura 2.46 for totalmente analógica e houver ruído ou problema semelhante na tensão de referência V_{ref} pode haver várias mudanças de nível na saída $v_C(t)$ dentro do período de amostragem T_s (fenômeno denominado “múltiplos chaveamentos”). Uma solução é o uso do *regular sampling*, aonde a tensão de referência V_{ref} é amostrada (e mantida constante) a cada período T_s (e só muda de valor no período T_s seguinte), minimizando a possibilidade da ocorrência de múltiplos chaveamentos em um período (BOWES; MOUNT, 1981).

$$D = \frac{t_1}{T_s} = \frac{1}{2} \cdot \left(1 + \frac{V_{ref}}{V_d} \right) \quad (2.18)$$

Aplicando-se (2.18) em (2.16):

$$\hat{V}_C = V_d(2D - 1) = V_d \cdot \left\{ 2 \cdot \left[\frac{1}{2} \left(1 + \frac{V_{ref}}{V_d} \right) \right] - 1 \right\} = V_{ref} \quad (2.19)$$

Ou seja, a média local $\hat{V}_C(t)$ é igual à tensão desejada V_{ref} . Isto é válido desde que a tensão de referência V_{ref} esteja entre $+V_d$ e $-V_d$, caso contrário pode ocorrer o fenômeno de sobremodulação e o sinal de saída satura em $+V_d$ ou $-V_d$. A frequência da portadora triangular também deve ser bem maior que a da tensão de referência V_{ref} , o que pode ser intuitivamente explicado pelo espectro da tensão $v_C(t)$ na figura 2.49.

Figura 2.49. Espectro da tensão $v_C(t)$ com modulação com portadora triangular (*natural sampling*) de frequência ω_s e tensão de referência $v_{ref}(t) = V \cdot \cos(\omega t)$.

A partir do espectro da figura 2.49 afirma-se (sem demonstração):

- Se V_{ref} tiver amplitude V , a componente fundamental de $v_C(t)$ também terá a mesma amplitude e fase de V_{ref} ;
- O processo de modulação gera harmônicas em grupos centrados nos múltiplos inteiros da frequência de chaveamento ω_s ;
- Devido aos grupos de harmônicas nos múltiplos da frequência de chaveamento ω_s , esta deve ser bem maior que a máxima frequência presente em V_{ref} , para se

evitar que as raízes das harmônicas venham a se sobrepor à própria raia da frequência de V_{ref}^{25} .

Pode-se modelar o inversor *half-bridge* da figura 2.44 como uma fonte de tensão, conforme a figura 2.50.

Figura 2.50. Modelagem do inversor *half-bridge* como uma fonte de tensão.

Um conversor trifásico pode ser implementado pela associação de três fontes de tensão (figura 2.51).

Figura 2.51. Obtenção de uma fonte trifásica com três inversores *half-bridge*.

Em cargas trifásicas a três fios o fio de neutro pode ser eliminado, como na figura 2.52.

Figura 2.52. Obtenção de uma fonte trifásica a três fios (sem fio de neutro acessível) com três inversores *half-bridge*.

A fonte trifásica composta por três conversores meia-ponete (*half-bridge*) e alimentando uma carga trifásica equilibrada fica como na figura 2.53, onde os pontos comuns G_1 e G_2 não estão interconectados.

²⁵ Por exemplo, (KELIANG ZHOU; DANWEI WANG, 2002) propõem $\omega_s > 20 \cdot \omega_{ref}$.

Figura 2.53. Alimentação de uma carga trifásica equilibrada com a fonte trifásica da figura 2.51. Os pontos G_1 e G_2 não estão interconectados.

O conversor meia-ponte das figuras 2.44 e 2.50 fornece somente dois níveis de tensão, $v_C(t)=+V_d$ ou $v_C(t)=-V_d$, conforme a figura 2.45. Desta forma o circuito equivalente da figura 2.53, baseado no conversor trifásico da figura 2.51 não terá a soma de suas tensões instantâneas CA nulas:

$$v_{cr}(t) + v_{cs}(t) + v_{ct}(t) \neq 0 \quad (2.20)$$

A equação (2.20) implica que aparentemente dificuldades no cálculo das correntes de saída $i_r(t)$, $i_s(t)$ e $i_t(t)$. Definindo-se a tensão de seqüência zero instantânea $v_0(t)$:

$$v_0(t) = \frac{v_{cr}(t) + v_{cs}(t) + v_{ct}(t)}{3} \quad (2.21)$$

Subtraindo-se $v_0(t)$ de cada tensão de fase obtêm-se fontes de tensão equivalentes $\bar{v}_c(t)$ pode-se redesenhar o circuito da fonte trifásica equivalente:

Figura 2.54. Modelagem da fonte trifásica com a subtração da tensão de seqüência zero instantânea $v_0(t)$ das tensões de fase e obtenção das tensões equivalentes de fase $\bar{v}_c(t)$.

$$\bar{v}_{cr}(t) = v_{cr}(t) - v_0(t) \quad (2.22a)$$

$$\bar{v}_{cs}(t) = v_{cs}(t) - v_0(t) \quad (2.22a)$$

$$\bar{v}_{ct}(t) = v_{ct}(t) - v_0(t) \quad (2.22a)$$

E verifica-se que agora a soma instantânea das tensões equivalentes de fase é nula:

$$\bar{v}_{cr}(t) + \bar{v}_{cs}(t) + \bar{v}_{ct}(t) = 0 \quad (2.23)$$

Como $v_0(t)$ em cada ramo da fonte trifásica equivalente é igual aos outros e a carga trifásica é equilibrada, pode-se aplicar o teorema do deslocamento de fontes²⁶.

Figura 2.55. Modelagem da fonte trifásica com a aplicação do teorema de deslocamento de fontes para deslocar a tensão de sequência zero instantânea $v_0(t)$ em relação às tensões equivalentes de fase $\bar{v}_c(t)$. Note a criação do ponto G_3 .

A criação das tensões equivalentes de fase com a subtração da tensão de sequência zero instantânea $v_0(t)$ não afeta as tensões e correntes na carga.

Figura 2.56. Fonte trifásica equivalente com a tensão de sequência zero instantânea $v_0(t)$ deslocada em relação às tensões equivalentes de fase $\bar{v}_c(t)$ e presença de carga trifásica equilibrada.

Como G_1 e G_2 não estão interconectados por hipótese, não há circulação de corrente entre estes dois pontos. Logo, a tensão de sequência zero instantânea $v_0(t)$ não impõe corrente na carga trifásica! Quem impõe corrente na carga? Para isso deve ser obtida a tensão instantânea entre os pontos G_2 e G_3 . Supondo-se, sem perda de generalidade que a carga trifásica é composta por três resistências de valor R , como na figura 2.57, a tensão $v_{G_2G_3}(t)$ pode ser equacionada independentemente em cada ramo, em função de cada corrente de ramo (mas terá o mesmo valor uma vez que os três ramos estão em paralelo).

²⁶ Também conhecido como teorema de Blakesley ou transformação de Blakesley (BLAKESLEY, 1894) (BURIAN JR.; LYRA, 2006).

Figura 2.57. Fonte trifásica equivalente alimentando uma carga resistiva R equilibrada. Qual é o potencial entre os pontos G_2 e G_3 ?

$$v_{G_2G_3}(t) = \bar{v}_{cr}(t) - i_r(t) \cdot R \quad (2.24a)$$

$$v_{G_2G_3}(t) = \bar{v}_{cs}(t) - i_s(t) \cdot R \quad (2.24b)$$

$$v_{G_2G_3}(t) = \bar{v}_{ct}(t) - i_t(t) \cdot R \quad (2.24c)$$

Somando-se as três tensões calculadas de ramo, que têm o mesmo valor, obtém-se $3v_{G_2G_3}(t) = [\bar{v}_{cr}(t) + \bar{v}_{cs}(t) + \bar{v}_{ct}(t)] - R[i_r(t) + i_s(t) + i_t(t)]$ (2.25). Mas como foi já visto que $\bar{v}_{cr}(t) + \bar{v}_{cs}(t) + \bar{v}_{ct}(t) = 0$ (2.23), e como a soma instantânea das correntes do nó G_2 deve ser nula $i_r(t) + i_s(t) + i_t(t) = 0$ (2.26), pois G_2 está isolado, deduz-se que:

$$v_{G_2G_3}(t) = 0 \quad (2.27)$$

Ou seja, não há diferença de potencial entre os pontos G_2 e G_3 ! Para efeito de cálculo (de correntes de ramo etc.) pode-se interligar G_2 e G_3 :

Figura 2.58. Fonte trifásica equivalente alimentando uma carga resistiva R equilibrada, com os pontos G_2 e G_3 interligados. Não há corrente fluindo entre estes dois pontos, pois eles têm o mesmo potencial.

A conclusão é que a tensão que impõe corrente em uma dada fase é somente a tensão equivalente $\bar{v}_c(t)$ (tensão de fase subtraindo a tensão de sequência zero instantânea).

A equação (2.22) pode ser expressa de forma matricial em (2.28), de forma conveniente para aplicação em simulações por computador (em MATLAB® etc.).

$$\begin{bmatrix} \bar{v}_{cr}(t) \\ \bar{v}_{cs}(t) \\ \bar{v}_{ct}(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{cr}(t) \\ v_{cs}(t) \\ v_{ct}(t) \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

O uso da seqüência zero instantânea $v_0(t)$ (também chamado de “injeção de seqüência zero” na literatura) reduz a ondulação de corrente na carga e seu comportamento foi abordado pelo autor e seus associados em (KOMATSU; MATAKAS, 2005).

2.3.1.2. Modelagem de conversor tipo fonte de tensão, conectado à rede CA

Os modelos de conversores tipo VSC conectados à rede CA são abordados de diferentes formas por diferentes autores. O autor e seus associados consideram conveniente a formulação como apresentada em (MATAKAS; JUNQUEIRA; KOMATSU, 2001).

Figura 2.59. Modelo de VSC trifásico a três fios conectado à rede CA. Figura retirada de (MATAKAS; JUNQUEIRA; KOMATSU, 2001).

Na figura 2.59, as tensões $\bar{v}_{cr}(t)$, $\bar{v}_{cs}(t)$ e $\bar{v}_{ct}(t)$, referenciadas a G_3 , são as equivalentes de fase, portanto valendo $\bar{v}_{cr}(t) + \bar{v}_{cs}(t) + \bar{v}_{ct}(t) = 0$ (2.23). As tensões CA, supostas simétricas e equilibradas, também obedecem a $v_r(t) + v_s(t) + v_t(t) = 0$ (2.29). A figura 2.59 pode ser redesenhada como a 2.60.

Figura 2.60. Modelo simplificado do VSC trifásico conectado à rede CA. Figura retirada de (MATAKAS; JUNQUEIRA; KOMATSU, 2001).

Da figura 2.60 pode ser deduzida a equação:

$$\frac{d\mathbf{I}}{dt} = \frac{1}{L}(\mathbf{V} - \bar{\mathbf{V}}_C) = \frac{1}{L}(\mathbf{V} - \mathbf{B} \cdot \mathbf{V}_C) \quad (2.30)$$

$$\text{Onde: } \mathbf{I} = \begin{bmatrix} i_r \\ i_s \\ i_t \end{bmatrix} \quad (2.30a); \quad \mathbf{V} = \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} \quad (2.30b); \quad \bar{\mathbf{V}}_C = \begin{bmatrix} \bar{v}_{cr} \\ \bar{v}_{cs} \\ \bar{v}_{ct} \end{bmatrix} \quad (2.30c); \quad \mathbf{V}_C = \begin{bmatrix} v_{cr} \\ v_{cs} \\ v_{ct} \end{bmatrix} \quad (2.30d);$$

$$\mathbf{B} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (2.30e)$$

Como dito anteriormente, cada tensão de fase (gerada por um conversor *half-bridge*) somente pode assumir os valores $v_C(t) = +V_d$ ou $v_C(t) = -V_d$, conforme a figura 2.45, mas a média local $\hat{V}_C(t)$ (valor médio da tensão $v_C(t)$ em um período T_s) pode variar conforme o *duty-cycle* $D = \frac{t_1}{T_s}$ (2.15), ou em função do índice de modulação m_i (para a i -ésima fase) variando na faixa $m_i = \pm 1$:

$$\mathbf{V}_C = \begin{bmatrix} v_{cr} \\ v_{cs} \\ v_{ct} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_r \\ m_s \\ m_t \end{bmatrix} \cdot V_d \quad (2.31), \text{ com } \begin{bmatrix} m_r \\ m_s \\ m_t \end{bmatrix}_d = \mathbf{m} \quad (2.31a).$$

Substituindo (2.31) em (2.30) tem-se:

$$\frac{d\mathbf{I}}{dt} = \frac{1}{L}(\mathbf{V} - \mathbf{B} \cdot \mathbf{m} \cdot V_d) \quad (2.32)$$

É importante notar, observando-se a figura 2.60, que na implementação do VSC a tensão $V_{DC} = 2V_d$ (2.33) (suposta praticamente constante se os capacitores $2C$ tiverem valores suficientemente altos) deve ser maior que a tensão de pico de linha do lado CA, para que o conversor sempre tenha capacidade de impor corrente no indutor L ²⁷.

A figura 2.59 apresenta uma carga do lado CC, que absorve uma corrente i_{DC} e está submetido a uma tensão CC com valor médio $V_{DC} = 2V_d$ (2.33). Conforme a função do VSC esta carga pode ou não estar presente, e sua modelagem pode ser feita de modo simplificado pelo modelo equivalente da figura 2.61:

Figura 2.61. Modelo simplificado do VSC trifásico, visto do lado CC. Figura retirada de (MATAKAS; JUNQUEIRA; KOMATSU, 2001).

O conversor PWM é representado no lado CC por três fontes de corrente com valores $\frac{m_r}{2} \cdot i_r$ (2.34a), $\frac{m_s}{2} \cdot i_s$ (2.34b) e $\frac{m_t}{2} \cdot i_t$ (2.34c) e a carga do lado CC tem corrente i_{DC} com tensão v_{DC} (valores instantâneos). O barramento CC foi representado com dois capacitores em série com valor $2C$ cada, conforme a modelagem das figuras 2.44 e 2.50, que é substituído por um único capacitor de valor C de acordo com a figura 2.61. Com isso a seguinte equação pode ser escrita:

$$\frac{dv_{DC}}{dt} = \frac{1}{C} i_C = \frac{1}{C} \left(\frac{m_r}{2} \cdot i_r + \frac{m_s}{2} \cdot i_s + \frac{m_t}{2} \cdot i_t - i_{DC} \right) = \frac{1}{C} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \mathbf{I}^t \cdot \mathbf{m} - i_{DC} \right) \quad (2.35)$$

Genericamente, o sistema de controle de um conversor do tipo VSC deve controlar as correntes do lado CA e a tensão do lado CC, usando-se as equações (2.32) e (2.35) (neste caso, equacionadas para um VSC trifásico a três fios).

²⁷ Note-se que o conversor VSC como implementado na figura 2.59, com indutores L entre as fontes CA e o conversor, pode agir em modo *boost* em cada fase, obtendo-se assim tensão de pico V_{DC} maior que a tensão de pico de linha do lado CA. Este conversor também é conhecido na literatura como *three-phase PWM boost rectifier* (ERICKSON, 1997b), (MOHAN, UNDELAND, ROBBINS, 2003d).

2.3.2. Conversores tipo fonte de corrente (CSC)

Conversores do tipo fonte de corrente (CSC) têm uso mais restrito comparados aos do tipo VSC²⁸. Eles tiveram maior popularidade nas décadas de 1980 e 1990 com o advento da chave tipo GTO (*gate turn-off thyristor*) em aplicações como acionamentos de motores de média tensão (HAMMOND, 1997)(HICKOK; WICKISER, 1989)(BIN WU; DEWAN; SLEMON, 1992), mas à medida em que chaves como os IGBTs foram aperfeiçoadas, conversores VSC com estratégias de multiconversores começaram a ser usados em substituição (HOSODA;PEAK, 2010). No entanto conversores tipo CSC podem ser preferíveis em aplicações aonde a carga do lado CC se comporta intrinsecamente como fonte de corrente, como em armazenamento de energia em supercondutores (*superconducting magnetic energy storage* - SMES) (IMAIE; TSUKAMOTO; NAGAI, 2000) e derivações em sistemas de transmissão HVDC (KOMATSU, 1998).

Os conversores tipo CSC empregam chaves unidirecionais em corrente (ou seja, estas chaves devem ter capacidade de condução de corrente em somente um sentido, sendo que esta condução é controlada) e bidirecionais em tensão (podem exibir tensão de bloqueio em ambos os sentidos). Geralmente são implementadas pela associação em série de uma chave controlada e de um diodo em série, conforme a figura 2.62.

Figura 2.62. Implementação de chaves em um conversor tipo fonte de corrente (CSC).

A presença dos diodos em série nos transistores²⁹ mostra que a corrente pelas chaves deve ser unidirecional, acompanhando o sentido da corrente da fonte CC.

²⁸ Não se inclui aqui os conversores comutados pela rede a SCR's (tiristores) convencionais, amplamente usados em sistemas de transmissão HVDC, e que não são usualmente modulados em PWM, mas sim comutados pela linha CA, e associados em ligações tipo doze pulsos (KIMBARK, 1971) para minimização de harmônicas.

²⁹ Geralmente os IGBTs de potência vêm com o diodo em antiparalelo, o que exige o uso do diodo em série. Os transistores MOSFET têm o diodo de retorno intrínseco (MOHAN, UNDELAND, ROBBINS, 2003a), o que também exige o uso de diodos em série. Os GTOs e SCR's têm capacidade de bloqueio reverso e, portanto não necessitam este diodo.

Um conversor tipo CSC trifásico a três fios geralmente emprega, como nas figuras 2.51 e 2.52, a topologia de ponte de Graetz.

Figura 2.63. Conversor auto-comutado (usando chaves GTO) tipo fonte de corrente (CSC). Note-se a presença dos capacitores do lado CA. Figura retirada de (KOMATSU, 1998).

De modo dual ao VSC, na conexão do CSC ao sistema CA são necessários capacitores em paralelo para prover um caminho de circulação da diferença entre a corrente do CSC e da rede CA³⁰.

2.3.2.1. Modelagem de conversor tipo fonte de corrente, conectado a uma carga

O conversor CSC da figura 2.63 permite três níveis de corrente na saída CA (-I, zero e +I), lembrando que a corrente I do lado CC não pode ser interrompida, o que exige que sempre uma das chaves do lado superior (T2, T4 ou T6) e uma das do lado inferior (T1, T3 ou T5) estejam sempre em condução. A tabela 2.1 mostra os estados permitidos das chaves e as correspondentes correntes de fase do lado CA na saída do CSC (antes dos capacitores).

Tabela 2.1 – Estados permitidos das chaves do conversor tipo CSC trifásico a três fios da figura 2.62.

Estado das chaves						Correntes de fase		
T1	T2	T3	T4	T5	T6	i_a	i_b	i_c
1	0	0	1	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0	+I	-I	0
1	0	0	0	0	1	+I	0	-I
0	1	0	1	0	0	-I	+I	0
0	1	0	0	1	0	0	0	0
0	1	0	0	0	1	0	+I	-I
0	0	1	1	0	0	-I	0	+I
0	0	1	0	1	0	0	-I	+I
0	0	1	0	0	1	0	0	0

³⁰ No caso do VSC (vide figura 2.59, p.ex.) há indutores em série entre o VSC e a rede CA para absorverem a diferença entre a tensão na saída do VSC e a tensão CA.

Para efeito de análise o conversor pode ser representado por três fontes de corrente como na figura 2.64.

Figura 2.64. Circuito equivalente do CSC alimentando uma carga trifásica genérica. Figura retirada de (KOMATSU, 1998).

Desta forma:

$$i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0 \quad (2.37)$$

$$i_{C_{Capa}}(t) + i_{C_{Capb}}(t) + i_{C_{Capc}}(t) = 0 \quad (2.37)$$

$$i_{C_x}(t) + i_{C_{Capx}}(t) = i_x(t) \quad \text{onde } x = a, b, c \quad (2.37)$$

Se a carga for trifásica equilibrada, o circuito da figura 2.62 pode ser substituído por três circuitos monofásicos independentes, simplificando a análise e equacionamento do sistema.

2.3.2.2. Dualidade entre conversores trifásicos fonte de tensão e fonte de corrente

Dois circuitos planares³¹ são considerados duais se as equações de nós de um forem idênticas às equações de malha do outro (BURIAN JR.; LYRA, 2006). Estendendo o conceito a bipolos (lineares e passivos), por exemplo um capacitor é dual de um indutor. O conceito de dualidade foi explorado por vários autores para se tentar encontrar equivalências entre os equacionamentos para circuitos tipo VSC e CSC, que facilitaria o projeto mútuo (na realidade, como conversores VSC foram mais bem explorados na literatura, se seus achados pudessem ser utilizados no projeto de conversores tipo CSC isto seria muito conveniente). Como as topologias convencionais de conversores VSC e CSC trifásicos não são planares as condições plenas de dualidade não podem ser aplicadas diretamente, mas sim com modificações (MATAKAS JR.; KOMATSU, 2001) (BIERHOFF; FUCHS; PISCHKE, 2005). Desta forma

³¹ Um circuito planar pode ser representado em um plano sem que haja cruzamento entre seus ramos.

vários autores propuseram usar relações de dualidade modificadas para a análise de conversores VSC e CSC (KOLAR; ERTL; ZACH, 1989) (AGELIDIS; JOOS, 1993) (DAHONO; KATAOKA; SATO, 1997), gerando aplicações como critérios de projetos de controladores VSC e CSC (MATAKAS JR.; KOMATSU, 2001) (BIERHOFF; FUCHS, 2009).

2.3.3. Controladores

Nas aplicações de conversores de EP aplicados a sistemas CA geralmente o conversor é do tipo VSC e o objetivo de controle é impor uma tensão na saída do conversor, que geralmente está conectado à rede CA através de um indutor de acoplamento (item 2.3.1.2) e/ou de um transformador isolador (item 2.2.1.5 b). O controlador normalmente é composto por duas malhas, uma interna de corrente e outra externa de tensão, formando um sistema com malhas em cascata e realimentações (*multiloop feedback control*). (MARAFÃO et al., 2008)(RODRIGUES, 2010)(BUSO; MATTAVELLI, 2006).

Figura 2.65. Controle em cascata com malhas de tensão e corrente. Figura retirada de (RODRIGUES, 2010).

O circuito da figura 2.65 pressupõe um filtro de segunda ordem tipo LC na saída do conversor VSC. Desta forma há uma limitação intrínseca da corrente na saída do conversor, através do controlador de corrente e eventualmente de uma limitação na ordem de corrente que vem do controlador de tensão.

Na implementação do sistema da figura 2.65, a malha interna de corrente tem dinâmica mais rápida que a malha externa de tensão. A malha interna é geralmente implementada com controladores do tipo P (proporcional) ou PI (proporcional-integral) e a malha externa com controladores PI ou P+Res (proporcional – ressonante) (RODRIGUES, 2010).

O filtro LC de saída geralmente tem baixo amortecimento para minimizar perdas, o que leva à necessidade da regulação dos controladores para minimização de sobressinais na variação de referência e de carga (YUN WEI LI, 2009).

O projeto dos controladores, apesar de uma ampla quantidade de referências na literatura, não é um problema completamente resolvido. Várias hipóteses simplificadoras são usadas para simplificar os projetos, o que pode resultar em desempenho real aquém do projetado:

- Assumir o sistema (planta mais controlador) do tipo LTI (*Linear Time-Invariant Systems*) para que possam ser usadas as ferramentas de controle clássico (MARAFÃO et. Al., 2008);
- Várias ferramentas de projeto de controle clássico aplicam-se a sistemas tipo SISO (*Single-Input Single Output*), ou seja, a princípio não seriam aplicáveis a sistemas multi-malhas. Mas como geralmente a malha interna (usualmente de corrente) tem dinâmica bem mais rápida que a externa (geralmente de tensão) tais ferramentas podem ser aplicadas, dentro de suas limitações;
- Os sistemas de controle atualmente implementados são em sua grande maioria digitais, ou seja, os sinais analógicos são adquiridos por conversores A/D (analógico-digitais) e processados digitalmente por processadores tipo DSP (*Digital Signal Processors*), e a saída do controlador é geralmente um sinal tipo PWM, aplicado diretamente às chaves do conversor VSC (ou CSC). Todo o projeto realizado no domínio contínuo (plano s) pode ser usado em um sistema discreto se a taxa de amostragem do sistema discreto for bem superior à maior frequência a ser controlada no sistema³². Isto é discutido por vários autores, como (BUSO, MATTAVELLI, 2006);
- Nos sistemas de controle digitais ainda deve ser levado em conta outros efeitos, como o fato da modulação PWM ser regular (tipicamente em cada período de amostragem há somente um valor a ser comparado com o sinal modulador), o tempo de processamento não desprezível dos algoritmos de controle, erros de quantização da aquisição A/D etc. Isto leva a implementação digital (discreta) a se afastar ainda mais do projeto realizado no domínio contínuo.

Em (RODRIGUES, 2010) explora-se em mais detalhe a implementação de um conversor VSC, no caso para uma aplicação de UPS (*Uninterrupted Power Supply*). Neste caso, o diagrama de blocos do sistema conversor de potência associado aos controladores está na figura 2.66.

³² Na prática esta diferença entre frequências deve ser da ordem de dez a vinte vezes (BUSO, MATTAVELLI, 2006).

Figura 2.66. Diagrama de blocos simplificado do VSC com malhas de tensão e corrente. Figura retirada de (RODRIGUES, 2010).

2.3.4. Sistemas associados

Na implementação de um conversor de EP conectado à rede CA, além do VSC (ou CSC) e do sistema de controle, outros sistemas associados devem ser projetados e implementados, sendo um deles o sistema de PLL (*Phase Locked Loop*), que assegura o sincronismo do sistema com a rede CA. O Apêndice E mostra, com algumas contribuições do autor e seus associados, alguns aspectos de PLL a serem considerados.

Outros aspectos de sistemas associados, mais ligados à implementação experimental, são discutidos no capítulo 3.

3. ASPECTOS DE IMPLEMENTAÇÃO EXPERIMENTAL DE PROTÓTIPOS

Neste capítulo são apresentadas algumas considerações do autor acerca da implementação experimental de protótipos de conversores de sistemas de Eletrônica de Potência, conectados ou não à rede de corrente alternada.

Após as etapas iniciais de definição do problema elétrico a ser resolvido ou mitigado com recursos de Eletrônica de Potência (EP), a escolha ou desenvolvimento da topologia mais adequada, pré-cálculos (normalmente manuais, mas também auxiliados por computador) de dimensionamento de componentes, e a simulação computacional do conversor e seu sistema de controle, tradicionalmente é esperado em EP a implementação experimental de um protótipo, em escala reduzida e, quando possível, na potência nominal.

3.1. Razões para implementação experimental

Podem ser citadas várias razões para a necessidade de implementação experimental de protótipos, como:

- validação da simulação computacional: embora os programas de simulação atuais tenham resultados muito próximos dos experimentais, obviamente eles não são substitutos do sistema físico real, que efetivamente resolve ou mitiga um problema. E a complexidade destes programas de simulação muitas vezes pode levar o projetista a simular uma versão mais simplificada do conversor e controlador, para poupar tempo, por falta de dados detalhados dos componentes a serem simulados etc.
- simulação no domínio contínuo, implementação no domínio discreto: o projeto e simulação dos controladores muitas vezes são feitos no domínio de tempo contínuo, para se poder lançar mão das ferramentas de controle clássico, mas a implementação é feita atualmente com processadores digitais, que trabalham discretizando as variáveis analógicas medidas e cujas saídas em PWM já são naturalmente discretizadas. Se a razão entre a taxa de aquisição

e a máxima frequência sintetizada no sistema for baixa¹, certamente o desempenho do sistema experimental terá problemas;

- interferência eletromagnética entre o conversor de potência e o controlador: Na operação de conversores com níveis de tensão mais elevados (ultrapassando dezenas de volts), o chaveamento dos transistores de potência com altas taxas de variação de tensão produz interferência, conduzida e irradiada, que pode interferir no sistema de controle. Embora este efeito seja passível de ser incluído na simulação digital, geralmente ele é ignorado na simulação devido à complexidade dos modelos envolvidos e dificuldade de levantamento dos valores numéricos das reatâncias de acoplamento entre componentes que participam destes fenômenos de interferência;
- calor gerado no conversor de potência: na operação de conversores com níveis de potência mais elevados a geração de calor é relevante em chaves semicondutoras e outros componentes, principalmente magnéticos (indutores e transformadores). Como nos outros casos, este também pode ser simulado computacionalmente, mas geralmente não o é devido à falta de dados e complexidade dos modelos.

3.2. Realização da implementação experimental

3.2.1. Aspectos práticos da implementação experimental - montagem

O principal problema da implementação experimental é a presença do conversor de potência que, obviamente, envolve tensões e correntes de certa monta, dificultando montagens improvisadas. A implementação do controlador também é complexa devido ao grande número de componentes e ligações elétricas, muito provavelmente exigindo o projeto e a fabricação de um circuito impresso dedicado do controlador². Estes fatores inviabilizam a montagem de protótipos com ligações improvisadas (ligações “em aranha” no jargão de montagens eletrônicas), feitas rapidamente “para ver o conversor funcionar logo”.

Portanto a montagem experimental deve ser realizada de maneira sólida, documentada previamente com um nível mínimo de detalhe, e modularizada, se não fisicamente ao menos logicamente, para se facilitar o *troubleshooting*.

¹ Conforme comentado no capítulo 2, na prática esta diferença entre frequências deve ser da ordem de dez a vinte vezes (BUSO, MATTAVELLI, 2006).

² A implementação do circuito de potência também pode usar circuitos impressos, principalmente para a implementação do barramento CC de baixa indutância (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003a)

Mesmo equipamentos relativamente simples de EP têm tal complexidade que o autor sempre alerta seus alunos que “não existe isso de montar, ligar e funcionar”. Montar o sistema completo e energizá-lo de pronto é algo que nunca pode ser feito. O procedimento correto é se montar e testar as várias partes separadamente e se ir ligando-as entre si aos poucos, sempre observando o correto funcionamento esperado em cada etapa.

Na realização prática geralmente se usa uma base de madeira ou material isolante similar para a montagem, como exemplificado nas figuras 3.1, 3.2, aonde esta base é horizontal, e na figura 3.3, com a base vertical, economizando espaço na bancada e facilitando o acesso às partes.

Figura 3.1. Montagem experimental de forno de indução de 5kW, 220V. Vista do conversor. Figura retirada de (KOMATSU. 1992).

Figura 3.2. Montagem experimental de forno de indução de 5kW, 220V. Vista da bobina de indução. Note-se o reservatório com água de resfriamento embaixo da bancada. Figura retirada de (KOMATSU, 1992).

Figura 3.3. Montagem experimental de conversor em placa (chapa de MDF³) vertical.

³ Placa de fibra de madeira de média densidade (*Medium Density Fiberboard*)

Outros itens importantes são a identificação clara dos condutores, nos cabos ou em seus conectores, o uso obrigatório de conectores nos cabos (nunca se soldando cabos diretamente nas placas) e bornes de ligação, o uso de cabos de sinal e controle blindados.

Um exemplo limítrofe, que não deve ser imitado, está na figura 3.4.

Figura 3.4. Montagem experimental de conversor bi-direcional *Buck-Boost*. Figura retirada de (MONTEIRO et al. 2009).

A montagem experimental da figura 3.4 tem vários problemas de implementação: as placas de controle estão soltas, assim como os capacitores dos barramentos CC (MONTEIRO et al., 2009). O uso de um módulo comercial de inversores no conversor de potência, de dimensões relativamente grandes, também complica o *layout*. Mas mesmo nestas condições cuidados sempre podem e devem ser tomados, como o uso obrigatório de condutores isolados, ligados com conectores ao invés de diretamente pelo fio nu do condutor, e a colocação de um contator com botão de pânico para desligamento emergencial da rede CA.

Outro aspecto é a transportabilidade do conversor experimental, Nenhum dos exemplos anteriores permite o fácil transporte (para outro laboratório, viagens para apresentações demonstrativas etc.). Neste caso, aumentando custos, peso, e sacrificando a acessibilidade às partes, um gabinete deve ser adotado. Exemplos deste gênero estão nas

figuras 3.5 e 4.1. Nestes casos as placas eletrônicas (controle e potência) são fixas com parafusos e espaçadores a placas metálicas devidamente aterradas.

Figura 3.5. Montagem experimental de conversor DVR (*Dynamic Voltage Restorer*) monofásico de baixa potência, instalado em gabinete transportável.

Nos exemplos das figuras 3.5 e 4.1 os cabos estão organizados dentro de canaletas e amarrados em chicotes, respectivamente, para fins de fixação, item essencial devido às vibrações sofridas em transporte. Com isso o acesso individual a um cabo é dificultado, uma vez que para isso deve-se abrir a canaleta ou chicote para acessar o cabo.

Com o aumento da potência e tensão cuidados adicionais devem ser tomados na montagem mecânica do conversor. A figura 3.6 mostra um conversor que opera com tensão de barramento da ordem de 400 volts (MONTEIRO et al., 2007). Neste caso o uso de canaletas não somente é para fins de fixação no transporte, mas também para organização e separação, uma vez que este protótipo possui um número maior de ligações de sinal e de potência, sendo que os cabos de sinal devem ser segregados dos de potência à medida do

possível para se minimizar a interferência eletromagnética. Foi usado um gabinete industrial comercial, com as placas de interface e de controle dentro de uma caixa metálica presa à porta do gabinete, para minimizar interferência eletromagnética. Neste caso o tamanho do gabinete foi superdimensionado, levando-se em conta a potência nominal do conversor, devido à disponibilidade limitada de vários tamanhos para gabinetes disponíveis no mercado, e também para melhorar o acesso às partes, por se tratar de um protótipo.

Figura 3.6. Montagem experimental de restaurador dinâmico de tensão (DVR) de 5kVA/220V. Figura retirada de (MONTEIRO et al. 2007).

Uma comparação de tamanho pode ser feita com o protótipo de conversor da figura 3.7, que tem praticamente o dobro do volume, mas abriga um conversor de cerca de 35kVA, capaz de proteger uma carga de 75kVA contra afundamentos (*sags*) e elevações (*swells*) momentâneos de tensão.

(a) Mini-DVR 02: Vista traseira (Inversor, Retificador, Banco de capacitores, Transformadores de Injeção e Filtro de saída).

(b) Mini-DVR-02 – Vista frontal (Transformadores de Injeção, Filtro de saída, Placas de interface e Proteções)

(c) Mini-DVR-02 - Placas de interface de sinais e controle.

Figura 3.7. Montagem experimental de restaurador dinâmico de tensão (DVR) de 75kVA/380V, designado Mini-DVR 02. Figura retirada de (MASUDA et al. 2005).

Nos casos dos protótipos mais complexos como os das figuras 3.6 e 3.7, a documentação do projeto elétrico de potência e controle deve ser suficientemente completa para permitir a montagem elétrica por empresas especializadas e a posterior conferência de continuidade elétrica e lógica da montagem.

3.2.2. Aspectos práticos da implementação experimental – conversor de potência

O conversor de potência geralmente é construído do zero a partir de chaves semicondutoras disponíveis no mercado, que devem ser montadas em um dissipador resfriado a ar ou a líquido, e providenciado as interfaces de acionamento destas chaves. O cálculo térmico do sistema com o dissipador escolhido fica muito difícil devido à falta de dados sobre os dissipadores disponíveis no mercado brasileiro. Uma alternativa é se usar módulos comerciais prontos de fabricantes⁴, que incluem a montagem mecânica e o projeto térmico adequado para aquela aplicação. A desvantagem é que se fica dependente do fabricante escolhido e de sua tecnologia naquele momento da escolha, que pode ficar rapidamente obsoleta, conforme constatado pelo autor e seus associados. Uma iniciativa de se transformar os conversores de potência em blocos padronizados, independentes de fabricantes, foi feita pelo Departamento de Defesa dos Estados Unidos da América (DOD-USA), através do Office of Naval Research (ONR), chamada de Power Electronics Building Blocks (PEBB) blocks (ERICSEN, 2000), (STEIMER, 2003), (ERICSEN; HINGORANI; KHERSONSKY, 2006), como sistemas padronizados integrando conversores de potência e sua interface com sistemas de controle. Aparentemente o objetivo é a padronização de conversores visando facilitar sua aquisição e uso para aplicações militares pelos EUA, estendendo seu uso para aplicações comerciais para se conseguir escala e abaixar custos. O autor não detectou a chegada de tais PEBB ao mercado comercial brasileiro.

3.2.3. Aspectos práticos da implementação experimental – medições

Em conversores conectados ao sistema CA (e na realidade quaisquer outros conversores de EP) obviamente se requer medição de grandezas de corrente e tensão CA e CC para fins de controle e proteção.

Nos projetos do autor e seus associados geralmente se usa sensores de tensão e corrente de efeito Hall⁵, devido ao isolamento galvânico provido por tais medidores, efetivamente isolando o sistema de controle do conversor de potência. Tais sensores são relativamente onerosos, necessitam de fontes de alimentação dedicadas e sua saída analógica

⁴ Na experiência do autor, o fabricante localizado no Brasil com soluções prontas de módulos de semicondutores de potência mais acessível é a Semikron (<<http://www.semikron.com>>, página visitada em 30 de junho de 2011).

⁵ Componentes do fabricante LEM (<<http://www.lem.com>>, página visitada em 02 de julho de 2011), devido à sua disponibilidade no mercado brasileiro.

proporcional à tensão ou corrente medida necessita ser tratada antes da aquisição digital. Mas no ambiente acadêmico de pesquisa, aonde se constrói protótipos em muito baixa escala e a quantidade de peças sobressalentes é limitada, a proteção que o sistema de controle tem ao se realizar medidas eletricamente isoladas é relevante. Para conversores construídos em escala comercial certamente há opções com custo menor.

Outro problema nos medidores é que eles devem ser operados com correntes e tensões nominais perto do fundo de escala do medidor para se garantir máxima acurácia e precisão⁶ do medidor em si e no processo de aquisição analógica-digital, aonde o valor digitalizado deve ter um número suficiente de algarismos significativos para fins de controle. Isto é um problema quando o valor medido, tipicamente a corrente do conversor, varia em uma faixa muito ampla, o que vai prejudicar a acurácia da medição e conseqüentemente o processo de controle. Outro problema é quando o conversor é submetido à sobrecorrente ou mesmo corrente de curto-circuito CA, ocasião em que seu controle deve atuar para proteger o conversor ou a carga. Nesta ocasião provavelmente os medidores, que atuam em condições nominais perto do fundo de escala, podem saturar e perder completamente o valor real medido, prejudicando a ação de controle. A alternativa é se ampliar a faixa de medida incluindo a faixa de sobrecorrente e prejudicando a resolução da medição, ou se colocar outros medidores dedicados à medição de sobrecorrente e corrente de curto-circuito⁷.

3.2.4. Aspectos práticos da implementação experimental – controlador

A implementação experimental do sistema de controle mereceria um capítulo à parte, mas sua discussão será restrita neste trabalho. Os conversores de EP tinham seus controladores construídos com circuitos analógicos até a década de 1980 (BOWES; MOUNT, 1981), mas a crescente popularização dos microprocessadores e de seu poder de processamento gradativamente levou os projetistas a abandonarem os projetos analógicos em

⁶ Acurácia refere-se a quanto os parâmetros medidos estão próximos do valor real, ou seja, o erro médio em relação ao valor real. Precisão refere-se à repetibilidade das medições, se os valores encontrados são próximos entre si, e não diz respeito ao erro em relação ao valor real.

⁷ No caso de medida de sobrecorrente CA podem ser usados transformadores de corrente (TC). Problema semelhante se apresenta na medição de tensão no barramento CC, que pode chegar a 500 volts ou mais em caso de sobretensão. Neste caso, como não se pode usar transformadores de potencial (TP) por ser a tensão contínua, mede-se a tensão para fins de controle com um sensor Hall e para fins de proteção pode-se usar um optoacoplador, operando na região linear do fototransistor, sendo o diodo LED polarizado com a tensão do barramento. Quanto ocorre sobretensão aumenta a corrente do LED, aumentando a polarização do fototransistor e acionando a proteção.

favor de controladores exclusivamente digitais. (RODRIGUES, 2010) discute a transição dos controladores analógicos para digitais no âmbito de conversores para aplicações de UPS (*Uninterruptable Power Supply*), inclusive sua evolução, do ponto de vista das próprias malhas de controle, da implementação analógica para a digital.

Normalmente os pesquisadores em EP, incluindo este autor, não têm um *background* extenso em sistemas digitais, tendo ao contrário geralmente formação na área de Eletrotécnica⁸. Com isso, nos trabalhos do autor e seus associados sempre se buscou soluções mais amigáveis no projeto e implementação de controladores digitais. Os primeiros trabalhos do grupo de EP da EPUSP com controle digital de conversores adotaram DSPs da fabricante Analog Devices⁹, pois sua programação, realizada em *assembler*¹⁰, era relativamente fácil comparada com outras famílias de DSPs de outros fabricantes (MATAKAS; JUNQUEIRA; KOMATSU, 2001). Posteriormente foram usados DSPs da família ADSP21992 também da Analog Devices¹¹, e também programados em *assembler* (MASUDA et al., 2005).

Estes DSPs, usando aritmética de ponto fixo¹² e 16 bits com programação em *Assembler* se mostraram muito onerosos em homens-hora para sua programação. A programação em *assembler* havia sido adotada pela necessidade de se escrever código que rodasse suficientemente rápido para as malhas de controle em tempo real requeridas pelos controladores e também com tamanho suficientemente pequeno para a memória disponível, pois à época os compiladores disponíveis não geravam código suficientemente otimizado em

⁸ Atualmente os currículos de Engenharia Elétrica em geral têm conteúdo de sistemas digitais e microprocessadores bem mais extenso comparado à época da graduação deste autor, mas mesmo assim relativamente limitado quando a ênfase de formação está em Eletrotécnica, Sistemas de Potência etc., comparado com ênfases como Sistemas Digitais ou mesmo Eletrônica.

⁹ <http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADMC401.pdf>, página visitada em 02 de julho de 2011. Este DSP é atualmente obsoleto.

¹⁰ *Assembler* (ou montador em tradução literal) é a designação, no jargão de programação, do sistema computacional que traduz uma linguagem mnemônica de baixo nível para código binário capaz de ser diretamente executado por um microprocessador. Diferente da linguagem de alto nível (C, Fortran etc.), para se escrever em linguagem mnemônica de baixo nível é necessário se conhecer a arquitetura do microprocessador que irá rodar o programa. Rigorosamente a linguagem mnemônica de baixo nível deve ser chamada de *assembly language*, que é compilada pelo *assembler*, mas na prática se diz que o programa é escrito em *assembler*.

¹¹ <http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADSP-21992.pdf>, página visitada em 02 de julho de 2011.

¹² Não serão abordados aqui os conceitos de aritméticas de ponto fixo e de ponto flutuante, amplamente usados em microprocessadores. Uma abordagem formal pode ser encontrada em (BUSTOS, 1991).

tamanho e velocidade¹³. Embora seja redundante escrever isso, a contínua evolução dos microprocessadores levou a DSPs com memórias e velocidades de processamento maiores, bem como compiladores mais otimizados, o que levou o grupo de EP da EPUSP a adotar DSPs da Texas Instruments das famílias TMS320F2812¹⁴, e TMS320F2808¹⁵ (RODRIGUES et al., 2009), ainda de ponto fixo, mas já de 32 bits, e programados em linguagem C compilada. Com isso pode-se adotar a abordagem discutida em (RODRIGUES, 2010), aonde a simulação computacional adota, dentro dos blocos de controladores, código escrito em linguagem C para simulação, por exemplo, de controladores P e PI etc. Com a simulação funcionando satisfatoriamente o código escrito em C para os controladores é diretamente compilado para o DSP, garantindo uma maior semelhança entre os controladores da simulação e da implementação experimental e uma minimização do tempo de desenvolvimento.

Atualmente o autor e seus associados estão investigando o uso de DSPs de ponto flutuante da família TMS320F28335¹⁶. O uso de DSPs de ponto flutuante facilita a programação e o processamento que envolvam números com ordens de grandeza díspares. No entanto colegas do autor já relataram limitações no uso deste processador, relacionados à quantidade de memória disponível e velocidade de processamento (informação pessoal)¹⁷.

3.2.5. Aspectos práticos da implementação experimental – documentação

Documentação é provavelmente uma das partes mais negligenciadas em um projeto de pesquisa ou de engenharia, talvez reflexo da tendência dos engenheiros de priorizar a colocação em funcionamento de um circuito ou sistema. No entanto, este autor afirma: “Documentação: é só o que vai restar.”

Olhando projetos, principalmente acadêmicos, executados anos antes, o que resta geralmente são as dissertações, teses e artigos acadêmicos. Se for um projeto de engenharia, e se a empresa não tiver fechado, provavelmente haverá, em algum arquivo morto, os relatórios

¹³ Os compiladores transformam código escrito em linguagem de alto nível, como C, em código de máquina executável pelo DSP específico.

¹⁴ <<http://focus.tij.co.jp/jp/lit/ds/sprs174s/sprs174s.pdf>>, página visitada em 02 de julho de 2011.

¹⁵ <<http://focus.ti.com/lit/ds/sprs230m/sprs230m.pdf>>, página visitada em 02 de julho de 2011.

¹⁶ <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28335.pdf>>, página visitada em 02 de julho de 2011.

¹⁷ MARAFÃO, F.P. Mensagem recebida por wilsonk@usp.br em 29 jun. 2011.

parciais e finais das várias etapas do projeto, com diferentes graus de detalhamento. Os protótipos e equipamentos provavelmente já viraram sucata, ou foram canibalizados para outros projetos, e de qualquer modo o que restar já não estará em condições de funcionamento.

Este autor tem tentado, com variável grau de sucesso, obrigar os pesquisadores a adotarem o uso do *notebook*, neste caso literalmente um caderno em brochura¹⁸ que serve como um “diário de bordo” para um determinado pesquisador em certa empreitada (dissertação, trabalho de engenharia)¹⁹.

Atualmente os recursos de informática, incluindo *software*, permitem a geração colaborativa de documentação, por vezes compartilhada *on-line*. Estes recursos na realidade obrigam a criação e seguimento de políticas de documentação para determinadas atividades (projetos etc.), incluindo políticas de *back-up* de informações etc. De certa forma o pesquisador acadêmico e o envolvido em projetos de engenharia muitas vezes aborda o problema de forma amadorística, por faltar em sua formação noções formais do processo de documentação.

No ambiente acadêmico a obrigação de gerar material para publicação de trabalhos científicos, dissertações e teses de modo minimamente coerente obriga o pesquisador a manter um processo, muitas vezes informal e desorganizado, de documentação.

3.2.6. Aspectos práticos da implementação experimental – prova de conceito e protótipo

Geralmente em EP deseja-se resolver um problema específico (de qualidade de energia, eficiência de conversor ou parte dele etc.) e para isso se constrói somente o mínimo necessário para se realizar as medições experimentais. Em tais conversores é muito comum que a partida do conversor não possa ser automática, mas sim manual e por etapas, por exemplo, elevar lentamente a tensão do barramento CC, alimentando este barramento com uma fonte CC externa. Este tipo de conversor é mais uma prova de conceito, para determinada topologia de potência ou de controle, que realmente um protótipo totalmente operacional.

¹⁸ Cadernos encadernados em espiral podem ter as folhas facilmente arrancadas.

¹⁹ Este conceito não é original do autor, e é amplamente usado por corporações americanas como um modo de preservar informação de propriedade intelectual. Talvez o *notebook* mais famoso seja o de Jack Kirby, à época funcionário da Texas Instruments, que registra a invenção do circuito integrado, feito pelo qual Kirby ganhou o Prêmio Nobel de Física de 2000. Uma foto de Kirby com seu *notebook* pode ser encontrada em <http://www.ti.com/corp/graphics/press/image/on_line/withnotebook.jpg> (página visitada em 02 de julho de 2011).

Em um protótipo mais refinado devem-se prever os algoritmos de controle que permitem sua partida e parada automatizadas, bem como algoritmos para situações extremas como falhas de chaves, curto-circuito no lado da carga etc. Com isso, etapas aparentemente simples, como ligar o conversor, por exemplo, exigem várias etapas intermediárias obrigatórias²⁰, que devem ser automaticamente seqüenciadas.

Na preferência pessoal deste autor, conversores devem ter uma interface de interação com o usuário²¹ reduzida ao mínimo possível (por exemplo, somente botões de liga/desliga e sinalizadores luminosos). Uma quantidade excessiva de controles disponíveis ao usuário complica os procedimentos de ligação e desligamento, principalmente em casos de emergência²². O sistema de controle do conversor deve ter uma instância superior²³ que gerencia automaticamente a ligação e desligamento do conversor, incluindo a ligação e desligamento ordenado de suas partes em situação normal e o desligamento emergencial. O desligamento emergencial particularmente deve ser o mais automático possível, por razões de segurança operacional.

²⁰ No caso de energização de barramento CC alimentado por rede CA, a presença de capacitores eletrolíticos de valor elevado gera a corrente de *inrush* de carga dos capacitores, que pode ser ordens de grandeza maior que a própria corrente nominal em regime. Isto deve ser atenuado pela inserção, na energização inicial, de um resistor de limitação de corrente de carga. Este resistor deve ser retirado automaticamente após a carga bem sucedida do barramento, para não se penalizar a eficiência do conversor.

²¹ Conhecida com IHM (interface homem-máquina) ou MMI (*man-machine interface*).

²² Esta tendência pode ser chamada jocosamente de “Síndrome de Cabine de Avião”, aonde na ânsia de se tornar “mais sofisticado” o protótipo, são colocados, em quantidade excessiva, vários atuadores externos acessíveis ao usuário, que atuam em vários processos internos do conversor. Completando a analogia com o avião, neste caso é preciso um manual de procedimentos para se operar tal equipamento, incluindo *check-lists* de partida e parada do equipamento. Para o autor, a sofisticação está na simplicidade operacional.

²³ Instância hierarquicamente superior, comparada com as malhas de controle de corrente e tensão do conversor, que são as mais rápidas do conversor. Esta instância superior opera com velocidade menor que as malhas internas do conversor, mas é encarregada de cuidar de eventos como partida, parada, monitoramento de parâmetros (*data logger*) e desligamento de emergência, por exemplo.

4. AVALIAÇÃO TECNOLÓGICA DE DISPOSITIVOS PARA MITIGAÇÃO DE VTCDs

Este capítulo apresenta um estudo de caso em avaliação tecnológica de dispositivos para mitigação de VTCDs (variações de tensão de curta duração), com o desenvolvimento de um protocolo de testes para avaliação do funcionamento de dispositivos trifásicos restauradores de tensão tipo DVR (dynamic voltage restorer). Para validação deste protocolo de testes o Micro-DVR, uma plataforma de potência reduzida para testes de DVRs foi testada e os resultados discutidos com base em normas de distúrbios de tensão.

4.1. Motivação

Interrupções sustentadas que requerem o reparo de circuitos de distribuição não são os únicos eventos que causam problemas aos usuários do sistema de potência. Atuações momentâneas de disjuntores e seccionalizadores¹ podem ser tão prejudiciais a equipamentos sensíveis como uma interrupção pura. Por exemplo, plantas de fabricação de semicondutores podem ser especialmente vulneráveis a interrupções momentâneas. O tempo total para se produzir um *chip* semicondutor pode ser da ordem de 30 dias, com vários processos críticos envolvidos. O *chip* pode ser arruinado durante o processo se um afundamento de tensão² ou interrupção momentânea parar ou provocar uma anormalidade em uma máquina sensível. Outras indústrias sensíveis a afundamentos de tensão ou interrupções momentâneas incluem plantas produtoras de plásticos, borracha, papel, têxteis, vidro, produtos automotivos e aço. Embora muitas plantas e processos possam superar tais afundamentos de tensão momentâneos devido às suas inércias mecânica e elétrica, este geralmente não é o caso de relés com bobinas alimentadas em CA. Contatores com bobinas CA podem desligar dentro de 5 a 20

¹ Seccionalizadores são chaves instrumentadas que detectam sobrecorrentes oriundas de sobrecargas e faltas nas fases e à terra, capazes de interromper e religar um circuito de média tensão segundo uma sequência preestabelecida de aberturas e fechamentos. Persistindo a falta, o seccionizador bloqueia em circuito aberto.

² Um “afundamento momentâneo de tensão” (*voltage sag* ou *voltage dip*) é definido pela ANEEL como um decréscimo de tensão de alimentação para 10% a 90% do valor eficaz nominal durante um ciclo da rede a três segundos (AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA, 2011). Afundamentos de tensão são geralmente causados por faltas em linhas de alimentação adjacentes, fatores climáticos, ou partida de motores de grande porte.

milissegundos após o início de um afundamento de tensão, que pode ser tão pequeno como 75% da tensão eficaz nominal³. Tais desligamentos podem paralisar um equipamento ou mesmo uma planta. Estes eventos podem ser complexos, difíceis de analisar e muito custosos para um usuário de sistemas elétricos de potência (LAMOREE et al., 1994), (SULLIVAN, VARDELL, JOHNSON, 1997), (MELHORN, DAVIS, BEAM, 1998), (BOLLEN, 1999).

Este capítulo apresenta um estudo de caso de avaliação tecnológica⁴ de dispositivos para mitigação de problemas de qualidade de energia, mais especificamente de VTCDs (variações de tensão de curta duração). Um protocolo de testes para compatibilidade de sistemas⁵ para mitigação de distúrbios de qualidade de energia, é desenvolvido para avaliação da funcionalidade de um equipamento trifásico tipo DVR (*Dynamic Voltage Restorer*). A próxima seção apresenta um dispositivo deste tipo desenvolvido pelo autor e seus associados, o Micro-DVR. Em seguida é apresentado o arrazoado para o protocolo de testes de compatibilização de sistemas, bem como testes de caracterização aplicados usando-se o protocolo de testes proposto e os resultados experimentais comentados, finalizando com os comentários finais.

4.2. Dispositivos para mitigação de VTCDs baseados em inversores – o Micro-DVR e sua família

4.2.1. Descrição da família do Mini-DVR

Conforme mencionado anteriormente, uma forma de mitigação de fenômenos de VTCD é o DVR, um dispositivo ligado em série entre o sistema CA e a carga sensível (BRUMSICKE et al., 2001)(SOFT SWITCHING TECHNOLOGIES CORP, 2000)(MIDDLEKAUFF, COLLINS, 1998)(PRAVEEN ET AL., 2004)(NIELSEN, BLAABJERG, 2005). Soluções comerciais de DVRs têm potências na faixa de MVA, e são tipicamente instaladas na entrada de média tensão de uma fábrica, para poder proteger toda a planta (NIELSEN et al., 2004)(JAUCH et al., 1998).

³ Frequentemente se emprega a expressão “afundamento para 75%”, significando que a tensão remanescente durante o afundamento é de 75% do valor eficaz nominal. Neste exemplo se diria em inglês “sag to 75%”.

⁴ Em inglês, *technology assessment case study*.

⁵ Compatibilidade de sistema (em inglês *system compatibility*) pode ser definida como a capacidade de um equipamento para operar como projetado em seu devido ambiente elétrico (imunidade do equipamento) sem afetar adversamente a operação de outros equipamentos (emissões do equipamento).

Uma solução alternativa, chamada família Mini-DVR (AHN et al., 2004), aplica equipamentos tipo DVR na faixa de dezenas de kVA, com vista à proteção de uma única carga sensível em uma planta. Esta abordagem visa à diminuição dos custos de aquisição de uma solução tipo DVR. Outras características econômicas e técnicas desta solução em particular são:

- O DVR está sempre ligado: Uma vantagem é que o comportamento dinâmico durante distúrbios de tensão é melhor do que com soluções *off-line*⁶, e pode-se esperar tempos de resposta menores que meio ciclo de 60Hz. A desvantagem é que os componentes de potência do DVR devem ser dimensionados para a potência nominal, em relação à potência da carga, e como as perdas de operação do DVR não são desprezíveis a eficiência total do conjunto DVR + carga sensível é reduzida⁷;
- A injeção da tensão de compensação é feita em série entre a carga e a linha CA, usando três transformadores monofásicos, um por fase, independentemente controlados. A tensão de compensação é sintetizada por três inversores monofásicos em ponte completa conectados a um barramento de tensão CC comum. Os três compensadores série independentes asseguram correção de distúrbios assimétricos de tensão;
- O armazenamento de energia é feito no capacitor do barramento CC. O valor do capacitor limita o máximo valor corrigível do afundamento bem como sua duração, e é limitado pelo tamanho físico do banco dentro do equipamento. Por outro lado, a ausência de um banco de baterias, como no caso de um sistema UPS (*uninterrupted power supply*), diminui os custos de manutenção;
- Como o DVR está sempre operando, ele pode ser usado como um filtro ativo de harmônicas de tensão, usando os transformadores em série disponíveis. A topologia proposta para a família Mini-DVR (subseção 4.2.2.) inclui um conversor trifásico modulado em PWM (*pulse width modulation*) conectado em paralelo, cuja função principal é manter constante a tensão no barramento CC, mas que também pode ser usado para injeção de correntes harmônicas e reativos, agindo como um filtro ativo de potência.

⁶ Soluções em que o equipamento é energizando somente na ocorrência do distúrbio.

⁷ Algumas estratégias de DVR mantêm as partes de potência do equipamento desligadas até a ocorrência de distúrbios de tensão, ligando-os somente durante tais eventos. As partes de potência do DVR podem então ser projetadas com uma fração da potência nominal da carga, pois elas irão operar somente durante os poucos ciclos da rede CA que durar o distúrbio de tensão, e durante a maior parte do tempo não há perdas das partes de potência, aumentando a eficiência total. O maior problema desta estratégia é garantir que o DVR entre em operação em tempo de proteger a carga sensível.

O desenvolvimento da família do Mini-DVR impôs a procura de uma topologia de potência adequada e a implementação de circuitos de controle e programas (*software*) associados. As altas tensões e correntes (centenas de volts e ampères) do equipamento⁸ impõem considerações de segurança no desenvolvimento do *hardware* e aumenta o risco de danos no equipamento durante estágios preliminares do desenvolvimento do *software*. Uma possível solução para estes problemas é o Micro-DVR (KOMATSU et al., 2008)(UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO, EXPERTISE ENGENHARIA, COMPANHIA PAULISTA DE FORÇA E LUZ, 2009)(VAIRAMOHAN et al., 2011), mostrado na figura 4.1.

Figura 4.1. Vista do Micro-DVR. Figura retirada de (VAIRAMOHAN et al., 2011).

Esta plataforma opera com valores reduzidos de tensões e correntes CA (31V eficazes de fase e 3A eficazes de fase). Portanto há uma redução no tamanho físico do sistema, permitindo um manuseio mais fácil comparado ao modelo com potência nominal. Com valores reduzidos de tensões e correntes, além da redução do risco elétrico na sua operação, a interferência eletromagnética provocada pelos seus conversores medulando em PWM também é minimizada. Um equipamento em menor escala também reduz custos de desenvolvimento, pois tal equipamento pode ser testado em laboratórios com potência CA disponível limitada, e testes emulando o comportamento do equipamento de potência nominal podem ser realizados. Recursos humanos e materiais também podem ser economizados, pois menos pessoas podem ser disponibilizadas e níveis de isolamento básico, tanto para equipamentos de medida como

⁸ Para um equipamento tipo DVR protegendo uma carga de 75kVA em 380V trifásicos, a corrente nominal de fase é de cerca de 114A.

para EPIs (equipamentos de proteção individual) são reduzidos. Com potência e tamanho reduzidos, o equipamento pode ser transportado mais facilmente.

A presença de circuitos de compensação série e paralelo abre a possibilidade de operar o Micro-DVR como um FACDS (*Flexible Alternating Current Distribution Systems*) permitindo estudos de compensação série de linhas de distribuição, assim como sua operação como um UPFC (*Unified Power Flow Controller*) para sistemas de distribuição, tornando o Micro-DVR em uma interessante plataforma para treinamento de pessoal nestas tecnologias.

Como tal equipamento em pequena escala é construído com todas as características daqueles com potência nominal, os circuitos de supervisão e controle, assim como o *hardware* associado, podem ser os mesmos do equipamento com potência nominal, facilitando o desenvolvimento e *debugging* tanto do *hardware* como do *software*. O dimensionamento do *hardware* de potência e a validação de estratégias de controle também podem ser estudados considerando-se características que dificilmente poderiam ser reproduzidas em um ambiente de simulação digital.

4.2.2. Operação do Micro-DVR

Um diagrama unifilar simplificado do Micro-DVR é apresentado na figura 4.2. O sistema é conectado à rede CA através de dois bancos de transformadores monofásicos conectados em estrela-estrela com um terciário conectado em delta⁹. Esta configuração permite operação em fase com a rede CA e provê isolamento galvânico. Um banco é conectado ao ramo série, e o outro ao banco paralelo.

Figura 4.2. Diagrama unifilar simplificado do Micro-DVR. Figura retirada de (VAIRAMOHAN et al., 2011).

⁹ O terciário em delta impede a distorção de tensão no secundário devido à corrente magnetizante do primário, pois o primário e o secundário estão conectados em estrela-estrela.

O ramo série é implementado com três inversores monofásicos em ponte completa, com chaveamento PWM (MOHAN, UNDELAND, ROBBINS, 2003c) em três níveis¹⁰, conectados aos filtros passa-baixa (LPF – *Low Pass Filter*) de saída (LINV, CINV) e na sequência aos transformadores de injeção monofásico, que são conectados em série entre o lado CA (galvanicamente isolado da rede CA) e a carga, permitindo injeção de corrente de sequência zero. A presença dos indutores chaveáveis LFACDS permite a emulação da impedância de linha de uma linha de distribuição. O resistor RSAG tem o mesmo valor em módulo da impedância série dos bancos de transformadores, e com isso sua inserção momentânea gera um afundamento de tensão de 50% do valor nominal de fase. Ele é introduzido neste protótipo como um meio de simular afundamentos de tensão monofásicos e não é parte integrante do Mini-DVR com potência nominal.

O ramo paralelo é composto pelo segundo banco de transformadores conectado ao retificador trifásico PWM, que absorve correntes CA com alto fator de potência (MOHAN, UNDELAND, ROBBINS, 2003d) e controla a tensão do barramento CC para o valor nominal VDC=50V. Em caso de rejeição de carga que gere uma sobretensão momentânea (*voltage swell*), os inversores do ramo série retornam a energia de volta ao barramento CC e ao retificador PWM, que, operando em modo de inversor, devolve a energia ao lado CA. Durante a energização inicial, com o retificador PWM ainda inativo, a corrente de carga dos capacitores do barramento CC é limitada temporariamente pelos resistores RRET. Quando a tensão nominal do barramento CC (VDC) atinge um certo valor mínimo, o sistema de controle curto-circuita estes resistores e liga o retificador PWM, assim como os inversores do ramo série. Devido ao efeito elevador do retificador PWM (*boost effect*), a tensão do barramento CC em regime é maior que a tensão de pico de linha no secundário do banco de transformadores do ramo paralelo, permitindo ao retificador PWM impor correntes com derivadas di/dt positivas ou negativas aos indutores LRET.

O Micro-DVR implementado foi projetado para compensar afundamentos de tensão trifásicos até $VS_{ag3\phi} = 0.5pu$ e elevações de tensão trifásicos até $VS_{well3\phi} = 1.2pu$ com duração máxima de $\Delta t = 300ms$. Se a duração do afundamento exceder este tempo máximo, esvaziando a energia dos capacitores do barramento CC abaixo de um nível de segurança pré-especificado, os três inversores do ramo série param de operar e os respectivos transformadores de injeção são curto-circuitados no lado da carga através de contatos mecânicos para se conectar diretamente a carga e a entrada CA, conforme a figura 4.2.

¹⁰ Também conhecido como chaveamento PWM unipolar (MOHAN, UNDELAND, ROBBINS, 2003c)

Aspectos de controle e de geração de referência do Micro-DVR são tratados em (KOMATSU et al., 2008) e (GALASSI et al., 2006).

4.3. Resultados experimentais

4.3.1. Testes experimentais preliminares: descrição e testes

Medições de desempenho preliminares da operação do Micro-DVR foram feitas no Laboratório de Eletrônica de Potência (LEP) da EPUSP. As medidas realizadas foram de compensação de harmônicos de tensão (figura 4.3) e afundamentos trifásicos de tensão para 65%, com carga resistiva (figura 4.4).

Figura 4.3. Compensação de harmônicos de tensão (fase A) na carga. Escalas em volts e segundos. Figura retirada de (VAIRAMOHAN et al., 2011).

Estes testes preliminares somente indicam que para distorções de tensão arbitrárias o equipamento tem seu desempenho como esperado. Para se realizar uma caracterização de

sistema completo no equipamento uma metodologia, baseada em uma norma existente, deve ser aplicada para se verificar a aderência do desempenho do equipamento àquela norma.

Figura 4.4. Afundamento trifásico de tensão para 65% e sua compensação na carga resistiva com valor $R=22\Omega$. Escalas em volts e segundos.

Figura retirada de (VAIRAMOHAN et al., 2011).

4.3.2. Protocolo de testes para compatibilização de sistemas: razão e significado dos testes de caracterização

Existem várias normas para testes de imunidade a afundamentos de tensão (AMERICAN NATIONAL STANDARDS INSTITUTE, 2006) (INTERNATIONAL ELECTROTECNICAL COMMISSION, 1997), alguma ainda em desenvolvimento (INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, 2009a), e outras complementares, ou associadas (INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, 1993) (INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, 2009b), bem como relatórios abrangentes sobre o assunto (CONSEIL INTERNATIONAL DES GRANDS RÉSEAUX ÉLECTRIQUES, 2010). Estas normas fazem recomendações e

requisitos obrigatórios em aspectos como magnitude e duração de afundamentos, mas elas não devem ser usadas diretamente como um guia passo a passo para testes de equipamentos. Portanto, um protocolo de testes de compatibilidade de sistema, para equipamentos de mitigação de distúrbios de qualidade de energia, deve ser desenvolvido para o teste de um equipamento, no caso um equipamento tipo DVR trifásico. Tal protocolo de testes deve cobrir aspectos específicos de qualidade de energia de um equipamento DVR, como:

- a. Subtensão e sobretensão temporária e em regime permanente;
- b. Afundamentos e elevações de tensão (monofásicos e trifásicos, de acordo com determinada norma);
- c. *Single-phasing* (defeito quando um sistema trifásico fornece somente uma fase a uma carga);
- d. Desempenho dinâmico, como resposta a degrau de carga e resposta a um evento de afundamento (durante e após o evento).

Esta lista não é completa, e depende fortemente dos requerimentos de proteção de uma dada carga (ou planta), ou a aderência a uma norma específica. Não se estuda aqui a imunidade de cargas a eventos de qualidade de energia, mas o foco está na caracterização do equipamento de mitigação de distúrbio de qualidade de energia.

Os testes de caracterização reproduzem a maioria dos casos, alguns deles extremos, que devem ocorrer em uma típica planta industrial (semicondutores, vidro, plásticos, por exemplo), e determinam a capacidade do dispositivo para lidar com tais condições extremas. Adicionalmente os testes de caracterização trazem informações que permitem ao usuário determinar a aplicabilidade do equipamento para uma planta em particular.

Portanto os objetivos dos testes de caracterização são múltiplos, e podem ser personalizados para um equipamento específico. Para um DVR os testes deveriam cobrir aspectos como:

- a. Caracterização de desempenho do equipamento e verificação do atendimento das especificações do seu fabricante;
- b. Determinação do tempo de resposta do DVR para eventos de afundamentos de tensão;
- c. Verificação da capacidade do DVR de suportar os transientes de corrente causados por partida de motores de indução;

- d. Determinação do “envelope de proteção”¹¹ contra afundamentos de tensão para cargas industriais típicas como relés com bobinas CA¹² e contadores eletromagnéticos;
- e. Determinar outros aspectos inicialmente não cobertos mas que podem ser úteis para o usuário final

4.3.3. Testes realizados no EPRI - Knoxville

Em março de 2008 o Micro-DVR foi submetido a testes de caracterização no Electric Power Research Institute (EPRI), Knoxville, TN, EUA. O diagrama de blocos do arranjo experimental básico é mostrado na figura 4.5.

Figura 4.5. Diagrama de blocos do arranjo experimental para testes de afundamentos e elevações de tensão. Figura retirada de (VAIRAMOHAN et al., 2011).

Mesmo sendo um protótipo de pesquisa, o Micro-DVR foi testado como um equipamento comercial de mitigação de distúrbios de tensão, seguindo a norma SEMI F47-0706 (AMERICAN NATIONAL STANDARDS INSTITUTE, 2006), conforme a tabela 4.1 e a figura 4.6.

¹¹ Do inglês “protection envelope”, significando a região de atuação (proteção) do equipamento. Veja a figura 4.6, por exemplo.

¹² Os relés industriais com bobina CA muitas vezes vêm com uma capa protetora de plástico transparente, e são chamados em inglês de *ice cube relays* por causa deste aspecto.

Tabela 4.1 - Imunidade a afundamentos de tensão requerida pela norma SEMI F47-0706

Profundidade do afundamento ^{*#}	Duração a 50Hz	Duração a 60Hz
50%	10 ciclos	12 ciclos
70%	25 ciclos	30 ciclos
80%	50 ciclos	60 ciclos

^{*#} A profundidade do afundamento é expressa em porcentagem da tensão remanescente. Por exemplo, durante um afundamento de 70% em um sistema de 200 volts nominais, a tensão é reduzida durante o afundamento para 140 volts (e não 60 volts).

Figura 4.6. Envelope de proteção esperado para afundamentos de tensão conforme a norma SEMI F47-0706. Figura retirada de (VAIRAMOHAN et al., 2011).

Para a geração e aplicação de afundamentos e sobretensões foi usado o dispositivo Porto-Sag, desenvolvido pelo EPRI (EPRI SOLUTIONS, 2006). A aquisição de dados em massa foi realizada com o equipamento Porto-Sag conectado a um computador tipo PC e um sistema de aquisição Nicolet Vision XP Data Acquisition System (LDS TEST AND MEASUREMENT, 2005)¹³. É importante o manuseio organizado dos dados obtidos, pois nestes testes a quantidade de dados brutos adquirida ultrapassou 12GB.

Cargas típicas de baixa potência susceptíveis a afundamentos de tensão, como relés de controle com bobina CA (*ice cube relays*) também foram testadas de modo controlado,

¹³ Este equipamento não é mais fabricado. Seu sucessor pode ser encontrado na página: <http://www.hbm.com/en/menu/products/measurement-electronics-software/high-speed-data-acquisition/nicolet-vision-and-its-successor-gen2i-a-comparison/>. Página visitada em 22 de maio de 2011.

usando-se o arranjo da figura 4.7, e aumentando-se a tensão original de saída do Micro-DVR, dos 31V originais para 120V, aplicando-a ao Industrial Load Bank (ILB), um equipamento também desenvolvido pelo EPRI (ELECTRICAL POWER RESEARCH INSTITUTE, 2000). O ILB é uma montagem permanente que permite a demonstração de susceptibilidade a afundamentos de tensão de cargas típicas de controles industriais, como relés, contadores, fontes de alimentação e acionamentos de motores CA, permitindo a caracterização da capacidade de condicionadores de energia monofásicos para melhorar a imunidade de tais cargas. O ILB pode ser usado para se criar um ambiente realista de cargas para dispositivos de mitigação de distúrbios de qualidade de energia, servindo para demonstrar o aumento de proteção e imunidade, e como plataforma de carga de testes na caracterização de tais equipamentos.

Figura 4.7. Arranjo experimental para dispositivos sensíveis a afundamentos de tensão, empregando o ILB (*Industrial Load Bank*). Figura retirada de (VAIRAMOHAN et al., 2011).

Os seguintes testes foram aplicados no Micro-DVR:

a) Resposta a subtensão em regime permanente:

Uma combinação das seguintes condições pode contribuir para a subtensão em regime permanente. Uma condição é sobrecarga no sistema, seja de uma única carga ou os efeitos cumulativos de várias cargas. Um cenário comum é a adição de uma nova carga não prevista à época do projeto da instalação. Outra causa de subtensão em regime é o desligamento de bancos de capacitores, seja propositalmente, seja pela queima de fusível do banco. O mau funcionamento de um regulador de tensão em série ou de um transformador com derivações (*tap-changing transformer*), também pode reduzir a tensão no ponto de utilização.

b) Resposta a sobretensão em regime permanente:

Uma razão para sobretensão em regime permanente pode ser o mal funcionamento de reguladores de tensão ou de um transformador com derivações, ou a presença de bancos de capacitores em condições de carga baixa.

c) Resposta a desbalanço de tensão de alimentação:

Desbalanço de tensão é caracterizado por magnitudes desiguais das três tensões de fase. A norma IEEE 519-1992 (INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS, 1993) indica que uma faixa aceitável em regime permanente está entre 0,5% a 2%. Algumas concessionárias aceitam valores até 3%. Desbalanços acima de 3% podem ser problemáticos para motores trifásicos, pois causam um aumento de correntes desbalanceadas, o que pode levar a sobreaquecimentos. Tensões desbalanceadas podem ser causadas tipicamente pela perda de capacitores individuais em bancos de capacitores, ou pela falha total de um regulador de tensão monofásico. Distribuição desigual de cargas em uma planta também pode contribuir para o desbalanço.

d) *Single-phasing* (perda de fases em uma carga trifásica):

Quando fusíveis não são coordenados ou projetados adequadamente uma falta monofásica à terra pode deixar as outras duas fases ativas. Motores CA trifásicos podem aquecer rapidamente em tal condição. O teste de *single-phasing* é realizado desconectando-se uma das fases de entrada do equipamento sob testes e energizando-se o equipamento.

e) Regulação de tensão:

Uma causa comum de subtensão temporária pode ser o aumento de carga do sistema, seja uma única carga ou novas cargas não previstas no projeto original da planta. Outra causa de subtensão temporária é o desligamento de bancos de capacitores, seja intencionalmente ou por queima de fusíveis. O mau funcionamento de um regulador de tensão ou de um transformador com derivações também pode reduzir a tensão na entrada de uma carga. Uma sobretensão temporária pode ser gerada no lado da concessionária ou dentro da planta, pelas mesmas razões que podem gerar subtensões (bancos de capacitores, reguladores de tensão, transformadores com derivações etc.).

f) Resposta a afundamentos e interrupções:

Redução momentânea da tensão de linha durando vários ciclos ou mais pode ocorrer durante faltas no sistema e quando cargas pesadas são ligadas. Afundamentos de tensão são um dos mais comuns e também mais custosos distúrbios de qualidade de energia em ambientes fabris. Quando o afundamento é severo o suficiente para interromper um processo, isto geralmente resulta em tempo parado, perda de matéria-prima, e muitas vezes um processo de limpeza demorado do equipamento.

g) Resposta a afundamentos de tensão (*voltage sags*) repetidos

Os seccionalizadores instalados em circuitos de distribuição da concessionária protegem os equipamentos de distribuição e convenientemente restauram a tensão automaticamente após uma falta. Se a falta causa a abertura de um circuito de proteção, o seccionizador tentará reaplicar energia à linha. Em alguns casos a falta desaparece por si mesma e a energia pode ser restaurada. Se este não for o caso, o seccionizador irá tipicamente tentar rearmar por três ou quatro vezes até desligar permanentemente, requerendo intervenção manual. Estas operações repetidas podem ser enxergadas por cargas situadas em outros ramos do sistema de distribuição (ramos não afetados diretamente pela falta) como afundamentos de tensão repetidos.

h) Resposta a elevações de tensão (*voltage swells*):

Uma elevação momentânea na tensão de linha por vários ciclos pode causar o desligamento de certos equipamentos eletrônicos. Elevações de tensão podem ocorrer durante faltas no sistema de potência ou em circuitos secundários em sistemas não aterrados. Em sistemas de distribuição radiais, a ação de abertura de fusível ou disjuntor em certo ramo pode levar a sobretensão em um ramo adjacente.

i) Resposta a degraus de carga:

Em vários processos fabris automatizados, motores necessitam de equipamentos de condicionamento de energia para manter a qualidade da produção durante variações da tensão de alimentação. Porém nem todos os tipos de condicionadores de energia suportam as correntes de partida (*inrush currents*) necessárias para a partida de determinados motores.

j) Perdas em vazio e medições de eficiência:

Medições de potência ativa na entrada e na saída do equipamento sob testes (*device under test* - DUT) permite a determinação das perdas em vazio e valores de eficiência com carga nominal.

k) Tempo de resposta

O tempo de resposta é definido aqui como o tempo que o Micro-DVR leva para injetar a energia acumulada nos capacitores do seu barramento CC através do ramo série, para garantir a correção da tensão da carga durante o afundamento. Este é um item importante para condicionadores de energia, na medida em que algumas cargas sensíveis podem parar antes da atuação do condicionador, em menos de um ciclo da rede.

l) Corrente de partida (*inrush current*):

Corrente de partida antes e depois do evento de afundamento em um dispositivo tipo DVR é devido à recarga dos capacitores do banco de armazenamento de energia. Esta energia

acumulada poderia ser minimizada se durante o afundamento parte da energia fosse fornecida pelo banco de capacitores do DVR e outra parte fornecida pela própria rede CA, através do ramo paralelo.

4.3.4. Resultados comentados dos testes do Micro-DVR

Os resultados sem anormalidades significam que o ILB foi protegido pelo Micro-DVR, ou seja, nenhuma carga do ILB foi interrompida por evento de afundamento/sobretensão, principalmente as cargas mais sensíveis, como os relés com bobina CA (*AC ice-cube relays*).

a) Resposta a subtensão em regime permanente:

Neste teste, em condições de carga de 0% (sem carga), 50% e 100%, a tensão aplicada ao Micro-DVR foi reduzida a 85% do valor nominal. Não houve anormalidades a reportar.

b) Resposta a sobretensão em regime permanente:

Neste teste, em condições de carga de 0% (sem carga), 50% e 100%, a tensão aplicada ao Micro-DVR foi elevada a 110% valor nominal. Não houve anormalidades a reportar.

c) Resposta a desbalanço de tensão:

Este teste foi coberto durante os testes de subtensão permanente, porque a própria tensão CA fornecida no laboratório já era desbalanceada, variando dinamicamente dentro de uma faixa de 5%. A tensão de saída do Micro-DVR tinha desbalanço inferior a 1%.

d) *Single-phasing*:

Um resultado interessante foi obtido deste teste: a fase removida apresentou tensão na entrada do Micro-DVR, o que é, a princípio, uma condição comum em cargas como motores trifásicos, p.ex.. Porém neste caso a explicação é que o retificador PWM do ramo paralelo (figura 4.2) realimenta para a entrada uma tensão trifásica, suprimindo a falta da fase desconectada.

e) Regulação de tensão:

A regulação de tensão do Micro-DVR foi testada com sub e sobretensão em regime. A figura 4.8 mostra a característica de regulação durante estes eventos para o Micro-DVR, que foi capaz de prover uma regulação de tensão continuamente na faixa de $\pm 5\%$ quando a tensão de entrada variou dentro de $\pm 10\%$, conforme sua especificação. Também neste caso a medição da tensão do barramento CC (VDC) ficou dentro de sua faixa nominal.

Figura 4.8. Característica de regulação em regime permanente do Micro-DVR. Figura retirada de (VAIRAMOHAN et al., 2011).

f) Resposta a afundamentos de tensão e interrupções:

Usando cargas resistivas de 0-50-100%, afundamentos e sobretensões momentâneos monofásicos, bifásicos e trifásicos de profundidades 115-80-70-60-50-40% e com duração de 5-12-30-60 ciclos¹⁴ foram aplicados. O Micro-DVR suportou o requerimento de imunidade a afundamentos da norma SEMI F47-0706 (AMERICAN NATIONAL STANDARDS INSTITUTE, 2006), para todos os afundamentos monofásicos e bifásicos, mas falhou no afundamento trifásico de 50% com duração de 12 ciclos (por exemplo, a figura 4.10 mostra que a falha já ocorre com um afundamento trifásico de 50% e duração de 10 ciclos). Para afundamentos mais profundos e com duração maior, quando a tensão do barramento CC atingiu valores pré-estabelecidos no controle do Micro-DVR, ocorreu o comportamento esperado de *bypass* (os transformadores série forma curto-circuitados, ligando-se diretamente a carga à fonte CA).

As figuras seguintes mostram as formas de onda experimentais. Os dados adquiridos do equipamento Nicolet Vision XP foram salvos em arquivos CSV¹⁵ e processados com o *software* MATLAB. A figura 4.9 mostra a resposta a um evento de afundamento corrigido com sucesso pelo Micro-DVR (note-se que tempo de resposta do Micro-DVR é de menos de

¹⁴ Condições nominais: frequência da rede de 60 Hz, alimentação trifásica de 220V de linha, com neutro disponível.

¹⁵ Arquivo tipo comma separated values (CSV).

meio ciclo da rede). A figura 4.10 mostra a descarga do barramento CC durante um evento de afundamento mais longo, quando este atinge o valor mínimo pré-estabelecido e ocorre o *bypass* pela ação dos contadores mecânicos nos transformadores em série (figura 4.2), efetivamente interrompendo a ação de injeção de tensão do Micro-DVR.

Figura 4.9. Resultado experimental (com sucesso) para afundamento trifásico para 70% de profundidade e duração de 30 ciclos (100% de carga resistiva), mostrando a entrada da fase A (vermelho), saída da fase A (azul) e a tensão do barramento CC (verde). Escalas em volts e segundos. Figura retirada de (VAIRAMOHAN et al., 2011).

Figura 4.10. Resultado experimental (com falha) para afundamento trifásico para 50% de profundidade e duração de 30 ciclos (100% de carga resistiva), mostrando a entrada da fase A (vermelho), saída da fase A (azul) e a tensão do barramento CC (verde). Escalas em volts e segundos. Figura retirada de (VAIRAMOHAN et al., 2011).

O mesmo efeito da figura 4.10 é visto na figura 4.11 em um evento de afundamento mais longo (trifásico com profundidade de 50% e duração de 180 ciclos). Na figura 4.11 o Micro-DVR pára de injetar tensão em série quando a tensão do barramento CC cai abaixo do valor pré-estabelecido, mas reconecta e recomeça a injeção de tensão quando a tensão do barramento CC recupera até certo ponto. Como o evento de afundamento é longo, este fenômeno se repete.

Figura 4.11. Resultado experimental (com falha) para afundamento trifásico para 50% de profundidade e duração de 180 ciclos (100% de carga resistiva), mostrando a entrada da fase A (vermelho), saída da fase A (azul) e a tensão do barramento CC (verde). Escalas em volts e segundos. Figura retirada de (VAIRAMOHAN et al., 2011).

A figura 4.12 mostra a correção com sucesso de afundamento para 80% por 60 ciclos com o ILB conectado à fase A, com fases B e C desconectadas, conforme figura 4.7.

Figura 4.12. Resultado experimental (com sucesso) para afundamento trifásico para 80% de profundidade e duração de 60 ciclos (ILB ligado somente na fase A), mostrando a entrada da fase A (vermelho), saída da fase A (azul) e a tensão do barramento CC (verde). Escalas em volts e segundos. Figura retirada de (VAIRAMOHAN et al., 2011).

A figura 4.13 mostra uma interrupção de fase (aplicação de tensão nula somente na fase A) durante 12 ciclos. A fase afetada é corrigida na sua saída por causa da realimentação pelo retificador PWM (ramo paralelo) da energia acumulada no barramento CC (veja figura 4.2).

Figura 4.13. Resultado experimental (com sucesso) para afundamento monofásico para 0% de profundidade e duração de 12 ciclos (100% de carga resistiva), mostrando a entrada da fase A (vermelho), saída da fase A (azul) e a tensão do barramento CC (verde). Escalas em volts e segundos. Figura retirada de (VAIRAMOHAN et al., 2011).

g) Resposta a afundamentos repetitivos:

Nestes testes, afundamentos trifásicos com duração de 6 ciclos e profundidades entre 40% e 60% foram repetidos com intervalos de 5 e 10 segundos, com o ILB como carga na fase A, e carga resistiva de 50% nas fases B e C. Não houve anormalidades, e o Micro-DVR conseguiu proteger com sucesso o ILB contra tais afundamentos repetitivos.

h) Resposta a elevações de tensão:

Elevações de tensão de 115% e duração até 60 ciclos foram corrigidas pelo Micro-DVR sem anormalidades. Deve se notar que este teste, bem como o de sobretensão em regime permanente, são realizados por último em um teste de caracterização, pois envolvem um potencial de falha destrutiva no equipamento sob testes. No caso do Micro-DVR, o excesso de energia do evento de sobretensão é recolhido pelo ramo série e levado aos capacitores do barramento CC e de lá devolvido à rede CA através do ramo paralelo.

i) Resposta a degraus de carga:

Resposta para cargas de 0% (em vazio), 50%, 100% mostraram um tempo de resposta menor que meio ciclo da rede.

j) Perdas em vazio e medidas de eficiência:

A tabela 4.2 mostra os valores de perdas em vazio e eficiência para cargas de 0%, 50% e 100%. Como o Micro-DVR é uma plataforma de desenvolvimento de baixa potência, ele está otimizado para segurança de operação e não eficiência ou desempenho perante normas. Em equipamentos comerciais tais requerimentos devem ser considerados.

Tabela 4.2 – Perdas em vazio e eficiência

Carga	Potência de entrada	Potência de saída	Eficiência (Pout/Pin)
0%	96.1W	0	-
50%	250.1W	103.7W	41.5%
100%	403.2W	225.4W	55.9%

k) Tempo de resposta:

O tempo de resposta do Micro-DVR foi menor que meio ciclo da rede (menor que 4ms na maioria dos casos). O tempo de resposta foi determinado visualmente ampliando-se as formas de onda dos eventos de afundamento, p.ex. figurar 4.9 e 4.10, no momento do afundamento.

l) Corrente de *inrush*:

Os dados dos testes de afundamentos podem ser usados para se medir a corrente de *inrush* pré e pós afundamentos do equipamento de qualidade de energia. O Micro-DVR apresentou correntes de *inrush* tipicamente crescentes com a profundidade e duração do

afundamento, principalmente devido ao processo de recarga dos capacitores (tanto do barramento CC do Micro-DVR como das fontes de alimentação das cargas do ILB). Na energização inicial a corrente de *inrush* do banco de capacitores, totalmente descarregado, é limitada pelos resistores de pré-carga (resistores RRET da figura 4.2). Mas em operação normal estes resistores são curto-circuitados, e os capacitores do barramento CC são recarregados após um evento de afundamento de modo não controlado, através dos diodos de retorno dos transistores IGBTs¹⁶ do retificador PWM do ramo paralelo (veja figura 4.2). As figuras 4.14 e 4.15 mostram formas de onda de correntes de *inrush* típicas na entrada do Micro-DVR após um afundamento de tensão, ambas adquiridas com o Nicolet Vision XP. Deve-se notar que a conformidade de alguns testes pode ser facilmente verificada com alguma norma, p.ex. testes de afundamento de tensão. Outros testes, como corrente de *inrush* e medidas de eficiência, não são diretamente verificáveis por normas, mas seus resultados devem ser considerados de acordo com as exigências que um equipamento deve cumprir em determinada aplicação.

Figura 4.14. Forma de onda típica de corrente de *inrush* para o Micro-DVR durante um afundamento trifásico de 50% durante 5 ciclos.

Escalas em ampères e segundos. Figura retirada de (VAIRAMOHAN et al., 2011).

¹⁶

IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor. Estes transistores têm diodos conectados em (anti)paralelo.

Figura 4.15. Forma de onda típica de corrente de *inrush* para o Micro-DVR durante um afundamento trifásico de 50% durante 60 ciclos.

Escalas em ampères e segundos. Figura retirada de (VAIRAMOHAN et al., 2011).

4.4. Comentários finais deste capítulo

Os testes de caracterização ajudam a determinar o comportamento e limitações de um equipamento sob testes, no caso o Micro-DVR. Por exemplo, ele não foi bem sucedido na compensação de um afundamento para 50% e duração de 12 ciclos, violando os requisitos da norma SEMI F47-0706 (veja a figura 4.10). Se fosse um DVR comercial, o fabricante deveria aumentar o armazenamento de energia, adicionando mais capacitores ao banco do barramento CC, por exemplo. Note que o Micro-DVR tem a capacidade de filtrar harmônicas de tensão na carga (veja a figura 4.3), mas filtragem de tensão na carga não é um requisito da norma SEMI F47-0706. Para analisar harmônicas (de tensão e corrente), a taxa de aquisição nas medidas deve ser alta o suficiente, para que os dados possam ser recuperados e analisados posteriormente. Tal análise harmônica deve ser conduzida em regime permanente, evitando-se transitórios e provendo janelas de amostragem adequadas (múltiplos inteiros do período da fundamental da tensão CA). Outro aspecto importante é a corrente de *inrush* que aparece após o evento de afundamento. Ele é citado na norma SEMI F47-0706, mas sem indicação de

valores, discutindo qualitativamente coordenação de proteção e imunidade de equipamentos frente a tais correntes.

O estabelecimento de uma avaliação tecnológica (*technology assessment*) para equipamentos de mitigação de eventos de qualidade de energia deve ser feito levando-se em conta normas existentes, mas a pura aplicação destas normas geralmente não é possível, pois elas não são escritas como procedimentos passo a passo para ensaios em laboratório. O que foi apresentado neste capítulo é um possível protocolo de testes, aplicado a um equipamento real, o Micro-DVR, baseado em normas existentes (no caso foi escolhido arbitrariamente a SEMI F47-0706). Sua baixa potência permitiu um teste mais seguro e a pronta interpretação dos resultados foi possível pelo conhecimento de seu funcionamento interno, por ser um equipamento de projeto conhecido. A metodologia desenvolvida aqui pode ser expandida para equipamentos tipo DVR comerciais de potência plena.

5. CONCLUSÕES

Neste capítulo são apresentadas considerações finais do trabalho.

Este trabalho explorou de forma não exaustiva alguns aspectos de conversores de EP ligados à rede CA. Inicialmente devem ser superadas as etapas iniciais de definição do problema elétrico a ser resolvido ou mitigado com recursos de Eletrônica de Potência (EP). Com isso é feita a escolha ou desenvolvimento da topologia mais adequada, pré-cálculos de dimensionamento de componentes. Foram ainda apontados e discutidos o problema de escolha do simulador computacional, o modelamento adequado de vários componentes, inclusive com características não-lineares como transformadores operando em saturação. Alguns aspectos de modelagem de conversores VSC e CSC também foram abordados muito brevemente. Aspectos da implementação experimental de um protótipo foram discutidos sob a visão particular do autor. Finalmente, foi discutida a avaliação tecnológica de protótipos de acordo com normas de desempenho existentes, usando-se os ensaios de um caso exemplo como base.

APÊNDICE A: LISTAGEM DO PROGRAMA SBA5.BAS

Este anexo apresenta a listagem SBA5.BAS, escrita em linguagem BASIC, e que simula o forno de indução de canal da referência (PÓ, KAISER, KOMATSU, 1991).

SBA5.BAS

Wednesday, September 5, 1990 5:12 pm

Page 1

```

10 REM PROGRAMA SBA5.BAS - COM SATURACAO DE L1, LC1 E LCF
20 REM INICIALIZACAO DE VARIAVEIS AUXILIARES (T:INSTANTE DE SIMULACAO; AUX2:TECLA R); LIMPEZA DE TELA
30 T=0:AUX2=0:CLS
40 LOCATE 2,3: PRINT " ESTE PROGRAMA SIMULA UM FORNO DE INDUCAO A CANAL, DURANTE A SUA EXECUCAO AS SEGUINTE ALTERNATI
VAS SAO OFERECIDAS:
50 LOCATE 6,5: PRINT "- TECLA I - IMPRESSAO DE VALORES INSTANTANEOS DURANTE A SIMULACAO"
60 LOCATE 9,5: PRINT "- TECLA SHIFT/PR SC - TRANSFERENCIA DA TELA PARA A IMPRESSORA APOS O BEEP"
70 LOCATE 12,5: PRINT "- TECLA T - INTERRUPCAO DA SIMULACAO APOS CONCLUSAO DA TELA"
80 LOCATE 15,5: PRINT "- TECLA C - CONTINUACAO DA SIMULACAO APOS INTERRUPCAO PELA TECLA T"
90 LOCATE 18,5: PRINT "- TECLA R - INTERRUPCAO DA EXECUCAO E REINICIO DA SIMULACAO COM OUTROS DADOS"
100 LOCATE 21,5: PRINT "- TECLA P - INTERRUPCAO DA EXECUCAO E SAIDA DO PROGRAMA"
110 LOCATE 24,20: PRINT " Digite QUALQUER TECLA para continuar "
120 IF INKEY$="" THEN GOTO 120
130 REM INICIALIZACAO DE DADOS "DEFAULT"
140 READ A$,E,LT,RT,LIN,C1,LC1N,CF,LCFN,LF,RF,IP,P,PL,COD,L$
150 DATA TESTE 1,380,38.71,0.005,3538,2120,0,2507,0,859.4,0.480,800,5,60,100000,N
160 REM DADOS DOS INDUTORES L1, LC1 E LCF
170 INL1=360:INLC1=450:INLCF=450
180 KIL1=.7:KSL1=2:SL1=.4
190 KILCF=.7:KSLCF=2:SLCF=.4
200 IIL1=INL1*KIL1:ISL1=INL1*KSL1:L1SAT=LIN*SL1
210 IILCF=INLC1*KILCF:ISLCF=INLC1*KSLCF:LC1SAT=LC1N*SLCF
220 IILCF=INLCF*KILCF:ISLCF=INLCF*KSLCF:LCFSAT=LCFN*SLCF
230 REM LIMPEZA DE TELA; MENU PARA MUDANCA DE DADOS
240 CLS
250 LOCATE 2,1:PRINT "IDENTIFICACAO DA SIMULACAO ";A$
260 LOCATE 3,1:PRINT "VALOR EFICAZ DA TENSAO CA 60 Hz E(V)=";E
270 LOCATE 4,1:PRINT "INDUTANCIA DE DISPERSAO TRAFD LT(uH)=";LT
280 LOCATE 5,1:PRINT "RESISTENCIA DO TRAFD RT(OHM)=";RT
290 LOCATE 6,1:PRINT "INDUTANCIA DE SIMETRIA LI(uH)=";LIN
295 IF L1SAT<>LIN*SL1 THEN L1SAT=LIN*SL1
300 LOCATE 7,1:PRINT "CAPACITOR DE SIMETRIA C1(uF)=";C1
310 LOCATE 8,1:PRINT "INDUTOR DE CAPACITOR C1 LC1(uF)=";LC1N
315 IF LC1SAT<>LC1N*SLCF THEN LC1SAT=LC1N*SLCF
320 LOCATE 9,1:PRINT "CAPACITOR DO FORNO CF(uF)=";CF
330 LOCATE 10,1:PRINT "INDUTOR DO CAPACITOR CF LCF(uH)=";LCFN
335 IF LCFSAT<>LCFN*SLCF THEN LCFSAT=LCFN*SLCF
340 LOCATE 11,1:PRINT "INDUTOR EQUIVALENTE DO FORNO LF(uH)=";LF
350 LOCATE 12,1:PRINT "RESISTOR EQUIVALENTE DO FORNO RF(OHM)=";RF
360 LOCATE 13,1:PRINT "VALOR MAX. DA CORRENTE IP(A)=";IP
370 LOCATE 14,1:PRINT "PASSO DE INTEGRACAO P(uS)=";P
380 LOCATE 15,1:PRINT "PASSO DE PLOTAGEM PL(uS)=";PL
390 REM ATUALIZACAO DO INSTANTE DE PLOTAGEM (DEVIDO A TECLA R)
400 TI=T
410 LOCATE 16,1:PRINT "INSTANTE INICIAL DA PLOTAGEM TI(uS)=";T
420 LOCATE 19,1:PRINT "1 SE DESEJA PLOTAR IA,IB,IC,EA,EB,EC RESPECTIVAM.";COD
430 LOCATE 20,1:PRINT "DESEJA ALTERAR PARAMETROS DE L1, LC1, LCF S/N ";L$
450 LOCATE 23,1:INPUT "DESEJA ALTERAR S/N -- DIGITAR -1 PARA ZERAR VARIABEL";B$
460 IF B$="N" OR B$="n" THEN GOTO 800
470 LOCATE 2,27:INPUT C$:IF C$<>"" THEN A$=C$
480 LOCATE 3,41:INPUT E9:IF E9<>0 THEN E=E9:
490 IF E9=-1 THEN E=0
500 LOCATE 4,41:INPUT LT9:IF LT9<>0 THEN LT=LT9
510 IF LT9=-1 THEN LT=0
520 LOCATE 5,41:INPUT RT9:IF RT9<>0 THEN RT=RT9

```

```

530 IF RT9=-1 THEN RT=0
540 LOCATE 6,4:INPUT L19:IF L19<>0 THEN L1=L19
550 IF L19=-1 THEN L1=0
560 LOCATE 7,4:INPUT C19:IF C19<>0 THEN C1=C19
570 IF C19=-1 THEN C1=0
580 LOCATE 8,4:INPUT LC19:IF LC19<>0 THEN LC1=LC19
590 IF LC19=-1 THEN LC1=0
600 LOCATE 9,4:INPUT CF9:IF CF9<>0 THEN CF=CF9
610 IF CF9=-1 THEN CF=0
620 LOCATE 10,4:INPUT LCF9:IF LCF9<>0 THEN LCF=LCF9
630 IF LCF9=-1 THEN LCF=0
640 LOCATE 11,4:INPUT LF9:IF LF9<>0 THEN LF=LF9
650 IF LF9=-1 THEN LF=0
660 LOCATE 12,4:INPUT RF9:IF RF9<>0 THEN RF=RF9
670 IF RF9=-1 THEN RF=0
680 LOCATE 13,4:INPUT IP9:IF IP9<>0 THEN IP=IP9
690 IF IP9=-1 THEN IP=0
700 LOCATE 14,4:INPUT P9:IF P9<>0 THEN P=P9
710 IF P9=-1 THEN P=0
720 LOCATE 15,4:INPUT PL9:IF PL9<>0 THEN PL=PL9
730 IF PL9=-1 THEN PL=0
740 LOCATE 16,4:INPUT TI9:IF TI9<>0 THEN TI=TI9
750 IF TI9=-1 THEN TI=0
760 LOCATE 19,49:INPUT COD9:IF COD9<>0 THEN COD=COD9
770 IF COD9=-1 THEN COD=0
780 LOCATE 20,46:INPUT L9$:IF L9$="S" OR L9$="s" OR L9$="N" OR L9$="n" THEN L$=L9$:ELSE IF L9$<>"" THEN BEEP
785 IF L$="S" OR L$="s" THEN GOTO 1750
790 GOTO 240
800 REM INICIALIZACAO DE CONSTANTES E VALORES INICIAIS DE TENSAO E CORRENTE QUIESCENTES
810 IF AUX2=0 THEN PI=3.141592654#:W=2*PI*60*.000001:K=1.414213562#:T=0:I10=0:I20=0:I30=0:I40=0:VC10=0:VCF0=0:VCF=VCF0:AUX
=0
820 REM CONSTANTES DE PLOTAGEM
830 X=-1:XIA0=35:XIB0=35:XIC0=35:XE10=35:XE20=35:XE30=35:YIA0=0:YIB0=0:YIC0=0:YE10=0:YE20=0:YE30=0
840 REM CHAMADA DA SUBROTINA DE RETICULADO
850 GOSUB 1400
860 REM FONTES DE ALIMENTACAO
870 E1=E*K*COS(W*T)-4*COS(5*W*T)+4*COS(7*W*T)-4*COS(11*W*T)+4*COS(13*W*T)-4*COS(17*W*T)+4*COS(19*W*T)
880 E2=E*K*COS(W*T+2*PI/3)-4*COS(5*(W*T+2*PI/3))+4*COS(7*(W*T+2*PI/3))-4*COS(11*(W*T+2*PI/3))+4*COS(13*(W*T+2*PI/3))-4*COS
(17*(W*T+2*PI/3))+4*COS(19*(W*T+2*PI/3))
890 E3=E*K*COS(W*T-2*PI/3)-4*COS(5*(W*T-2*PI/3))+4*COS(7*(W*T-2*PI/3))-4*COS(11*(W*T-2*PI/3))+4*COS(13*(W*T-2*PI/3))-4*COS
(17*(W*T-2*PI/3))+4*COS(19*(W*T-2*PI/3))
900 REM INTRODUCAO DE SATURACAO EM L1
910 REM CORRENTE EM L1 ABAIXO DE IIL1=INL1*KIL1: INDUTANCIA NOMINAL
920 IF ABS(I1)<=IIL1 THEN L1=LIN
930 REM CORRENTE EM L1 ACIMA DE IIL1 E ABAIXO DE ISL1=INL1*KSL1: INDUTANCIA VARIANDO COSENODALMENTE
940 IF ABS(I1)>IIL1 AND ABS(I1)<ISL1 THEN L1=(COS((ABS(I1)-IIL1)/(ISL1-IIL1)*PI)+1)*(LIN-LISAT)/2+LISAT
950 REM CORRENTE EM L1 ACIMA DE ISL1=INL1*KSL1: INDUTANCIA COM LISAT=LIN*SL1
960 IF ABS(I1)>=ISL1 THEN L1=LISAT
970 REM INTRODUCAO DE SATURACAO EM LC1
980 REM CORRENTE EM LC1 ABAIXO DE IILC1=INLC1*KILC1: INDUTANCIA NOMINAL
990 IF ABS(I2)<=IILC1 THEN LC1=LCIN
1000 REM CORRENTE EM LC1 ACIMA DE IILC1 E ABAIXO DE ISLC1=INLC1*KSLC1: INDUTANCIA VARIANDO COSENODALMENTE
1010 IF ABS(I2)>IILC1 AND ABS(I2)<ISLC1 THEN LC1=(COS((ABS(I2)-IILC1)/(ISLC1-IILC1)*PI)+1)*(LCIN-LCISAT)/2+LCISAT
1020 REM CORRENTE EM LC1 ACIMA DE ISLC1=INLC1*KSLC1: INDUTANCIA COM LCISAT=LCIN*SLC1
1030 IF ABS(I2)>=ISLC1 THEN LC1=LCISAT

```

```

1040 REM INTRODUCAO DE SATURACAO EM LCF
1050 REM CORRENTE EM LCF ABAIXO DE IILCF=INLCF*KILCF: INDUTANCIA NOMINAL
1060 IF ABS(I3-I4)<=IILCF THEN LCF=LCFN
1070 REM CORRENTE EM LCF ACIMA DE IILCF E ABAIXO DE ISLCF=INLCF*KSLCF: INDUTANCIA VARIANDO COSSEIDALMENTE
1080 IF ABS(I3-I4)>IILCF AND ABS(I3-I4)<ISLCF THEN LCF=(COS((ABS(I3-I4)-IILCF)/(ISLCF-IILCF)*PI)+1)*(LCFN-LCFSAT)/2+LCFSAT
1090 REM CORRENTE EM LCF ACIMA DE ISLCF=INLCF*KSLCF: INDUTANCIA COM LCFSAT=LCFN*SLCF
1100 IF ABS(I3-I4)>=ISLCF THEN LCF=LCFSAT
1110 REM CALCULO DOS INCREMENTOS DAS CORRENTES DE MALHA
1120 DI1=(E1-(2*RT+.005)*I10+RT*I20)*P/(2*LT+LC1):DI2=(E2-VC1-2*RT*I20+RT*I30+RT*I10)*P/(2*LT+LC1):DI3=(-E3-VCFO-2*RT*I30-R
T*I10-RT*I20)*P/(2*LT+LCF):DI4=(VCFO-RF*I40)*P/(LF+LCF)
1130 I1=I10+DI1:I2=I20+DI2:I3=I30+DI3:I4=I40+DI4:I10=I1:I20=I2:I30=I3:I40=I4
1140 REM CALCULO DAS CORRENTES NO ALIMENTADOR
1150 IA=I1+I3:IB=I2-I1:IC=-I2-I3
1160 REM CALCULO DAS TENSOES NOS CAPACITORES
1170 DVC1=I2*P/C1:DVCF=(I3+I4)*P/CF
1180 VC1=VC10+DVC1:VCF=VCFO+DVCF:VC10=VC1:VCFO=VCF
1190 REM INTERRUCAO DO PROGRAMA
1200 X$=INKEY$:IF X$="P" OR X$="p" THEN GOTO 1380
1210 REM IMPRESSAO DE DADOS
1220 X$=INKEY$:IF X$="I" OR X$="i" THEN GOTO 1680
1230 AUX2=0
1240 REM INTERRUCAO DA SIMULACAO E REINICIO COM OUTROS DADOS
1250 X$=INKEY$:IF X$="R" OR X$="r" THEN AUX2=1:GOTO 200
1260 REM PARADA PARA IMPRESSAO DA TELA
1270 X$=INKEY$:IF X$="T" OR X$="t" OR AUX=1 THEN AUX=1
1280 REM ATUALIZACAO DA BASE DE TEMPO
1290 T=T+P
1300 REM PLOTAGEM DOS DADOS
1310 GOSUB 1550
1320 GOTO 870
1330 IF AUX=0 THEN GOTO 1370
1340 X$=INKEY$:IF X$=" " THEN GOTO 1340
1350 IF X$="C" OR X$="c" THEN GOTO 1370
1360 GOTO 1340
1370 TI=T+PL:AUX=0:GOTO 830
1380 END
1390 REM SUBROTINA DE DESENHO DO RETICULADO DO GRAFICO
1400 SCREEN 2:CLS
1410 FOR A1=10 TO 190 STEP 10
1420 LINE (30,A1)-(640,A1)
1430 NEXT A1
1440 FOR A2=35 TO 635 STEP 50
1450 LINE (A2,5)-(A2,193)
1460 NEXT A2
1470 LOCATE 1,1,1:PRINT"I(A)":LOCATE 1,79,1:PRINT"ms"
1480 LOCATE 1,10,1:PRINT (50*PL+TI)/1000:LOCATE 1,16,1:PRINT (100*PL+TI)/1000:LOCATE 1,22,1:PRINT (150*PL+TI)/1000:LOCATE
1,28,1:PRINT (PL*200+TI)/1000:LOCATE 1,35,1:PRINT (250*PL+TI)/1000:LOCATE 1,41,1:PRINT (300*PL+TI)/1000
1490 LOCATE 1,47,1:PRINT (350*PL+TI)/1000:LOCATE 1,53,1:PRINT (400*PL+TI)/1000:LOCATE 1,60,1:PRINT (450*PL+TI)/1000
1500 LOCATE 1,66,1:PRINT (500*PL+TI)/1000:LOCATE 1,72,1:PRINT (550*PL+TI)/1000
1510 LOCATE 3,1,1:PRINT .8*IP:LOCATE 8,1,1:PRINT .4*IP:LOCATE 13,3,1:PRINT "0":LOCATE 18,1,1:PRINT -.4*IP
1520 LOCATE 23,1,1:PRINT -.8*IP
1530 RETURN
1540 REM SUBROTINA DE PLOTAGEM DOS DADOS
1550 IF X > ((T-TI)/PL) THEN GOTO 1660
1560 IF COD>111111 THEN PRINT "CODIGO INVALIDO PARA IMPRESSAO":GOTO 1380

```

```

1570 COD1=INT(COD/100000!);PK=COD-COD1*100000!;COD2=INT(PK/10000);PK=PK-COD2*10000;COD3=INT(PK/1000);PK=PK-COD3*1000;COD4=
INT(PK/100);PK=PK-COD4*100;COD5=INT(PK/10);PK=PK-COD5*10;COD6=PK
1580 X=X+1
1590 IF COD1=1 THEN LINE(XIA0,YIA0)-(X+35,-100*IA/IP+100);XIA0=X+35;YIA0=-100*IA/IP+100
1600 IF COD2=1 THEN LINE(XIB0,YIB0)-(X+35,-100*IB/IP+100);XIB0=X+35;YIB0=-100*IB/IP+100
1610 IF COD3=1 THEN LINE(XIC0,YIC0)-(X+35,-100*IC/IP+100);XIC0=X+35;YIC0=-100*IC/IP+100
1620 IF COD4=1 THEN LINE(XE10,YE10)-(X+35,-100*E1/IP+100);XE10=X+35;YE10=-100*E1/IP+100
1630 IF COD5=1 THEN LINE(XE20,YE20)-(X+35,-100*E2/IP+100);XE20=X+35;YE20=-100*E2/IP+100
1640 IF COD6=1 THEN LINE(XE30,YE30)-(X+35,-100*E3/IP+100);XE30=X+35;YE30=-100*E3/IP+100
1650 IF X>=600 THEN BEEP:BEEP:FOR AUX3=1 TO 100000! STEP 1:NEXT AUX3:BEEP:GOTO 1330
1660 RETURN
1670 REM IMPRESSAO DE VALORES INSTANTANEOS DURANTE A SIMULACAO
1680 LPRINT " T(us)"
1690 LPRINT T
1700 LPRINT " E1(V)," E2(V)," E3(V)," IA(A)," IB(A)," IC(A)"
1710 LPRINT E1,E2,E3,IA,IB,IC
1720 LPRINT " I1(A)," I2(A)," I3(A)," I4(A)," VC1(V)," VCF(V)"
1730 LPRINT I1,I2,I3,I4,VC1,VCF
1740 GOTO 1290
1750 REM ALTERACAO DOS PARAMETROS DO REATOR L1 E DOS INDUTORES DE FILTRO LC1 E LCF
1760 L$="N":CLS
1770 LOCATE 2,1:PRINT "CORRENTE NOMINAL DE L1 INL1";INL1
1780 LOCATE 3,1:PRINT "CORRENTE INICIO SATURACAO L1 IIL1";IIL1
1785 IIL1=IIL1/INL1
1790 LOCATE 4,1:PRINT "CORRENTE FIM SATURACAO L1 ISL1";ISL1
1795 ISL1=ISL1/INL1
1797 LISAT=LIN*SL1
1800 LOCATE 5,1:PRINT "VALOR DE L1 COM SATURACAO LISAT";LISAT
1810 LOCATE 6,1:PRINT "CORRENTE NOMINAL DE LC1 INLC1";INLC1
1820 LOCATE 7,1:PRINT "CORRENTE INICIO SATURACAO LC1 IILC1";IILC1
1825 IILC1=IILC1/INLC1
1830 LOCATE 8,1:PRINT "CORRENTE FIM SATURACAO LC1 ISLC1";ISLC1
1835 ISLC1=ISLC1/INLC1
1837 LCISAT=LCIN*SLC1
1840 LOCATE 9,1:PRINT "VALOR DE LC1 COM SATURACAO LCISAT";LCISAT
1850 LOCATE 10,1:PRINT "CORRENTE NOMINAL DE LCF INLCF";INLCF
1860 LOCATE 11,1:PRINT "CORRENTE INICIO SATURACAO LCF IILCF";IILCF
1865 IILCF=IILCF/INLCF
1870 LOCATE 12,1:PRINT "CORRENTE FIM SATURACAO LCF ISLCF";ISLCF
1875 ISLCF=ISLCF/INLCF
1877 LCFSAT=LCFN*SLCF
1880 LOCATE 13,1:PRINT "VALOR DE LCF COM SATURACAO LCFSAT";LCFSAT
1890 LOCATE 15,1:INPUT "DESEJA ALTERAR S/N -- DIGITAR -1 PARA ZERAR VARIÁVEL";D$
1900 IF D$="N" OR D$="n" THEN GOTO 240
1910 LOCATE 2,4:INPUT INL19:IF INL19<>0 THEN INL1=INL19
1920 IF INL19=-1 THEN INL1=0
1930 LOCATE 3,4:INPUT IIL19:IF IIL19<>0 THEN IIL1=IIL19
1940 IF IIL19=-1 THEN IIL1=0
1950 LOCATE 4,4:INPUT ISL19:IF ISL19<>0 THEN ISL1=ISL19
1960 IF ISL19=-1 THEN ISL1=0
→ 1970 LOCATE 5,4:INPUT LISAT9:IF LISAT9<>0 THEN LISAT=LISAT9:SL1=LISAT/LIN
1980 IF LISAT9=-1 THEN LISAT=0
1990 LOCATE 6,4:INPUT INLC19:IF INLC19<>0 THEN INLC1=INLC19
2000 IF INLC19=-1 THEN INLC1=0
2010 LOCATE 7,4:INPUT IILC19:IF IILC19<>0 THEN IILC1=IILC19

```

SBAS.BAS

Wednesday, September 5, 1990 5:12 pm

Page 5

```
2020 IF IILC19=-1 THEN IILC1=0
2030 LOCATE 8,41:INPUT ISLC19:IF ISLC19<>0 THEN ISLC1=ISLC19
2040 IF ISLC19=-1 THEN ISLC1=0
2050 LOCATE 9,41:INPUT LC1SAT9:IF LC1SAT9<>0 THEN LC1SAT=LC1SAT9:SLC1=LC1SAT/LC1N
2060 IF LC1SAT9=-1 THEN LC1SAT=0
2070 LOCATE 10,41:INPUT INLCF9:IF INLCF9<>0 THEN INLCF=INLCF9
2080 IF INLCF9=-1 THEN INLCF=0
2090 LOCATE 11,41:INPUT IILCF9:IF IILCF9<>0 THEN IILCF=IILCF9
2100 IF IILCF9=-1 THEN IILCF=0
2110 LOCATE 12,41:INPUT ISLCF9:IF ISLCF9<>0 THEN ISLCF=ISLCF9
2120 IF ISLCF9=-1 THEN ISLCF=0
2130 LOCATE 13,41:INPUT LCFSAT9:IF LCFSAT9<>0 THEN LCFSAT=LCFSAT9:SLCF=LCFSAT/LCFN
2140 IF LCFSAT9=-1 THEN LCFSAT=0
2150 GOTO 1760
```

APÊNDICE B: OBTENDO ARTIFICIALMENTE A RESPOSTA (a) DA FIGURA 2.10

A resposta (a) da figura 2.10 mostra a clássica¹ (e errônea²) corrente do primário i_1 do circuito da figura 2.9. Neste apêndice é mostrado como se constrói artificialmente esta resposta usando um transformador linear³ com resistência do enrolamento primário R_1 (figura AP_B.1) no circuito retificador. A resistência do enrolamento secundário é considerada incorporada à resistência de carga.

Figura AP_B.1 Retificador de meia-onda com modelo de transformador linear e resistência de enrolamento.

Este modelo é relacionado ao do transformador ideal da figura 2.11(b), exceto por considerar permeabilidade do núcleo μ finita e constante e adicionando resistências de enrolamentos. Com isso mesmo se a corrente do secundário i_2 for nula haverá uma corrente magnetizante i_{mag} fluindo no primário do transformador, com seu valor obtido pela lei de Ampère e calculado de modo similar a (2.5) e (2.6):

$$i_{mag}(t) = i_1(t) = \frac{H(t) \cdot \ell}{N_p} = \frac{B(t) \cdot \ell}{\mu \cdot N_p} = \frac{\phi(t) \cdot \ell}{S \cdot \mu \cdot N_p} \quad (AP_B.1)$$

¹ Conforme encontrado em (BARTON, 2004), (BARBI, 2000), (MÖLTGEN, 1972), (KIMBARK, 1971), (SCHAEFER, 1965).

² A resposta é errônea porque parte da premissa de que o transformador, ideal ou não, não transforma corrente contínua, mas somente corrente variando no tempo, logo a forma de onda da corrente do secundário seria fielmente refletida no primário, exceto pelo valor médio, que no primário seria nulo. Mas se o transformador for ideal ele transforma corrente contínua, conforme deduzido. O transformador real realmente não tem corrente média no primário em regime permanente, mas pode vir a ter corrente com valor médio em um transitório, antes de se atingir saturação do núcleo.

³ Um transformador linear é definido aqui como um transformador sem efeito de saturação do núcleo.

Com isso a corrente de magnetização é proporcional ao fluxo do núcleo, dado por (2,2), e se $v_p(t)$ for senoidal, as formas de onda de $\phi(t)$ e $v_s(t)$ também serão senoidais. De (2.1) e (AP_B.1):

$$v_p(t) = N_p \frac{d\phi}{dt} = \frac{N_p^2 \cdot \mu \cdot S}{\ell} \frac{d \text{imag}(t)}{dt} = L_{\text{mag}} \cdot \frac{d \text{imag}(t)}{dt} \quad (\text{AP_B.2})$$

A corrente imag tem característica indutiva e é representada no modelo elétrico equivalente pela inclusão da indutância Lmag no modelo do transformador ideal.

A corrente do primário do transformador ideal (i_p) tem o mesmo comportamento do modelo descrito no item 2.1.2.1, refletindo fielmente a corrente do secundário (i_s) com a componente de valor médio, portanto imag é senoidal (pois Lmag não satura) mas com um valor médio negativo devido à corrente de carga com valor médio positivo refletida ao primário, resultando em uma corrente total i1 com valor médio nulo em regime permanente.

O circuito da figura Ap_B.1 pode ser simulado inicialmente usando-se o programa PSIM 6.0 Demo (POWERSIM INC, 2003), com os valores $N_p = N_s = 1$ espira, $v_p(t) = e(t) = 1 \cdot \sin(\omega t) \text{ V}$, $\omega = 377 \text{ rad/s}$, $R = 1\Omega$, $R1 = 0.05\Omega$, $R = 1\Omega$, $X_{L\text{mag}} = 20\Omega$. Este caso corresponde grosseiramente a um transformador real, aonde a corrente de magnetização é da ordem de 5% da corrente nominal de carga e a resistência do enrolamento é usualmente da ordem de 5% da impedância nominal da carga.

Figura AP_B.2: Formas de onda de corrente simuladas $i1$ e $i2$ para o circuito do retificador usando o modelo de transformador linear com perdas, $R1 = 0.05\Omega$, $X_{L\text{mag}} = 20\Omega$.

O resultado da corrente i_1 da figura AP_B.2 difere significativamente de todas as alternativas da figura 2.10, como esperado, porque agora o modelo do transformador possui uma indutância de magnetização L_{mag} que não satura. Mas se a corrente de magnetização for artificialmente decrescida, colocando-se o valor da reatância de magnetização em $X_{L_{mag}} = 1000\Omega$, uma resposta similar à alternativa (a) da figura 2.10 é obtida na figura AP_B.3.

Figura AP_B.3: Formas de onda de corrente simuladas i_1 e i_2 para o circuito do retificador usando o modelo de transformador linear com perdas, $R_1 = 0.05\Omega$, $X_{L_{mag}} = 20\Omega$.

O resultado da corrente i_1 da figura AP_B.3 não é realista, porque:

- Não existe transformador com uma reatância de magnetização tão elevada, pois isto não é prático (a seção do núcleo S ou o número de espiras do primário N_p , como definidas por (AP_B.2) atingem valores proibitivos);
- O modelo adotado não tem saturação do núcleo magnético. Em um transformador real a curva de magnetização opera perto do joelho de saturação em condições nominais. Levar o ponto de pico de corrente de magnetização a valores bem abaixo do joelho de saturação é também impraticável para os valores de S ou N_p .

Um ponto notável é que muitas pessoas consideram que o modelo do transformador ideal possui uma reatância de magnetização de valor finito e não saturável, mas sem as perdas do núcleo e de enrolamentos, nem as reatâncias de dispersão. Este modelo está claramente errado, pois o modelo do transformador ideal não possui uma reatância de magnetização externa, conforme foi deduzido no item 2.1.2.1. A inclusão da reatância de magnetização é

feita em um passo posterior da modelagem do transformador, para explicar (modelar) a presença da corrente de magnetização mesmo com o transformador em vazio, por isso sua inclusão prematura no modelo do transformador ideal não é correta.

APÊNDICE C: AVALIAÇÃO DA RESPOSTA DE ESTUDANTES AO PROBLEMA DO TRANSFORMADOR ALIMENTANDO RETIFICADOR DE MEIA ONDA COM CARGA RESISTIVA

Atualmente o modelamento de transformador como apresentado no item 2.1.1 é ministrado no curso de graduação em Engenharia Elétrica da EPUSP, especificamente na ênfase de Energia e Automação Elétricas (EEA), aonde a disciplina PEA2487-Eletrônica de Potência I é ministrada pelo autor, no 7º semestre do curso, com turmas semestrais (mas ministradas uma vez ao ano) de aproximadamente 30 alunos. O assunto é revisto no 10º semestre do curso na disciplina PEA2503- Laboratório de Qualidade de Energia, como uma atividade de simulação computacional em laboratório, ministrado pelo prof. Lourenço Matakas Junior. O assunto também é ministrado no curso de Engenharia Elétrica (EE) da Pontifícia Universidade Católica de São Paulo (PUC-SP) pelo prof. Lourenço, com turmas anuais de cerca de 30 alunos na disciplina de Eletrônica de Potência I no 7º semestre. Duas disciplinas de pós-graduação da EPUSP, PEA5788-Conversores Comutados pela Rede CA, e PEA5726-Conversores Estáticos Modulados em Largura de Pulso (PWM) também introduzem este problema e sua solução a uma audiência diversa de alunos de Mestrado e Doutorado, vindos de escolas de Engenharia Elétrica de todo o Brasil e América Latina.

A avaliação envolveu a apresentação do problema da figura 2.9 e as alternativas da figura 2.10, antes e depois da apresentação da explicação completa (introdução dos modelos de transformadores, do problema e da sua solução). A Tabela 1 apresenta alguns grupos de estudantes apresentados ao problema, incluindo um grupo de alunos de pós-graduação da disciplina PEA5704-Lâmpadas e Conversores Eletrônicos, que não trata deste assunto bem como turmas de outras disciplinas do curso de EE da PUC-SP. A tabela 2 mostra os

resultados percentuais de cada alternativa respondida com justificativa por escrito, para se evitar “chutes” e se detectar má aplicação de conceitos.

Tabela AP_C.1 – Grupos de estudantes avaliados

Grupo	Universidade	Curso	Disciplina	Semestre	Observações
A	PUC-SP	EE	Eletrônica de Potência I	8°	<ul style="list-style-type: none"> - estudantes foram avaliados durante a aula de Eletrônica de Potência - sem conhecimento prévio do assunto - já tiveram Conversão Eletromecânica, mas sem este assunto - estudantes do grupo tiveram liberdade para conversar entre si sobre as alternativas - comentário prévios do professor induziram a resposta correta
B	PUC-SP	EE	Automação e Robótica	10°	<ul style="list-style-type: none"> - estudantes foram avaliados um ano após terem a disciplina Eletrônica de Potência - sem conhecimento prévio do assunto - já tiveram Conversão Eletromecânica, mas sem este assunto - estudantes do grupo tiveram liberdade para conversar entre si sobre as alternativas - professor não deu nenhuma “dica” sobre respostas
C	PUC-SP	EE	Sistemas de Áudio e Vídeo	12°	<ul style="list-style-type: none"> - estudantes foram avaliados dois anos após terem a disciplina Eletrônica de Potência - sem conhecimento prévio do assunto - já tiveram Conversão Eletromecânica, mas sem este assunto - estudantes do grupo tiveram liberdade para conversar entre si sobre as alternativas - professor não deu nenhuma “dica” sobre respostas
D	EPUSP	EEA	Eletrônica de Potência I	8°	<ul style="list-style-type: none"> - conhecimento prévio do assunto (curso de eletrônica de potência) - já tiveram Conversão Eletromecânica, mas sem este assunto
E	EPUSP	EEA	Laboratório de Qualidade de Energia	10°	<ul style="list-style-type: none"> - conhecimento prévio do assunto (curso de eletrônica de potência) - já tiveram Conversão Eletromecânica, mas sem este assunto

Grupo	Universidade	Curso	Disciplina	Semestre	Observações
F	EPUSP	Pós EE	Lâmpadas e Conversores Eletrônicos	Não aplicável	- classe heterogênea
G	EPUSP	Pós EE	Conversores Comutados pela Rede CA	Não aplicável	- conhecimento prévio do assunto no começo do curso (2 meses antes da avaliação)

Tabela AP_C.2 – Resultados para cada grupo de estudantes, referentes às alternativas da figura 2.10.

Grupo	Número de estudantes	Resposta (a)	Resposta (b)	Resposta (c)	Justificativa adequada da resposta
A	9	0%	0%	100%	33.3%
B	8	0%	87.5%	12.5%	37.5%
C	25	0%	4.0%	96,0%	4,0%
D	14	21.4%	28.6%	50,0%	64.3%
E	18	22.2%	16.7%	61.1%	33.3%
F	7	14.3%	14.3%	71.4%	42.8%
G	6	0%	0%	100%	66.7%

Apesar da quantidade limitada de turmas e estudantes avaliada, alguns comentários podem ser feitos sobre os resultados:

- Estudantes que recentemente foram introduzidos ao assunto sabiam a resposta correta, mas tiveram dificuldades para dar a explicação correta;
- Estudantes que foram introduzidos ao assunto a mais de um ano esqueceram a resposta correta e a justificativa;

- Não houve comentários sobre se o transformador é ideal ou não. Respostas (b) e (c) da figura 2.10 foram consideradas igualmente corretas se a justificativa por escrito fosse adequada.

Em geral os estudantes não se mostram preparados para concatenar conceitos de diferentes disciplinas, especialmente se elas estão separadas por algum período de tempo. Este fato é amplificado pelas disciplinas de ambos os cursos de graduação (na EPUSP e PUC-SP) não serem totalmente integradas, à medida em que elas não forcem continuamente os alunos a usar conceitos aprendidos em disciplinas anteriores. Também, ao final do curso, os estudantes ficam focados em disciplinas tecnológicas e não mais em disciplinas com conceitos básicos, e tendem a desprezar “teoria básica” assumindo-as como simples e previamente conhecidas.

O autor e seus associados têm como opinião que este problema em particular e sua solução deveriam ser dados mais precocemente no curso, antes de disciplinas de Eletrônica de Potência, como em Circuitos Elétricos, Eletromagnetismo e Conversão Eletromecânica de Energia. É nestas disciplinas básicas que o conceito de transformador é inicialmente introduzido, e o conceito inicial de diodo retificador pode ser dado como “caixa preta” ou em disciplinas básicas paralelas de Eletrônica. Disciplinas posteriores de Eletrônica de Potência, mais ao final do curso, poderiam então somente relembrar o problema e reforçar a resposta correta.

APÊNDICE D: DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS DE UM TRANSFORMADOR MONOFÁSICO ATRAVÉS DOS TESTES EM VAZIO E CURTO-CIRCUITO COM AUXÍLIO DE COMPUTADOR

Este apêndice foi extraído e adaptado de (MONTEIRO, 2011).

Foi implementado um programa no ambiente do *software* MATLAB (MATWORKS, 2011) para a automatização da determinação dos parâmetros do transformador linear e cálculos da curva de fluxo concatenado, com base nos dados adquiridos e tratados digitalmente a partir dos ensaios clássicos de curto-circuito e em aberto (MASSACHUSETTS INSTITUTE OF TECHNOLOGY, 1943).

A. Ensaio de curto circuito

A figura AP_D.1 mostra a montagem do ensaio de curto-circuito implementada.

Neste ensaio o ramo paralelo (de magnetização e perdas do núcleo) pode ser ignorado e os resultados representam, portanto a impedância série Z_L , referenciada ao lado ensaiado (primário da figura AP_D.1)¹. Uma fonte de tensão variável é necessária para ajustar a tensão de entrada V_{SC} até que a corrente medida i_{SC} se iguale à corrente nominal do enrolamento. Estes dados são então registrados por um osciloscópio digital para posterior processamento no ambiente do *software* MATLAB.

A resistência CC dos enrolamentos é obtida, caso não seja fornecida pelo fabricante, aplicando-se tensão contínua nos terminais do transformador por meio de uma fonte controlada e medindo-se a corrente obtida. A tensão contínua é utilizada, pois assim não se computa a indutância das bobinas.

¹ A escolha do lado ensaiado (ou do lado curto-circuitado) é arbitrária e depende da conveniência devida aos equipamentos disponíveis usados.

Figura AP_D.1. Montagem do ensaio de curto circuito. Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).

O tratamento dos dados em ambiente MATLAB segue a seguinte ordem:

Inicialmente os *offsets* das medidas de tensão e corrente são calculados e subtraídos. As medidas em regime permanente não devem conter componentes CC. Se tais componentes aparecem nas medidas, elas foram geradas na aquisição dos sinais e devem ser eliminadas². Uma vez que a frequência de amostragem é conhecida, o número de amostras por ciclo N_A é calculado e o *offset* é dado por:

$$\text{offset} = \frac{1}{N_A} \sum_{k=1}^{N_A} \xi(k) \quad (\text{AP_D.1})$$

onde $\xi(k)$ é a k-ésima amostra de tensão ou corrente³.

1. Para obtenção dos parâmetros na frequência fundamental é necessário eliminar componentes harmônicas que podem estar presentes na tensão de alimentação e na corrente medida. Desta forma, é aplicada a função FFT (Transformada rápida de Fourier) de modo a obter somente os componentes fundamentais de tensão e corrente (I_1 , V_1) e seus respectivos ângulos (θ_{i1} , θ_{v1}). Desta forma a impedância de dispersão total Z_L , o fator de deslocamento $\cos \theta$ e, portanto, a resistência e reatância de dispersão total, respectivamente R_L e X_L , são calculados por:

$$Z_L = V_1 / I_1 \quad (\text{AP_D.2})$$

² As pontas de corrente efeito Hall empregadas nas medidas experimentais podem gerar *offsets* nas correntes adquiridas, assim como o ajuste do zero de referência das medidas de tensão.

³ Note que desta forma considera-se que somente um ciclo da rede CA é amostrado para a obtenção dos parâmetros desejados. Na implementação do programa, como se sabe a taxa de amostragem, a janela capturada no osciloscópio digital, que não deve ter um número inteiro de ciclos da rede, é arbitrariamente “cortada” pelo programa para que se tenha uma um número inteiro de ciclos da rede para processamento.

$$\cos \theta = \cos(\theta_{VI} - \theta_{II}) \quad (\text{AP_D.3})$$

$$R_L = Z_L \cdot \cos(\theta) \quad (\text{AP_D.4})$$

$$X_L = \sqrt{Z_L^2 - R_L^2} \quad (\text{AP_D.5})$$

2. Considerando que a reatância de dispersão é igualmente distribuída entre o primário e secundário refletido ao primário, tem-se:

$$X_{LP} = X'_{LS} = X_L/2 \quad (\text{AP_D.6})$$

$$L_{LP} = X_{LP}/2\pi f \quad (\text{AP-D.7})$$

3. Definindo-se a relação de transformação como $TR = N_s/N_p$ (obtida dos dados de placa pela relação das tensões V_s/V_p ⁴), onde N_s é o número de espiras do secundário e N_p , do primário, os parâmetros de dispersão relacionados ao secundário são:

$$X_{LS} = X_{LP} \cdot (TR)^2 \quad (\text{AP_D.8})$$

$$L_{LS} = X_{LS}/2\pi f \quad (\text{AP_D.9})$$

4. Se as densidades de corrente nos enrolamentos primário e secundário forem iguais, a relação entre as resistências CC será igual ao quadrado da relação de transformação:

⁴ O cálculo da relação V_s/V_p pode ser feita pelos dados de placa ou pela medição das tensões de entrada e saída em vazio, uma vez que a relação dos dados de placa normalmente é dada em carga nominal, já levando em consideração a queda de tensão série. Esta diferença entre dados de placa e medidos fica mais relevante em transformadores de pequeno porte, que têm resistências de enrolamento significativas. Não havendo impedimento, é preferível se realizar a medição.

$$\frac{R_{LSDC}}{R_{LPDC}} \cong TR^2 \quad (AP_D.10)$$

onde R_{LSDC} é a resistência CC do secundário e R_{LPDC} , do primário.

5. Por simplicidade, as razões entre as resistências do primário e do secundário, são consideradas iguais em CA e em CC. As resistências dos enrolamentos são, considerando os efeitos pelicular e de proximidade, apenas na frequência fundamental (frequência da medição), portanto separadas da seguinte forma:

$$\frac{R_{LP}}{R_{LPDC}} = \frac{R_{LP} + R_{LS}/TR^2}{R_{LPDC} + R_{LSDC}/TR^2} = \frac{R_L}{R_{LPDC} + R_{LSDC}/TR^2} \Rightarrow (AP_D.11a)$$

$$R_{LP} = \frac{R_L \cdot R_{LPDC}}{R_{LPDC} + R_{LSDC}/TR^2} \quad (AP_D.11b)$$

$$R_{LS}' = R_L - R_{LP} \Rightarrow R_{LS} = (R_L - R_{LP}) \cdot TR^2 \quad (AP_D.12)$$

onde R_{LS}' representa a resistência do secundário referida ao primário.

6. O resultado final do teste de curto-circuito é resumido pelas impedâncias do lado de baixa (primário) e lado da alta (secundário), respectivamente Z_{LP} e Z_{LS} , dadas por:

$$Z_{LP} = R_{LP} + jX_{LP} \quad (AP_D.13)$$

$$Z_{LS} = R_{LS} + jX_{LS} \quad (AP_D.14)$$

B. Ensaio em aberto

A montagem implementada no ensaio em aberto está disposta na figura AP_D.2. Nela, o lado do secundário é mantido em aberto e são adquiridas as medidas de tensão e corrente nos terminais do enrolamento primário, alimentado por uma fonte de tensão variável. A fonte de tensão inicialmente é ajustada para fornecer a tensão nominal do enrolamento primário.

Figura AP_D.2. Montagem do ensaio em aberto. Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).

1. Do mesmo modo que no ensaio em curto, os *offsets* das medidas (níveis CC gerados na aquisição) são calculados e subtraídos das medidas originais:

$$\text{offset} = \frac{1}{N_A} \sum_{k=1}^{N_A} \xi(k) \quad (\text{AP_D.1}),$$

onde N_A é o número de amostras e $\xi(k)$ é a k -ésima amostra de tensão ou corrente.

2. Em seguida, encontra-se a tensão de magnetização $v_M(t)$ a partir da estimativa da queda de tensão no ramo de dispersão relacionado ao primário, já encontrada no teste de curto-circuito, e da corrente medida, $i(t)$:

$$v_M(t) = v(t) - R_{LP} \cdot i(t) - L_{LP} \cdot \frac{di(t)}{dt} \quad (\text{AP_D.15})$$

3. O cálculo da fórmula AP_D.16 é de difícil implementação prática pela presença de elemento derivativo em uma grandeza medida, que é naturalmente contaminada por ruído, e portanto contém componentes de alta frequência. A aplicação de derivada implicaria em amplificação destas componentes indesejadas, por isso foi implementada uma função derivada modificada $D'(s)$, com a inclusão de um pólo na função de transferência da derivada $D(s)$, com os diagramas de Bode da figura AP_D.3:

Figura AP_D.3. Função derivada modificada. Figura retirada de (MONTEIRO, 2011).

A função derivada modificada $D'(s)$ representa um filtro expresso por:

$$D'(s) = \frac{g \cdot s}{s + \omega_d} \quad (\text{AP_D.16})$$

onde ω_d é a frequência de corte, expressa em radianos por segundo (rad/s). A condição que garante ganho unitário $g = 1$ na frequência fundamental ω_0 é:

$$g = \frac{\sqrt{\omega_0^2 + \omega_d^2}}{\omega_0} \quad (\text{AP_D.17})$$

4. Esta função de transferência dada em AP_D.16 é válida para cálculos em tempo contínuo, por isso a mesma é discretizada no *software* utilizando transformada bilinear. Em seguida, a corrente de magnetização (aquela que efetivamente está presente na indutância de magnetização), é calculada por:

$$i_M(t) = i(t) - i_{RM}(t) \quad (\text{AP_D.18})$$

O termo $i_{RM}(t)$ representa as perdas do ramo paralelo (histerese e Foucault) de $i_M(t)$ e portanto é dado por:

$$i_{RM}(t) = \frac{v_M(t)}{R_M} \quad (\text{AP_D.19})$$

onde R_M é um elemento resistivo que modela as perdas do núcleo. R_M é um elemento de natureza não linear, mas neste algoritmo seu valor é considerado fixo e estimado por:

$$R_M = \frac{v_{MRMS}^2}{P_M} = \frac{\frac{1}{T} \int_0^T v_M^2(t) dt}{\frac{1}{T} \int_0^T v_M(t) \cdot i_{RM}(t) dt} \quad (AP_D.20)$$

onde P_M é a potência média dissipada em R_M .

Como é assumido que toda a potência ativa no ramo de magnetização é consumida na resistência de perdas de magnetização, P_M pode ser calculado utilizando-se a corrente medida $\hat{i}$ da entrada do transformador:

$$P_M = \left(\frac{1}{N_A} \sum_{k=1}^{N_A} v_M(k) i(k) \right) \quad (AP_D.21)$$

5. O fluxo concatenado pode ser calculado pela lei de Faraday:

$$v_M(t) = N \cdot \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad (AP_D.22)$$

6. A discretização de (4.23) é realizada via transformada bilinear e resulta em:

$$N \cdot \Phi(k) = N \cdot \Phi(k-1) + [v_M(k-1) + v_M(k)] \cdot \frac{T_s}{2} \quad (AP_D.23)$$

onde T_s representa o período de amostragem.

Desta forma a relação fluxo concatenado versus corrente de magnetização, $N\Phi \times i_M$ pode ser estabelecida, e serve para estabelecer os parâmetros do indutor não linear L_M . Na implementação proposta no capítulo 2 a função desejada deve ser expressa como $i_M = f(N\Phi)$ e não do modo usual $N\Phi = f(i_M)$.

APÊNDICE E: DESCRIÇÃO GRÁFICA DOS ALGORITMOS DE PLL BASEADOS NA SEQUÊNCIA POSITIVA DA REDE CA

Este apêndice foi extraído e adaptado de (MATAKAS JR. et al., 2006).

E.1. Introdução

Phase-Locked Loops (PLL) são métodos para obtenção de sincronismo de sinais, tradicionalmente utilizados em sistemas de comunicação, automação, instrumentação e controle. Com o desenvolvimento de equipamentos baseados em eletrônica de potência aplicados a sistemas de potência, tais como Restauradores Dinâmicos de Tensão (CHANGJIANG ZHAN et al., 2001) ou Filtros Ativos (MARAFAÃO et. al., 2004), algoritmos de PLL passaram a ser amplamente empregados, já que há necessidade de sincronizar a tensão ou corrente sintetizada pelo conversor com a tensão de rede CA.

Em sistemas trifásicos, é importante que o sincronismo seja efetuado com a componente de sequência positiva da tensão, geralmente em 60Hz, já que esta é a componente de interesse do ponto de vista de geração, transmissão ou consumo de potência. Portanto, o PLL apresentado deve garantir que a amplitude, a frequência e a fase da sequência positiva sejam obtidas de forma precisa mesmo quando a tensão da rede apresentar distorção harmônica ou desbalanços.

O algoritmo mais simples de implementação de um PLL é baseado na detecção do cruzamento por zero da tensão (CHANGJIANG ZHAN et al., 2001), (ARRUDA; SILVA; FILHO, 2001). Entretanto, este método não é efetivo para sistemas que apresentem distorções de forma de onda de modo a afetar o cruzamento por zero, como é o caso dos sistemas de potência (JARDINI et al., 2005). Para eliminar esta restrição, algoritmos de PLL baseados no produto escalar de dois vetores são propostos na literatura. A figura AP_E.1 mostra a estrutura básica deste tipo de PLL para um sistema trifásico. Diferentemente de (SARMA; MAHARANA; AGARWAL, 2003), (CHANGJIANG ZHAN et al., 2001), (COSTA; ROLIM; AREDES, 2003), este PLL é apresentado com a estrutura convencional de um sistema de controle em malha fechada, como em (MARAFAÃO et. al., 2004), (ARRUDA; SILVA; FILHO, 2001) e (KAURA; BLASKO, 1997).

O objetivo de controle do sistema ilustrado é fazer com que o resultado do produto escalar entre os vetores instantâneos do sinal de PLL $\vec{V}_{pll}$ e tensão de rede $\vec{V}$ seja nulo, ou seja, que estes vetores sejam perpendiculares entre si. O sinal de erro é a entrada de um controlador, geralmente do tipo Proporcional Integral (PI), cuja saída é o erro de frequência angular para funcionar como referência do Oscilador Trifásico Controlado por Tensão (VCO – *Voltage Controlled Oscillator*) (MARAFÃO et. al., 2004), (KAURA; BLASKO, 1997), (COSTA; ROLIM; AREDES, 2003) e (CHANGJIANG ZHAN et al., 2001). A planta é composta pelo VCO e por um detector de fase. O detector de fase, baseado em produto escalar, tem o sinal de saída enviado a um filtro passa-baixas, de modo a eliminar componentes harmônicas do resultado do produto escalar.

Figura AP_E.1 Estrutura básica do PLL trifásico.

A descrição dos algoritmos em sua maioria é baseada na teoria de potência instantânea (AKAGI; OGASAWARA; HYOSUNG KIM, 1999) com utilização das transformações de Clarke e Park, como em (COSTA; ROLIM; AREDES, 2003), (CHANGJIANG ZHAN et al., 2001), (KAURA; BLASKO, 1997) e (ARRUDA; SILVA; FILHO, 2001). (MARAFÃO et. al., 2004), por outro lado, analisa o mesmo tipo de PLL por meio do conceito de produto escalar e ortogonalidade. Este apêndice apresenta uma abordagem gráfica para explicar o PLL descrito em (MARAFÃO et. al., 2004), também aplicável aos demais métodos de implementação acima citados.

Alguns autores consideram que a ação de filtragem do sinal resultante do produto escalar é realizável pelos integradores do sistema em malha fechada a partir do ajuste de ganhos do PI, ou seja, $G_{FPB}(s) = 1$ (CHANGJIANG ZHAN et al., 2001), (KAURA; BLASKO, 1997), (ARRUDA; SILVA; FILHO, 2001), (MARAFÃO et. al., 2004) e (COSTA; ROLIM; AREDES, 2003). Neste apêndice foi utilizado um filtro passa-baixa de primeira ordem além do controlador do tipo PI. A seleção dos parâmetros frequência de corte do filtro

e ganhos do controlador PI também é discutida e ao final, resultados de simulação e experimentais para os casos de afundamentos, desequilíbrio e distorções harmônicas da tensão de rede são apresentados, de modo a validar o modelo proposto.

E.2. Descrição do algoritmo de PLL

E.2.1. Vetores espaciais: definição e notação adotada

Dadas as tensões instantâneas de rede $v_a(t)$, $v_b(t)$ e $v_c(t)$, e uma **base ortonormal** formada pelos vetores $\vec{a}$, $\vec{b}$ e $\vec{c}$, define-se o vetor espacial das tensões de rede como (NABAE; TANAKA, 1996)¹ na equação (AP_E.1):

$$\vec{V} = v_a(t) \cdot \vec{a} + v_b(t) \cdot \vec{b} + v_c(t) \cdot \vec{c} \quad (\text{AP_E.1})$$

O valor instantâneo da tensão de sequência zero $v_0(t)$ é dado por (AP_E.2):

$$v_0(t) = \frac{v_a(t) + v_b(t) + v_c(t)}{\sqrt{3}} \quad (\text{AP_E.2})$$

Se $v_0(t) = 0$, $v_a(t) + v_b(t) + v_c(t) = 0$ define o plano $\alpha\beta$ da figura AP-E.2. Para um sistema trifásico a três fios, o vetor $\vec{V}$ encontra-se neste plano. É conveniente utilizar a base $\vec{\alpha}, \vec{\beta}, \vec{0}$, onde as componentes perpendiculares entre si $\vec{\alpha}, \vec{\beta}$ pertencem ao plano e $\vec{0}$ é ortogonal ao plano. A componente $\vec{\alpha}$ é paralela à projeção de $\vec{a}$ sobre o plano $\vec{\alpha}, \vec{\beta}$. A relação entre as coordenadas do vetor $\vec{V}$ na bases **abc** e **$\alpha\beta 0$** é dada por (AKAGI; OGASAWARA; HYOSUNG KIM, 1999) na equação (AP_E.3).

$$\begin{bmatrix} v_0(t) \\ v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} = \underbrace{\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix}}_T \cdot \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (\text{AP_E.3})$$

¹ Em (NABAE; TANAKA, 1996) a definição do vetor espacial e o desenvolvimento do artigo é feito para um sistema trifásico a três fios.

Figura AP_E.2. Sistemas de coordenadas abc e $\alpha\beta 0$

A equação (AP_E.3) é uma transformação de ortogonalidade ($T^{-1} = T^T$), na qual o módulo e a posição relativa entre os vetores $\vec{V}_{abc}$ e $\vec{V}_{\alpha\beta 0}$ mostram-se inalterados ao realizar a transformação de um sistema de coordenadas para o outro. Neste apêndice utilizam-se as transformações de coordenadas de modo a apresentar o algoritmo de PLL de forma mais didática. Entretanto, deve-se ressaltar que este algoritmo é implementado com grandezas escalares no sistema **abc** sem necessidade de transformação de coordenadas.

Um conjunto de tensões de harmônicas de sequência positiva de ordem h $v_{ha}^+(t), v_{hb}^+(t), v_{hc}^+(t)$ produz um vetor $\vec{V}_h^+$ no plano (α, β) de amplitude $\sqrt{3/2} \cdot V_h^+$ que gira no sentido anti-horário com velocidade $h\omega$ (figura AP_E.3(A)). No sistema **abc**, $\vec{V}_h^+$ é definido por (AP_E.4):

$$\vec{V}_h^+(t) = \begin{bmatrix} v_{ha}^+(t) \\ v_{hb}^+(t) \\ v_{hc}^+(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_h^+ \cdot \cos(\omega \cdot h \cdot t + \phi_h^+) \\ V_h^+ \cdot \cos(\omega \cdot h \cdot t + \phi_h^+ - 2\pi/3) \\ V_h^+ \cdot \cos(\omega \cdot h \cdot t + \phi_h^+ + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{AP}_E.4)$$

Um conjunto de tensões de harmônicas de sequência negativa de ordem h $v_{ha}^-(t), v_{hb}^-(t), v_{hc}^-(t)$ produz um vetor $\vec{V}_h^-$ no plano α, β de amplitude $\sqrt{3/2} \cdot V_h^-$ que gira no sentido horário com velocidade $h\omega$ (figura AP_E.3(B)). No sistema **abc**, $\vec{V}_h^-$ é definido por (AP_E.5):

Figura AP_E.3. Projeção do vetor espacial da tensão de rede. (A) Harmônicas de seqüência positiva. (B) Harmônicas de seqüência negativa.

$$\vec{V}_h^-(t) = \begin{bmatrix} v_{ha}^-(t) \\ v_{hb}^-(t) \\ v_{hc}^-(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_h^- \cdot \cos(\omega \cdot h \cdot t + \phi_h^-) \\ V_h^- \cdot \cos(\omega \cdot h \cdot t + \phi_h^- - 2\pi/3) \\ V_h^- \cdot \cos(\omega \cdot h \cdot t + \phi_h^- + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{AP_E.5})$$

Um conjunto de tensões de harmônicas de seqüência zero de ordem h $v_{ha}^0(t), v_{hb}^0(t), v_{hc}^0(t)$ produz um vetor $\vec{V}_h^0$, sempre normal ao plano α, β e, portanto paralelo ao eixo $\vec{0}$ com amplitude variável e freqüência $h\omega$. No sistema abc , $\vec{V}_h^0$ é definido por (AP_E.6):

$$\vec{V}_h^0(t) = \begin{bmatrix} v_{ha}^0(t) \\ v_{hb}^0(t) \\ v_{hc}^0(t) \end{bmatrix} = V_h^0 \cdot \cos(\omega \cdot h \cdot t + \phi_h^0) \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{AP_E.6})$$

E.2.2. Análise do produto escalar

Na figura AP_E.1, o bloco VCO produz um conjunto de três sinais senoidais $v_{plla}(t), v_{pllb}(t), v_{pllc}(t)$ na freqüência fundamental $\omega_p = \omega$, associadas ao vetor $\vec{V}_{pll}^+$ de (AP_E.7):

$$\vec{V}_{pll}^+(t) = \begin{bmatrix} v_{plla}^+(t) \\ v_{pllb}^+(t) \\ v_{pllc}^+(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{pll}^+ \cdot \cos(\omega_p \cdot t + \phi_{pll}) \\ V_{pll}^+ \cdot \cos(\omega_p \cdot t + \phi_{pll} - 2\pi/3) \\ V_{pll}^+ \cdot \cos(\omega_p \cdot t + \phi_{pll} + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{AP_E.7})$$

Fazendo-se o produto escalar de $\vec{V}_{pll}^+$ com o vetor $\vec{V}$ (figura AP_E.4) associado às tensões de rede $v_a(t), v_b(t), v_c(t)$, obtém-se (AP_E.8), desenvolvido em (AP_E.9):

$$\vec{V}_{pll}^+ \cdot \vec{V} = \vec{V}_{pll}^+ \cdot \left(\vec{V}_1^+ + \vec{V}_1^- + \vec{V}_1^0 + \sum_2^N \vec{V}_h^+ + \sum_2^N \vec{V}_h^- + \sum_2^N \vec{V}_h^0 \right) \quad (\text{AP_E.8})$$

$$\vec{V}_{pll}^+ \cdot \vec{V} = \underbrace{\vec{V}_{pll}^+ \cdot \vec{V}_1^+}_{\text{I}} + \underbrace{\vec{V}_{pll}^+ \cdot \vec{V}_1^-}_{\text{II}} + \underbrace{\vec{V}_{pll}^+ \cdot \vec{V}_1^0}_{\text{III}} + \underbrace{\sum_2^N \vec{V}_{pll}^+ \cdot \vec{V}_h^+}_{\text{IV}} + \underbrace{\sum_2^N \vec{V}_{pll}^+ \cdot \vec{V}_h^-}_{\text{V}} + \underbrace{\sum_2^N \vec{V}_{pll}^+ \cdot \vec{V}_h^0}_{\text{VI}} \quad (\text{AP_E.9})$$

Em (AP_E.9), as parcelas III e VI que englobam as componentes de sequência zero da tensão de rede são sempre nulas, pois os vetores $\vec{V}_1^0$ e $\sum_2^N \vec{V}_h^0$ são perpendiculares a $\vec{V}_{pll}^+$. A parcela I corresponde ao produto escalar de vetores síncronos defasados de $\delta = \phi_1^+ - \phi_{pll}$:

$$\vec{V}_{pll}^+ \cdot \vec{V}_1^+ = |\vec{V}_{pll}^+| \cdot |\vec{V}| \cdot \cos(\delta) \quad (\text{AP_E.10})$$

Figura AP_E.4. Produto Escalar de $\vec{V}_{pll}^+$ com $\vec{V}$

As parcelas II, IV e V correspondem ao produto escalar de vetores com velocidade relativa não nula, resultando em um valor instantâneo não nulo com média zero em um período da rede. O filtro passa-baixas da figura AP_E.1 encarrega-se de atenuar estas parcelas. Em particular, para a parcela II, a frequência relativa entre os vetores é de 2ω , correspondente à menor frequência que o filtro deve atenuar.

E.2.3. Condições para o sincronismo do PLL

Para o PLL da figura AP_E.1, o controlador $G_c(s)$ deve forçar o produto escalar $\vec{V}_{pll}^+ \cdot \vec{V} = 0$, o que resulta em $\vec{V}_{pll}^+ = \vec{V}_{pll\perp}^+$, no qual o vetor $\vec{V}_{pll\perp}^+$ está atrasado de 90° em relação a $\vec{V}_1^+$. Como a maioria das aplicações requer um vetor em fase com a sequência positiva da rede, obtém-se $\vec{V}_{pll//}^+$ adiantando-se $\vec{V}_{pll\perp}^+$ de 90° (figura AP_E.5(A)).

Figura AP_E.5. Condições de Sincronismo (A) Em sincronismo (B) PLL atrasado (C) PLL adiantado (D) Pontos de Equilíbrio

Se $\vec{V}_1^+$ ficar adiantado em relação a $\vec{V}_{pll}^+$ (figura AP_E.5(B)), $\delta > 90^\circ$, o valor médio de $\vec{V}_{pll}^+ \cdot \vec{V}$ será negativo. Conseqüentemente, o valor do erro $e(t)$ na figura AP_E.1 é positivo, resultando em incremento da frequência do VCO, de modo a acelerar $\vec{V}_{pll}^+$ e corrigir a defasagem. Por outro lado, se $\vec{V}_1^+$ ficar atrasado, a mesma análise é válida e $\vec{V}_{pll}^+$ irá desacelerar (figura AP_E.5(C)). Portanto, nota-se que $\delta = 90^\circ$ é um ponto de equilíbrio estável. Se $\delta = 270^\circ$ ou $\delta = -90^\circ$, tem-se um ponto de equilíbrio instável (figura AP_E.5(D)).

E.2.4. Modelagem da planta

O valor médio de $y(t)$ na fig. 1 é dado por (AP_E.11):

$$y(t) = \left| \vec{V}_{pll}^+(t) \right| \cdot \left| \vec{V}_1^+(t) \right| \cdot \cos(\delta) \quad (\text{AP_E.11})$$

Linearizando (AP_E.11) em torno do ponto de operação $\delta = +\pi/2$ e considerando $\vec{V}_{pll}^+(t)$ unitário, tem-se (AP_E.12):

$$y(t) \cong \frac{3}{2} \vec{V}_1^+(t) \cdot \left(\frac{\pi}{2} - \delta \right) \quad (\text{AP_E.12})$$

Desenvolvendo a expressão $\delta = \phi_1^+ - \phi_{pll}$, tem-se (AP_E.13):

$$\delta = [\phi_1^+(t_0) - \phi_{pll}(t_0)] + \int [\omega(t) - \omega_p(t)] \cdot dt \quad (\text{AP_E.13})$$

onde $\phi_1^+(t_0)$, $\phi_{pll}(t_0)$ são os valores iniciais de defasagem da tensão de sequência positiva e do sinal de PLL, respectivamente. Substituindo (AP_E.13) em (AP_E.12) resulta (AP_E.14):

$$y(t) = \frac{3}{2} \mathbf{V}_1^+(t) \cdot \left\{ \underbrace{\left[\frac{\pi}{2} + \phi_1^+(t_0) - \phi_{pll}(t_0) \right]}_I + \int [\omega(t) - \omega_p(t)] \cdot dt \right\} \quad (\text{AP_E.14})$$

Desprezando-se o *offset* representado pela parcela I de (AP_E.14), a planta é representada por um integrador com ganho $\frac{3}{2} \mathbf{V}_1^+(t)$. Na análise a seguir, o ganho é normalizado tomando-se como base $\frac{3}{2} \mathbf{V}_{1\text{NOM}}^+$, onde $\mathbf{V}_{1\text{NOM}}^+$ é a tensão nominal de rede. Nos casos em que ocorrem desequilíbrios, afundamentos ou elevações de tensão o valor do ganho e conseqüentemente da saída do detector de fase são afetados. O modelo linearizado é mostrado na figura AP_E.6.

Figura AP_E.6. Modelo linear da planta

E.2.5. Determinação dos parâmetros do sistema em malha fechada

A função de transferência do controlador PI é dada por (AP_E.15):

$$G_{PI}(s) = k_p \cdot \left(1 + \frac{1}{\tau_i \cdot s} \right) = k_p + \frac{k_I}{s} \quad (\text{AP_E.15})$$

A função de transferência $G_{FPB}(s)$ do filtro passa-baixas é:

$$G_{FPB}(s) = \left(\frac{1}{\tau \cdot s + 1} \right) \quad (\text{AP_E.16})$$

A largura de banda do filtro limita a banda total do sistema em malha fechada, não permitindo que frequências acima desta estejam presentes. O projeto do filtro passa-baixas é baseado na determinação do valor do desvio de frequência $\Delta\omega$. Supondo que a frequência de entrada do PLL seja $\omega_1 = \omega_0 + \Delta\omega$ e a frequência de saída do VCO seja ω_0 , tem-se na entrada do filtro a frequência $\omega_1 - \omega_0 = \Delta\omega$, que não deve ser rejeitada e a frequência

$\omega_1 + \omega_0 = 2\omega_0 + \Delta\omega$, a ser atenuada. Para isto deve-se ter um filtro passa-baixas com a banda de passagem Ω_p dada por (AP_E.17), e uma banda de rejeição Ω_R dada por (AP_E.18):

$$\Delta\omega \leq \Omega_p \ll 2 \cdot \omega_0 + \Delta\omega \quad (\text{AP_E.17})$$

$$\Delta\omega \ll \Omega_R \leq 2\omega_0 + \Delta\omega \quad (\text{AP_E.18})$$

A função de transferência do sistema em malha fechada é:

$$G(s) = \left(\frac{s \cdot k_p + k_i}{\tau \cdot s^3 + s^2 + s \cdot k_p + k_i} \right) \quad (\text{AP_E.19})$$

Considerando que o pólo do filtro passa-baixas é muito mais lento que os outros dois pólos, ou seja τ é muito pequeno, a equação (AP_E.19) pode ser reescrita como:

$$G(s) = \frac{2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2} \quad (\text{AP_E.20})$$

onde $\omega_n^2 = k_i$ (AP_E.21) e $2\xi\omega_n = k_p$ (AP_E.22). Os ganhos do controlador podem ser selecionados por alocação de pólos ou critérios de otimização como *ITAE* (COSTA; ROLIM; AREDES, 2003) ou Ótimo Simétrico (KAURA; BLASKO, 1997). Ao selecionar os valores de ω_n e ξ determina-se automaticamente os valores de k_p e k_i através de (AP_E.21) e (AP_E.22). Geralmente como um compromisso entre a estabilidade e a velocidade de resposta do PLL escolhe-se $\xi = \sqrt{2}/2 \approx 0,707$ (SARMA; MAHARANA; AGARWAL, 2003). O valor de ω_n deve ser menor ou igual à frequência de corte do filtro passa-baixas implementado (Ω_p), já que a largura de banda do PLL em malha fechada é limitada por esta frequência. Quanto maior ω_n , menor o tempo de resposta do controlador PI. Nos casos de variações de tensão de curta duração o PLL não deve rastrear a tensão de rede, a qual pode apresentar saltos de fase. Assim, projeta-se o sistema em malha fechada de modo que a resposta dinâmica seja lenta.

Na implementação digital o Controlador PI e o filtro passa-baixas devem ser discretizados, por exemplo por meio da transformação bilinear. Além disso, no PI deve ser incluída a ação de anti-*windup* para evitar saturação da parte integral. A frequência de amostragem $f_s = 1/T_s$ é mantida constante.

E.3. Resultados de Simulação

O algoritmo foi simulado no MATLAB® com os parâmetros da tabela 1 para os casos A, B e C descritos a seguir. Os resultados encontram-se nas figuras AP_E.7 a AP_E.9, respectivamente e mostram que nos três casos ocorre a sincronização.

- Caso A: Variação de frequência de 61Hz para 59Hz.
- Caso B: Rede 60Hz com afundamento trifásico para 50% da amplitude unitária da fundamental, 20% de 5ª harmônica.
- Caso C: Rede 60Hz com afundamento monofásico para 50% da amplitude unitária da fundamental, 20% de 5ª harmônica, amplitudes desbalanceadas.

Tabela AP_E.1. PLL – Parâmetros de simulação.

Parâmetro	Valores
$\Delta\omega$	4π rad/s
Ω_P	4π rad/s
k_I	0.04 (rad/s) ²
ω_n ¹	0.2 rad/s
k_P	0.28 rad/s
ξ	0.707
T_A	100μ s

¹ No caso A, $\omega_n = 2$ rad/s para possibilitar melhor visualização do comportamento do PLL

Figura AP_E.7. Caso A - Tensão de rede (Superior, Vermelho). Sinal VPLL// (Superior Azul). Frequência (Inferior Azul)

Figura AP_E.8. Caso B - PLL, simulação. Fase A – Tensão de rede (superior, vermelho) e sinal de PLL (superior, azul). Fase B – Tensão de rede (inferior, verde) e sinal de PLL (inferior, magenta).

Figura AP_E.9. Caso C - Tensões de rede (Verde, Ciano, Amarelo). Sinais VPLL// (Azul, Vermelho, Violeta).

E.4. Resultados Experimentais

Os resultados experimentais foram obtidos através de uma montagem composta por um gerador trifásico de sinais que permite a variação de frequência do sinal, inclusão de harmônicas e desequilíbrio de tensão (KOMATSU; GIARETTA; MATAKAS JR, 2005). O algoritmo foi implementado em Processador Digital de Sinais (DSP) EZ-KIT-ADSP-21992 da Analog Devices.

As figuras AP_E.10 a AP_E.12 mostram os resultados obtidos para os casos A, B e C (descritos no item E.3) com os parâmetros da tabela AP_E.1, e comprovam o sincronismo nos três casos.

Figura AP_E.10. Caso A - Tensões de rede (Violeta, Vermelho) e sinais VPLL// (Verde, Azul) – Fase A (Superior), Fase B (Inferior). Escalas: 20ms, 1V/div

Figura AP_E.11. Caso B - PLL, experimental. Fase A – Tensão de rede (superior, vermelho) e sinal de PLL (superior, azul). Fase B – Tensão de rede (inferior, verde) e sinal de PLL (inferior, magenta). Escalas: 5ms/div, 1V/div.

Figura AP_E.12. Caso C - Tensões de rede (Violeta, Vermelho) e sinais VPLL// (Verde, Azul)– Fase A (Superior), Fase B (Inferior). Escalas: 5ms, 1V/div

E.5. Conclusões deste apêndice

Este apêndice apresentou uma abordagem gráfica para explicar algoritmos de *Phase-Locked Loop* (PLL) baseados na extração da componente de sequência positiva e no conceito de produto escalar, aplicável a diferentes implementações. Resultados de simulação e experimentais foram apresentados, de modo a validar o modelo proposto.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS¹

ABDULSALAM, S.G.; XU, W.; NEVES, W.L.A; LIU, X. Estimation of Transformer Saturation Characteristics From Inrush Current Waveforms. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Piscataway, v.21, n.1, p.170-177, Jan.2006. doi: 10.1109/TPWRD.2005.859295.

AGELIDIS, V.G.; JOOS, G. On applying graph theory toward a unified analysis of three-phase PWM inverter topologies. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 28., Seattle, 1993. **PESC'93 Record**. Piscataway: IEEE, 1993, p.408-415. doi: 10.1109/PESC.1993.471963.

AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. Variação de tensão de curta duração. In: _____. **Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional –PRODIST. Módulo 8 – Qualidade da energia elétrica (Revisão 2)**. Brasília, 2011. cap. 7, p.26-29. Disponível em: < http://www.aneel.gov.br/arquivos/PDF/Modulo8_Revisao_2.pdf >. Acesso em 19 de maio de 2011.

AHN, S.U.; JARDINI, J.A.; MASUDA, M.; SILVA, F.A.T.; COPELIOVITCH, S.; MATAKAS, L.; KOMATSU, W.; ORTIZ, M.G.F.; CAMARGO, J.; ZANETTI, E.R. Mini-DVR-dynamic voltage restorer with functions of reactive compensation and active harmonic filter. In: LATIN AMERICA TRANSMISSION AND DISTRIBUTION CONFERENCE AND EXPOSITION, São Paulo, 2004. **Conference Records...** Piscataway: IEEE, p.845-852. doi: 10.1109/TDC.2004.1432492.

AKAGI, H.; OGASAWARA, S.; HYOSUNG KIM. The theory of instantaneous power in three-phase four-wire systems: a comprehensive approach. In: INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 34., Phoenix, 1999. **Conference Record**. Piscataway: IEEE, v.1, p.431-439. doi: 10.1109/IAS.1999.799991.

AMERICAN NATIONAL STANDARDS INSTITUTE. **SEMI F47-0706**: Specification for Semiconductor Processing Equipment Voltage Sag Immunity. San Jose, 2006, 10p.

¹ De acordo com a Associação Brasileira de Normas Técnicas. NBR 6023.

ARAI, J.; IBA, K.; FUNABASHI, T.; NAKANISHI, Y.; KOYANAGI, K.; YOKOYAMA, R. Power electronics and its applications to renewable energy in Japan. **IEEE Circuits and Systems Magazine**, Piscataway, v.8, n.3, p.52-66, 2008. doi: 10.1109/MCAS.2008.928420.

ARRUDA, L.N., SILVA, S.M., FILHO, B.J.C. . PLL structures for utility connected systems, In: INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 36. Chicago, 2001. **Conference Record**. Piscataway: IEEE, v.4, p.2655-2660. doi: 10.1109/IAS.2001.955993.

BARBI, I. **Eletrônica de Potência**. 3rd ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2000. 408p.

BARTON, T.H. **Rectifiers Cycloconverters and AC Controllers**. 1st ed. Oxford: Clarendon Press, 1994. 720p. ISBN 978-0198561637.

BATARSEH, I. **Power Electronics Circuits**. 1st ed. New York: John Wiley & Sons, 2004. 574p. ISBN 0471126624.

BENCHAITA, L.; SAADATE, S.; SALEM NIA, A. A comparison of voltage source and current source shunt active filter by simulation and experimentation. **IEEE Transactions on Power Systems**, Piscataway, v.14, n.2, p.642-647, May 1999. doi: 10.1109/59.761892.

BERTELE, H. VON; GRASL, H. Anomalies in Converter Transformer Operation. **Direct Current**, London, p. 203-214. Aug. 1962.

BIERHOFF, M.H.; FUCHS, F.W. Active Damping for Three-Phase PWM Rectifiers With High-Order Line-Side Filters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v.56, n.2, p.371-379, Feb. 2009. doi: 10.1109/TIE.2008.2007950.

BIERHOFF, M.; FUCHS, F.W.; PISCHKE, S. Theoretical output current spectra of three phase current source converters. In: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS, 11., Dresden, 2005. **EPE'95...** Dresden: EPE, 2005. 9p. ISBN 90-75515-0-5. doi: 10.1109/EPE.2005.219444

BIN WU; DEWAN, S.B.; SLEMON, G.R. PWM-CSI inverter for induction motor drives. . **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v.28, n.1, p.64-71, Jan/Feb. 1992. doi: 10.1109/28.120202.

BIRD, B.M.; KING, K.G.; PEDDER, D.A.G. **An Introduction on Power Electronics**. 2nd ed. Chichester: John Wiley & Sons, 1993. 374p., ISBN 0-471-92616-7.

BLAABJERG, F.; ZHE CHEN; KJAER, S.B. Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v.19, n. 5, p.1184-1194, Sept.2004. doi: 10.1109/TPEL.2004.833453.

BLAKESLEY, T.H. A new electrical theorem. **Proceedings of the Physical Society of London**, London, v.13, n.1, p.65-67, 1894. doi: 10.1088/1478-7814/13/1/307.

BOLLEN, M.H.J. **Understanding Power Quality Problems. Voltage Sags and Interruptions**. New York: Wiley-IEEE Press, 1999. 672p. ISBN 978-0470546840.

BOWES, S.R.; MOUNT, M.J. Microprocessor control of PWM inverters. **IEE Proceedings B: Electric Power Applications**, London v.128, n.6, p.293-305, Nov. 1981. doi: 10.1049/ip-b:19810053.

BRUMSICLE, W.E.; LUCKJIFF, G.A.; SCHNEIDER, R.S.; DIVAN, D.M.; MCGRANAGHAN, M.F. Dynamic Sag Correctors: Cost-Effective Industrial Power Line Conditioning. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v.37, n.1, p.212-217, Jan/Feb. 2001. doi: 10.1109/28.903150.

BURIAN JR., Y; LYRA, A.C.C. **Circuitos Elétricos**. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2006. 302p., ISBN85-7605-072-2.

BUSO, S.; MATTAVELLI, P. **Digital Control in Power Electronics**. 1st ed. San Rafael: Morgan & Claypool, 2006, 151p. ISBN 978-1598291124

BUSTOS, O.H. Aritmética de Ponto Flutuante e Análise de Erros. **Matemática Universitária**, São Paulo, n.13, p.65-82, junho 1991. Disponível em <http://www.rmu.sbm.org.br/Conteudo/n13/n13_Artigo04.pdf>. Acesso em 02 de julho de 2011.

CHANGJIANG ZHAN; FITZER, C.; RAMACHANDARAMURTHY, V.K.; ARULAMPALAM, A.; BARNES, M.; JENKINS, N. Software phase-locked loop applied to dynamic voltage restorer (DVR). In: POWER ENGINEERING SOCIETY WINTER MEETING, 2001. **Records...** Piscataway: IEEE: 2001, v.3, p.1033-1038. doi: 10.1109/PESW.2001.917210.

CONSEIL INTERNATIONAL DES GRANDS RÉSEAUX ÉLECTRIQUES. **CIGRE**

TB412: Voltage Dip Immunity of Equipment and Installations. Paris, 2010. 249p. ISBN 978-2-85873-099-5. Disponível em: <http://www.uie.org/webfm_send/371>. Acesso em 21 de maio de 2011.

COSTA, D.R., JR.; ROLIM, L.G.B.; AREDES, M. Analysis and software implementation of a robust synchronizing circuit PLL circuit. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, Rio de Janeiro, 2003. **ISIE 2003**. Piscataway: IEEE: 2003, v.2, p.292-297. doi: 10.1109/ISIE.2003.1267261.

DAHONO, P.A.; KATAOKA, T.; SATO, Y. Dual relationships between voltage-source and current-source three-phase inverters and its applications. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND DRIVE SYSTEMS, Singapore, 1997. **Proceedings...** Piscataway: IEEE: 1997, v.2, p.559-565. ISBN 0-7803-3773-5. doi: 10.1109/PEDS.1997.627422.

DOMMEL, H. W. Digital computer solution of electromagnetic transients in single- and multiphase networks. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, Piscataway, v.88, n.4, p.388-399, Apr.1969. doi: 10.1109/TPAS.1969.292459.

ELECTRICAL POWER RESEARCH INSTITUTE. Appendix B: Industrial load bank test fixture. In: CHARACTERIZING THE IMPACT OF POWER QUALITY ON PROGRAMMABLE LOGIC CONTROLLER WITH AND WITHOUT POWER-CONDITIONING DEVICES. **Consultant Report**, Palo Alto: EPRI, 2000, 137p. p.B1-B5. Disponível em: <http://www.energy.ca.gov/reports/2003-09-15_500-03-059C.PDF>. Página visitada em 22 de maio de 2011.

EPRI SOLUTIONS. **Voltage Sag Generator Porto SagSM Model # PS200-3P-T**. 2006. Disponível em: <<http://f47testing.epri.com/PortoSag-200-3P-T.pdf>> Acesso em 22 de maio de 2011.

ERICKSON, R.W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 2nd ed. New York: Springer, 2001. 773p. ISBN 978-0792372707.

ERICKSON, R.W. **Fundamentals of Power Electronics**. 1st ed. New York: Chapman & Hall, 1997a. 773p. ISBN 0-412-08541-0.

ERICKSON, R.W. Three-Phase Rectifiers Operating in CCM. In: _____. **Fundamentals of Power Electronics**. 1st ed. New York: Chapman & Hall, 1997b. 773p. ch.17.5.2. p.611-615. ISBN 0-412-08541-0.

ERICSEN, T. Power Electronic Building Blocks-a systematic approach to power electronics. In: POWER ENGINEERING SOCIETY SUMMER MEETING, 2000. **Records...** Piscataway: IEEE:, v.2, p.1216 – 1218. doi: 10.1109/PESS.2000.867553.

ERICSEN, T.; HINGORANI, N.; KHERSONSKY, Y. PEBB - Power Electronics Building Blocks from Concept to Reality. In: PETROLEUM AND CHEMICAL INDUSTRY CONFERENCE, 2006. **Record of Conference Papers**. Piscataway, IEEE, 2006, p.1-7. doi: 10.1109/PCICON.2006.359706.

FANGXING LI; WEI QIAO; HONGBIN SUN; HUI WAN; JIANHUI WANG; YAN XIA; ZHAO XU; PEI ZHANG. Smart Transmission Grid: Vision and Framework. **IEEE Transactions on Smart Grid**, Piscataway, v.1. n.2, p.168-177, Sept.2010. doi: 10.1109/TSG.2010.2053726.

FARUQUE, M.O.O.; DINAVAHI, V. Hardware-in-the-Loop Simulation of Power Electronic Systems Using Adaptive Discretization. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v.57, n.4, p.1146-1158, Apr.2010. doi: 10.1109/TIE.2009.2036647.

FISHER, M.J. **Power Electronics**. 1st ed. Boston: PSW-KENT Publishing Company, 1991. 512p., ISBN 978-0534983857.

GALASSI, M.; GIARETTA, A. R.; OLIVEIRA, M. A.; MARTINZ, F. O.; MASUDA, M.; AHN, S. U.; JARDINI, J. A.; MATAKAS JR, L.; KOMATSU, W.; CAMARGO, J., Reference Generation and PLL in a Dynamic Voltage Restorer Prototype: Implementation and Tests. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON HARMONICS AND QUALITY OF POWER, 13., Cascais, 2006. **Proceedings of the XII ICHQP**, Piscataway: IEEE, 2006, p.1-7.

GOLE, A.M. Electromagnetic transient simulation of power electronic equipment in power systems: challenges and solutions. In: POWER ENGINEERING SOCIETY GENERAL MEETING, Quebec, 2006. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2006, v.1, 6p. doi: 10.1109/PES.2006.1709562.

HAMMOND, P.W. A new approach to enhance power quality for medium voltage AC drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v.33, n.1, p.202-208, Jan/Feb 1997. doi: 10.1109/28.567113.

HART, D.W. **Introduction to Power Electronics**. 1st ed. Upper Saddle River: Prentice Hall, 1997. 418p. ISBN 0-02-351182-6.

HICKOK, H.N.; WICKISER, M.R. The gate-turn-off thyristor: a breakthrough for the retrofit of existing induction motors from fixed to adjustable speed. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v.25, n.3, p.523-532, May/June 1989. doi: 10.1109/28.31224.

HINGORANI, N.; GYUGYI, L. **Understanding FACTS: Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems**. 1st ed. New York: Wiley-IEEE Press, 1999. 452p. ISBN 978-0470546802.

HOSODA, H.; PEAK, S. Multi-level converters for large capacity motor drive. . In: INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS CONFERENCE, Sapporo, 2010. **Proceedings...** Tokyo: The Institute of Electrical Engineers of Japan, 2010, v.1, p.516-522. doi: 10.1109/IPEC.2010.5543240.

IMAIE, K.; TSUKAMOTO, O.; NAGAI, Y. Control strategies for multiple parallel current-source converters of SMES system. . **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v.15, n.2, p.377-385, March 2000. doi: 10.1109/63.838111.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. **IEEE Standard 519-1992: Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems**. Piscataway, 1993. 101p.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. **P1668/D1M Draft, IEEE standard draft, revision 1M: Recommended Practice for Voltage Sag and Interruption Ride-Through Testing for End Use Electrical Equipment Less than 1,000 volts**, Piscataway, 2009a. 48p.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS. **IEEE Standard 1159-2009: Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality**. Piscataway, 2009b. 91p.

INTERNATIONAL ELECTROTECNICAL COMISSION. **Standard 61000-4-11**: Voltage dips, short interruptions and voltage variations immunity tests. Geneva, 1997. 28p.

JARDINI, J.A.; KOMATSU, W.; MATAKAS JUNIOR, L.; AHN, S.U.; MARTINZ, F.O.; SILVA, F.A.T.; CAMARGO, J.; GALASSI, M.; OLIVEIRA, M.A.; COPELIOVITCH, S.; MASUDA, M.; LIMA, E.G.; ZANETTI, E.R. Implementação e testes alfa da geração de referencia e controle em um protótipo de Restaurador Dinâmico de Tensão. In: SEMINÁRIO BRASILEIRO SOBRE QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA, 4., Belém, 2005. **Anais do VI SBQEE**. Belém: SBQEE: 2005, p.205–212.

JAUCH, T.; KARA, A.; RAHMANI, M.; WESTERMANN, D. Power quality ensured by dynamic voltage correction. **ABB Review**, v.4, p.25-36, 1998. Disponível em: <[http://www05.abb.com/global/scot/scot271.nsf/veritydisplay/e05334ef727b37cec1256ec30026e935/\\$File/25-36.pdf](http://www05.abb.com/global/scot/scot271.nsf/veritydisplay/e05334ef727b37cec1256ec30026e935/$File/25-36.pdf)>. Acesso em 04 maio 2011.

KANG, Y.; LAVERS, J.D. Power electronics simulation: current progress and future development. In: WORKSHOP ON COMPUTERS IN POWER ELECTRONICS, 4., Quebec, 1994., **Conference Records...** Piscataway: IEEE, 1994, v.1, p.169-174. doi: 10.1109/CIPE.1994.396721.

KASSAKIAN, J.G.; SCHLECHT, M.F.; VERGHESE, G.C. **Principles of Power Electronics**, Reading: Addison-Wesley, 1991 (reprinted with corrections, 1992). 738p. ISBN 0-201-09689-7.

KAURA, V.; BLASKO, V. Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v.33, n.1, p.58-63, Jan/Feb 1997. doi: 10.1109/28.567077.

KELIANG ZHOU; DANWEI WANG. Relationship Between Space-Vector Modulation and Three-Phase Carrier-Based PWM: A Comprehensive Analysis. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v.49, n.1, p.186-196, Feb 2002. doi: 10.1109/41.982262.

KIMBARK, E.W. **Direct Current Transmission**. New York: Wiley-Interscience, 1971, v.1. 508p. ISBN 0-471-47580-7.

KOLAR, J.W.; ERTL, H.; ZACH, F.C. Analysis of the duality of three phase PWM converters with DC voltage link and DC current link. In: INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL MEETING, San Diego, 1989. **Conference Record...** Piscataway, IEEE, 1989, v.1, p.724-737. doi: 10.1109/IAS.1989.96729.

KOMATSU, W. **Conversores ressonantes e metodologias de controle para fornos de indução**. 1992. 110f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 1992.

KOMATSU, W. **Conversores auto-comutados aplicados em derivações de sistemas de transmissão de corrente contínua e alta tensão**. 1998. 123f + apêndices. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 1998.

KOMATSU, W.; GIARETTA, A.R.; OLIVEIRA, M.A.; MONTEIRO, T.C.; GALASSI, M.; AHN, S.U.; MATAKAS, L.; BORMIO, E.; CAMARGO, J.; JARDINI, J.A. Micro-DVR - A development platform for DVR and FACDS. In: IEEE TRANSMISSION AND DISTRIBUTION CONFERENCE AND EXPOSITION, Chicago, 2008. **Conference Records...** Piscataway, IEEE, 2008, p.1-7. doi: 10.1109/TDC.2008.4517086.

KOMATSU, W.; GIARETTA, A.R.; MATAKAS JR., L. A Didactic Microcontrolled Three-Phase Signal Generator, In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, 8., Recife, 2005. **COBEP 2005 - Anais**. Florianópolis: Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, 2005, v.1, p.169-174.

KOMATSU, W.; MATAKAS JR, L. A Didactic Comparison of Space-Vector PWM and Carrier-Based PWM with Optimal Zero-Sequence Injection. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, 8., Recife, 2005. **COBEP 2005 - Anais**. Florianópolis: Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, 2005. v.1. p.175–181.

LAMOREE, J.; MUELLER, D.; VINETT, P.; JONES, W. Voltage sag analysis case studies. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v. 30, n. 4, p.1083-1089, Jul/Aug 1994. doi: 10.1109/28.297926.

LAURITZEN, P.O. Simulation and modeling for power electronics. In: IEEE WORKSHOP ON COMPUTERS IN POWER ELECTRONICS, 1988. **Conference Records...** Piscataway: IEEE, 1998, v.1, p.37-42. doi: 10.1109/CIPE.1988.202628.

LDS TEST AND MEASUREMENT. **Vision XP Portable Data Acquisition System**. 2005. Disponível em: <http://www.gouldgnsistemi.it/img/prodotti/LDS-Nicolet_Vision_XP.pdf>. Página visitada em 22 de maio de 2011.

LEI, X.; LERCH, E.; POVH, D.; RUHLE, O. A large integrated power system software package-NETOMAC. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER SYSTEM TECHNOLOGY, 1998. **Proceedings POWERCON '98**. Piscataway: IEEE, 1998, v.1, p.17-22. doi: 10.1109/ICPST.1998.728605.

LOURENÇO, E.A.C.; KOMATSU, W.; MATAKAS JR., L.; KAISER, W. A common error in the determination of AC primary transformer current waveforms in one-way half-wave rectifiers. In: INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS CONFERENCE, Niigata, 2005,. **Proceedings...** Tokyo: The Institute of Electrical Engineers of Japan, 2005, v.1, p.958-964.

MANITOBA HVDC RESEARCH CENTRE. **PSCAD®/EMTDC™ Power Systems Simulation Software**, Manitoba, 2011. Disponível em: <<https://pscad.com/products/pscad/>>. Acesso em 04 maio 2011.

MARAFÃO, F. P.; DECKMAN, S. M.; POMÍLIO, J. A.; MACHADO, R. Q. A Software-Based PLL Model: Analysis and Applications, In: BRAZILIAN AUTOMATIC CONTROL CONFERENCE, 11., Gramado, 2004. **CBA 2004 Proceedings...** Florianópolis: CBA, v.1, p.67-72.

MARAFÃO, F.P., COLON, D., JARDINI, J.A., KOMATSU, W., MATAKAS JR., L., GALASSI, M., AHN, S.U., BÓRMIO JR, E., CAMARGO, J., MONTEIRO, T. C., OLIVEIRA, M.A. Multiloop Controller and Reference Generator for a Dynamic Voltage Restorer Implementation. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON HARMONICS AND QUALITY OF POWER, 13., Wollongong, 2008. **ICHQP 2008 Conference Records**. Piscataway: IEEE, p.1-6. doi: 10.1109/ICHQP.2008.4668857

MASSACHUSETTS INSTITUTE OF TECHNOLOGY. **Magnetic circuits and transformers**. New York, John Wiley, 1943. Tenth printing, Nov. 1955. 718p.

MASUDA, M., KOMATSU, W., AHN, S.U., JARDINI, J.A., MATAKAS JR, L., SILVA, F.A.T., COPELIOVITCH, S., MARTINZ, F.O., GALASSI, M., OLIVEIRA, M.A., CAMARGO, J., LIMA, E.G. Desenvolvimento de Restauradores Dinâmicos de Tensão de

Baixa Potência. In: CONGRESSO DE INOVAÇÃO TECNOLÓGICA EM ENERGIA ELÉTRICA, 3., Florianópolis, 2005. **CITENEL 2005 - Anais**. Florianópolis: Tractebel Energia/ANEEL, v.1. p.1-6.

MATAKAS JR, L; JUNQUEIRA, A.D.; KOMATSU, W. Digital implementation of three-phase Rectifier with deadbeat controller. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, 6., Florianópolis, 2001. **COBEP 2001 - Anais**. Florianópolis: Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, 2001. v.1. p.229-234.

MATAKAS JR, L; KOMATSU, W. Using Duality Properties to Develop Hysteresis Based, Voltage Controllers for a Current Source Converter. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, 6., Florianópolis, 2001. **COBEP 2001 - Anais**. Florianópolis: Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, 2001. v.1. p.323-328.

MATHWORKS. **MATLAB®**. Natick, 2011. Disponível em <<http://www.mathworks.com/products/matlab/>>. Acesso em 29 maio 2011.

MELHORN, C.J.; DAVIS, T.D.; BEAM, G.E. Voltage sags: their impact on the utility and industrial customers. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v.34, n.3, p.549-558, May/June 1998. doi: 10.1109/28.673725.

MIDDLEKAUFF, S.W.; COLLINS, E.R., JR. System and customer impact: considerations for series custom power devices. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Piscataway, v.13, n.1, p.278-282, Jan. 1998. doi: 10.1109/61.660890.

MILLER, T.J.E., **Reactive Power Control in Electric Systems**. 1st ed. New York: Wiley-Interscience, 1982. 381 p. ISBN 978-0471869337.

MÖLTGEN, G. **Line Commutated Thyristor Converters**. Berlin-Munich: Siemens Aktiengesellschaft (ISBN 3-8009-1112-4) and London: Pitman Publishing (ISBN 0-273-31882-9). 357p. 1972.

MOHAN, N.; UNDELAND, T.M.; ROBBINS, W.P. **Power Electronics: Converters, Applications and Design**. 3rd ed. New York, John Wiley & Sons, Inc. 2003a. 802p. ISBN 0-471-22693-9.

MOHAN, N.; UNDELAND, T.M.; ROBBINS, W.P. Basic concepts of switch-mode inverters. In:_____. **Power Electronics: Converters, Applications and Design**. 3rd ed. New York, John Wiley & Sons, Inc. 2003b. 802p. ch.8-2. p.202-210. ISBN 0-471-22693-9.

MOHAN, N.; UNDELAND, T.M.; ROBBINS, W.P. Single phase inverters. In:_____. **Power Electronics: Converters, Applications and Design**. 3rd ed. New York, John Wiley & Sons, Inc. 2003c. 802p. ch.8-3. p.211-225. ISBN 0-471-22693-9.

MOHAN, N.; UNDELAND, T.M.; ROBBINS, W.P. Three phase inverters. In:_____. **Power Electronics: Converters, Applications and Design**. 3rd ed. New York, John Wiley & Sons, Inc. 2003d. 802p. ch.8-4. p.225-236. ISBN 0-471-22693-9.

MONTEIRO, T. C., GALASSI, M., GIARETTA, A.R., OLIVEIRA, M.A., MARTINZ, F.O., BORGES, W. M., MASUDA, M., AHN, S.U., JARDINI, J.A., MATAKAS JR, L., KOMATSU, W., CAMARGO, J. Desenvolvimento e Implementação de Soluções FACDS no Sistema da CPFL – FACDS “Flexible Alternating Current Distribution Systems”. In: CONGRESSO DE INOVAÇÃO TECNOLÓGICA EM ENERGIA ELÉTRICA, 4., Araxá, 2007. **CITENEL 2007 – Anais**. Belo Horizonte: CEMIG/ANEEL, 2007. v.1. p.1–9.

MONTEIRO, T.C.; GALASSI, M.; TERRAZAS, T.M.; MARAFAO, F.P.; MATAKAS, L.; KOMATSU, W. Development of a DC-DC converter for DC bus voltage control of series connected device. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, 10., Bonito, 2009. **COBEP 2009 - Anais**. Florianópolis: Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, 2009. p.472-478. doi: 10.1109/COBEP.2009.5347685.

MONTEIRO, T.C.; MARTINZ, F.O.; MATAKAS, L.; KOMATSU, W.; Transformer operation at deep saturation: Model and parameters determination. In: INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS CONFERENCE, Sapporo, 2010. **Proceedings...** Tokyo: The Institute of Electrical Engineers of Japan, 2010, p. 2390-2397. doi: 10.1109/IPEC.2010.5543631.

MONTEIRO, T.C. **Proposta de modelo e método para determinação dos parâmetros de transformadores operando em saturação**. 2011. 110f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2011. Edição revisada.

NABAE, A.; TANAKA, T. A new definition of instantaneous active-reactive current and power based on instantaneous space vectors on polar coordinates in three-phase circuits.

IEEE Transactions on Power Delivery, Piscataway, v.11, n.3, p.1238-1243, July 1996. doi: 10.1109/61.517477.

NEVES, W.L.A.; DOMMEL, H.W. On Modelling Iron Core Nonlinearities. **IEEE**

Transactions on Power Systems, Piscataway, v. 8, n. 2, p. 417 – 425, May 2003. doi: 10.1109/59.260845.

NIELSEN, J.G.; BLAABJERG, F. A detailed comparison of system topologies for dynamic voltage restorers. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v. 41, n.5, p.1272-1280, Sep./Oct. 2005. doi: 10.1109/TIA.2005.855045.

NIELSEN, J.G.; NEWMAN, M.; NIELSEN, H.; BLAABJERG, F. Control and testing of a dynamic voltage restorer (DVR) at medium voltage level. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v. 19, n. 3, p. 806-813, May 2004. doi: 10.1109/TPEL.2004.826504

PAICE, D.A. **Power Electronics Converter Harmonics: Multipulse Methods for Clean Power**. 1st ed. Piscataway: IEEE Press, 1996. 202p. ISBN 0-7803-1137-X.

POWERSIM INC. **PSIM User's Guide Version 6.0**, Woburn, 2003. Disponível em:

<http://scutpe.100steps.net/Downloads/PSIM60/PSIM%206.0%20User%20Manual_EN.pdf>.

Acesso em: 13 Jan. 2011.

PÓ, W.; KAISER, W.; KOMATSU, W. Harmonic instability in channel induction furnaces induced by static converters. In: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS, 4., Firenze, 1991. **Proceedings...** Firenze: EPE, 1991, v.1, p.247-251.

PRAVEEN, J.; MUNI, B.P.; VENKATESHWARLU, S.; MAKTHAL, H.V. Review of dynamic voltage restorer for power quality Improvement. In: INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY ANNUAL CONFERENCE, 30, Pusan, 2004, **Conference Record**, Piscataway: IEEE, 2004, v.1, p.749-754. doi: 10.1109/IECON.2004.1433408.

PUTTGEN, H.B.; MACGREGOR, P.R.; LAMBERT, F.C., Distributed generation: Semantic hype or the dawn of a new era? **IEEE Power and Energy Magazine**, Piscataway, v.1, n.1, p.22-29, Jan./Feb.2003. doi: 10.1109/MPAE.2003.1180357.

RAMSHAW, R.S. **Power Electronics Semiconductor Switches**. 2nd ed. London: Chapman & Hall, 1993. 472p. ISBN 978-0412288708.

RASHID, M.H.; **Power Electronics: Circuits, Devices and Applications**. 2nd ed.. New Jersey: Prentice Hall, 1993. 702p. ISBN 0-13-678996-X .

RASHID, M.H. **Power Electronics: Circuits, Devices and Applications**. 3rd ed. New Jersey: Prentice Hall, 2004, 912p. ISBN 978-0131011403.

RODRIGUES, A.J.; DE MIRANDA, R.D.; GALASSI, M.; MATAKAS, L.; KAISER, W.; KOMATSU, W. Power Converter for a High Pressure Discharge Lamp Evaluation Experimental Apparatus.. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, 10., Bonito, 2009. **COBEP 2009 - Anais**. Florianópolis: Sociedade Brasileira de Eletrônica de Potência, 2009. p.260-264. doi: 10.1109/COBEP.2009.5347667.

RODRIGUES, A.J. **Estudo comparativo de estratégias de controle para inversores de fontes ininterruptas de energia**. 2010. 128f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Escola Politécnica, Universidade de São Paulo, São Paulo, 2011. Edição revisada.

ROUTIMO, M.; SALO, M.; TUUSA, H. Comparison of Voltage-Source and Current-Source Shunt Active Power Filters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v.22, n.2, p.636-643, March 2007. doi: 10.1109/TPEL.2006.8900005.

RUDNICK, H.; DIXON, J.; MORAN, L. Delivering clean and pure power. **IEEE Power and Energy Magazine**, Piscataway, v.1, n.5, p.32-40, Sept./Oct.2003. doi: 10.1109/MPAE.2003.1231689.

SARMA, S.; MAHARANA, P.K.; AGARWAL, V.K. Phase-locked loop design for flexible mode tracking. In: CONFERENCE ON CONVERGENT TECHNOLOGIES FOR ASIA-PACIFIC REGION, Bangalore, 2003. **TENCON 2003**. Piscataway: IEEE, 2003, v.4, p.1277-1283. doi: 10.1109/TENCON.2003.1273121.

SCHAEFER, J. **Rectifier Circuits: Theory and Design**. New York: John Wiley and Sons, 1965. 347p. Library of Congress Catalog Card Number: 65-12703.

SHEPHERD, W.; ZHANG, L. **Power Converter Circuits**. 1st ed. New York: Marcel Dekker, 2004. 554p. ISBN 978-0824750541.

SOFT SWITCHING TECHNOLOGIES CORP. (Middleton, WI, USA). Deepakraj M.Divan; Glen Luckjiff; Robert Schneider; William E. Brumsickle; William R. Kranz. **Dynamic Voltage Sag Correction**. US 6118676, 4 Nov. 1999, 12 Sept. 2000.

STEIMER, P.K. Power electronics building blocks - a platform-based approach to power electronics. In: POWER ENGINEERING SOCIETY GENERAL MEETING, 2003. **Records...** Piscataway: IEEE, v.3, p.1360-1365. doi: 10.1109/PES.2003.1267349.

SULLIVAN, M.J.; VARDELL, T.; JOHNSON, M.. Power interruption costs to industrial and commercial consumers of electricity. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v.33, p.1448-1458, Nov/Dec 1997. doi: 10.1109/28.649955.

THORBORG, K. **Power Electronics**. 1st ed. New York: Prentice Hall, 1988. 504 p. ISBN 0-13-686593-3.

TSIKALAKIS, A.G.; HATZIARGYRIOU, N.D. Centralized Control for Optimizing Microgrids Operation. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, Piscataway, v. 23. n.1, p.241-248, Mar.2008. doi: 10.1109/TEC.2007.914686.

UNIVERSIDADE DE SÃO PAULO, EXPERTISE ENGENHARIA, COMPANHIA PAULISTA DE FORÇA E LUZ. Wilson Komatsu, Josué de Camargo, Se Um Ahn, Edilson Bormio Junior, Thiago Costa Monteiro, Fernando Ortiz Martinz, Lourenço Matakas Junior, Mauricio Galassi, Marco Antonio de Oliveira, Antonio Ricardo Giaretta, José Antonio Jardini. **Micro dispositivo restaurador dinâmico de tensão**. BR n. PI0809054-8 A2, 01 dez. 2009, 19 out. 2010. Disponível em: http://worldwide.espacenet.com/publicationDetails/originalDocument?CC=BR&NR=PI0809054A2&KC=A2&FT=D&date=20101019&DB=EPODOC&locale=en_EP>. Acesso em: 04 maio 2011.

VAIRAMOHAN, B., KOMATSU, W., GALASSI, M., MONTEIRO, T.C., DE OLIVEIRA, M.A., AHN, S.U., MATAKAS JR., L., MARAFÃO, F.P., BORMIO JR., E., CAMARGO, J. MCGRANAGHAN, M. F., JARDINI, J.A. Technology assessment for power quality mitigation devices - Micro-DVR case study. **Electric Power Systems Research**, Amsterdam, v.81, p.1215-1226, 2011. doi: 10.1016/j.epsr.2011.01.014.

VITHAYATHIL, J. **Power Electronics: Principles and Applications**. 1st ed. New York: McGraw-Hill, 1995. 632p. ISBN 978-0070675551.

YUN WEI LI. Control and Resonance Damping of Voltage-Source and Current-Source Converters With LC Filters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v. 56. n.5, p.1511-1521, May.2009. doi: 10.1109/TIE.2008.2009562.