



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
“JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
Campus de Ilha Solteira

UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA “JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
FACULDADE DE ENGENHARIA
CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA

LUCIANO DE SOUZA DA COSTA E SILVA

MODELAGEM DINÂMICA E CONTROLE DO COMPENSADOR SÉRIE *TCSC*
PARA UTILIZAÇÃO EM SISTEMAS DE DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA
ELÉTRICA

Ilha Solteira

2017



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
“JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
Campus de Ilha Solteira

LUCIANO DE SOUZA DA COSTA E SILVA

**MODELAGEM DINÂMICA E CONTROLE DO COMPENSADOR SÉRIE TCSC
PARA UTILIZAÇÃO EM SISTEMAS DE DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA
ELÉTRICA**

Tese apresentada à Faculdade de Engenharia
do Campus de Ilha Solteira – UNESP como
parte dos requisitos para a obtenção do título
de Doutor em Engenharia Elétrica.
Especialidade: Automação

Prof. Dr. Falcondes José Mendes de Seixas.
Orientador

Prof. Dr. Dionízio Paschoareli Júnior.
Coorientador

Ilha Solteira

2017

FICHA CATALOGRÁFICA

Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

- S586m Silva, Luciano de Souza da Costa e.
Modelagem dinâmica e controle do compensador série TCSC para utilização em sistemas de distribuição de energia elétrica / Luciano de Souza da Costa e Silva. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2017
211 f. : il.
- Tese (doutorado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2017
- Orientador: Falcondes José Mendes de Seixas
Co-orientador: Dionízio Paschoareli Júnior
Inclui bibliografia
1. FACTS. 2. TCSC. 3. Sistemas de distribuição. 4. Afundamentos de tensão. 5. Controle digital. 6. Integradores generalizados de segunda ordem.

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO DA TESE: MODELAGEM DINÂMICA E CONTROLE DO COMPENSADOR SÉRIE TCSC
PARA UTILIZAÇÃO EM SISTEMAS DE DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA
ELÉTRICA

AUTOR: LUCIANO DE SOUZA DA COSTA E SILVA

ORIENTADOR: FALCONDES JOSE MENDES DE SEIXAS

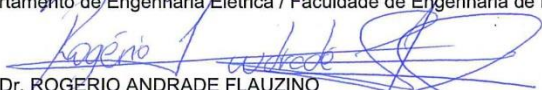
COORDENADOR: DIONIZIO PASCHOARELI JUNIOR

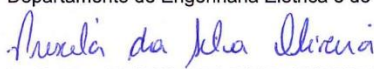
Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de Doutor em ENGENHARIA
ELÉTRICA, área: AUTOMAÇÃO pela Comissão Examinadora:


Prof. Dr. FALCONDES JOSE MENDES DE SEIXAS
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. JEAN MARCOS DE SOUZA RIBEIRO
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. GUILHERME DE AZEVEDO E MELO
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. ROGERIO ANDRADE FLAUZINO
Departamento de Engenharia Elétrica e de Computação / Universidade de São Paulo/São Carlos


Profa. Dra. PRISCILA DA SILVA OLIVEIRA
Departamento de Engenharia Elétrica / Fundação Universidade Federal do Tocantins

Ilha Solteira, 23 de fevereiro de 2017

*À minha família, em especial aos meus pais
Brasílio e Clarice, pelo amor puro que sempre
dedicaram a mim.*

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais Brasília Alvimar da Costa e Silva e Clarice Aparecida de Souza e Silva pelo apoio e carinho oferecido em todos os momentos, pelo exemplo de força e coragem que sempre representaram para mim; foram o espelho e a fonte de energia para superar toda e qualquer dificuldade encontrada neste caminho.

À minha namorada Andressa Helena Melo Costa pelo amor e pelo companheirismo. Ainda nos momentos mais difíceis, sempre representou para mim a fonte de felicidade e a motivação para a busca dos objetivos.

Aos meus irmãos Gabriel de Souza da Costa e Silva e Lilian Maria da Costa e Silva pela amizade e o companheirismo dedicados.

Ao Prof. Dr. Falcondes José Mendes de Seixas por todo ensinamento, incentivo, confiança, serenidade e orientação.

Ao Prof. Dr. Dionízio Paschoareli Júnior pela coorientação no projeto, pelos ensinamentos e pela confiança no trabalho realizado.

Aos membros da banca examinadora Prof. Dr. Jean Marcos de Souza Ribeiro, Prof. Dr. Guilherme de Azevedo e Melo, Prof. Dr. Rogério Andrade Flauzino e Profa. Dra. Priscila da Silva Oliveira pelas preciosas contribuições realizadas.

Ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Goiás (IFG) por me proporcionar condições especialmente positivas para a continuidade e finalização do projeto de pesquisa referente à tese de doutorado.

À todos os amigos e colegas do laboratório de Eletrônica de Potência (LEP).

À Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira (FEIS), que por meio de seus docentes e funcionários técnicos e administrativos, proporcionaram-me todo conhecimento técnico e científico adquirido durante as fases de graduação, mestrado e doutorado.

Aos meus grandes amigos de Ocauçu/SP pelo companheirismo e força em todos os momentos.

À CNPq, CAPES e ELEKTRO pelo suporte financeiro proporcionado, direto ou indiretamente, às atividades do projeto de pesquisa.

Agradecimento especial à agência de fomento FAPESP – Fundação de Amparo a Pesquisa do Estado de São Paulo pelo apoio financeiro dado a projeto de pesquisa 2015/15872-9.

RESUMO

A tese de doutorado tem como objetivo específico a proposição de um sistema de controle digital aplicado ao compensador série *TCSC* (*Thyristor Controlled Series Compensator*), cujo efeito é proporcionar regulação de tensão para cargas dinâmicas presentes no sistema de distribuição de energia elétrica, como no caso de partida de motores elétricos. Os estudos teóricos contemplam a análise detalhada do estágio de potência do *TCSC* operando em regime permanente. Gráficos generalizados indicam o comportamento harmônico, as possibilidades de ressonância paralela, a característica de reatância fundamental e os esforços de tensão e corrente nos elementos do *TCSC* ideal, base para a especificação dos componentes do estágio de potência do compensador série. Os resultados para operação em regime permanente do protótipo indicam, nas condições de plena carga, nível máximo de compensação capacitiva de 125% e aumento na regulação de tensão na carga de 7,3% quando comparado às condições da linha sem compensação. A operação em malha fechada do compensador série realizada por controladores digitais do tipo proporcional-integral com saturação *anti-windup* e realimentações via Integradores Generalizados de Segunda Ordem Multirressonante (IGSOM), garantem robustez, boa dinâmica na resposta transitória e erro nulo em regime permanente para a regulação da reatância fundamental do *TCSC*. Os ensaios experimentais com partidas diretas de motores demonstram o efeito positivo do compensador série na regulação dinâmica e melhora dos níveis de afundamento momentâneo da tensão na carga.

Palavras-chave: *FACTS*. *TCSC*. Sistemas de distribuição. Afundamentos de tensão. harmônicas. Controle digital. Integradores generalizados de segunda ordem. Multirressonante.

ABSTRACT

The specific objective this doctoral thesis consist in the proposition of a digital control system applied to the Thyristor Controlled Series Compensator (TCSC), wich the intended is to provide voltage regulation for dynamics loads present in the electric power distribution system, as in the case of the starting of induction motors. Theoretical studies contemplate the detailed analysis of the TCSC power stage operating under steady-state conditions. Generalized graphs indicate the harmonic behavior, the parallel resonance possibilities, the fundamental reactance characteristic and the stress across the voltage and current in the elements of the ideal TCSC, which are the bases for the design the components of the series compensator power stage. The results for steady-state operation of the prototype indicate under full load conditions a maximum leve of capacitive compensation of 125% and a increase in the load voltage regulation of 7.3% if compared to conditions of the line without compensation. The closed-loop operation of the series compensator, based on proportional-integral digital controllers with anti-windup saturation and feedback by Multiresonant Second-Order Generalized Integrators (MSOGI), presents robustness, good transient response dynamics and null error in steady-state to the regulation of the TCSC fundamental reactance. The experimental tests with motor direct starting demonstrate the positive effect of the series compensator in the dynamic regulation and improvement of the levels of load voltage sags.

Keywords: *FACTS. TCSC. Distribution system. SAG. Harmonics. Digital control. Second-order generalized integrator. Multiresonant.*

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Capacitor Série Chaveado a Tiristor (CSCT)	31
Figura 2 – Compensador Série Controlado a Tiristor (TCSC)	32
Figura 3- Linha simplificada	38
Figura 4-Curva PV	40
Figura 5 – Compensação série capacitiva fixa	41
Figura 6 – Curvas PV para diferentes níveis de compensação série capacitiva	42
Figura 7 – Sistema trifásico com TCSC.	43
Figura 8 – Formas de onda do TCSC operando na região capacitiva.....	44
Figura 9- Formas de onda do TCSC operando na região indutiva.....	45
Figura 10 – Modelo do TCSC com corrente de linha imposta.	46
Figura 11 – Corrente na linha, corrente no RCT e tensão no capacitor.	47
Figura 12 – Corrente no RCT normalizada para a operação capacitiva.....	50
Figura 13 - Corrente no RCT normalizada para a operação indutiva.....	51
Figura 14 – Corrente no RCT normalizada em torno do ponto de ressonância	52
Figura 15 – Tensão no capacitor normalizada para a operação capacitiva.	54
Figura 16 – Tensão no capacitor normalizada para a operação indutiva.....	54
Figura 17 – Tensão no indutor normalizada para a operação capacitiva.....	55
Figura 18 – Tensão no indutor normalizada para a operação indutiva.....	55
Figura 19 – Tensão no tiristor normalizada para a operação capacitiva	56
Figura 20 – Tensão no tiristor normalizada para a operação indutiva	56
Figura 21 – Corrente no capacitor normalizada para a operação capacitiva	57
Figura 22 – Corrente no capacitor normalizada para a operação indutiva.	57
Figura 23 – Corrente eficaz normalizada no RCT em função do ângulo de disparo... ..	59
Figura 24 – Corrente eficaz normalizada no capacitor em função do ângulo de disparo.....	60
Figura 25 - Corrente média normalizada no tiristor em função do ângulo de disparo.....	61
Figura 26 - Corrente de pico normalizada no RCT em função do ângulo de disparo	62
Figura 27 - Corrente de pico normalizada no capacitor em função do ângulo de disparo	62
Figura 28 - Tensão de pico normalizada no capacitor em função do ângulo de disparo.....	63
Figura 29 – Tensão de pico normalizada no indutor em função do ângulo de disparo	64
Figura 30 – Representação em série de Fourier de uma forma de onda distorcida.....	65
Figura 31 – Componentes fundamental e harmônicas da corrente no RCT.....	67
Figura 32 – Componentes harmônicas normalizadas da corrente no RCT	67

Figura 33 – Componentes harmônicas normalizadas da corrente no RCT para frequências de ressonâncias paralelas distintas	68
Figura 34 – Componente fundamental de corrente no RCT para frequências de ressonâncias normalizadas distintas	68
Figura 35 – Componentes fundamental e harmônicas da tensão no capacitor.....	70
Figura 36 – Componentes harmônicas normalizadas da tensão no capacitor	70
Figura 37 – Componente fundamental da tensão no capacitor para frequências de ressonâncias normalizadas distintas	71
Figura 38 – Componente de terceira harmônica normalizada da tensão no capacitor para frequências de ressonâncias normalizadas distintas	71
Figura 39 – Curva de reatância fundamental do <i>TCSC</i>	73
Figura 40 – Ângulos de ressonância em função da frequência de ressonância normalizada ...	74
Figura 41 – Curva de reatância fundamental com dois pontos de ressonância.....	75
Figura 42 – Curva de reatância fundamental com três pontos de ressonância	75
Figura 43 – Comportamento da curva de reatância fundamental para variações da reatância capacitiva fixa.....	75
Figura 44 – Comportamento da curva de reatância fundamental para variações da frequência de ressonância normalizada	76
Figura 45 – Representação gráfica da transformada fasorial de uma função senoidal.....	81
Figura 46 – Representação gráfica dos fasores harmônicos.....	84
Figura 47 – Modelo do <i>TCSC</i>	86
Figura 48 – Transitório das formas de onda do <i>TCSC</i>	87
Figura 49 - Diagramas de bloco do modelo instantâneo do <i>TCSC</i>	97
Figura 50 - Modelo instantâneo implementado via <i>software Matlab/Simulink</i>	98
Figura 51 – Lugar das raízes	103
Figura 52 – Modelo linearizado do <i>TCSC</i>	104
Figura 53 – Sistema microcontrolado do <i>TCSC</i>	105
Figura 54 – Malha de controle digital da reatância fundamental do <i>TCSC</i>	107
Figura 55 – Integrador Generalizado de Segunda Ordem (IGSO)	108
Figura 56 - Diagrama de Bode de $G_{\alpha(h)}$ e $G_{\beta(h)}$	109
Figura 57 – Integrador Generalizado de Segunda Ordem Multirressonante (IGSOM)	111
Figura 58 - Diagrama de Bode de $G_{notcha(1,3)}$ e $G_{notcha(1,5)}$	113
Figura 59 - Diagrama de Bode de $G_{\alpha(1)}$ e $G'_{\alpha(1)}$	114
Figura 60 - Diagrama de Bode de $G_{\beta(1)}$ e $G'_{\beta(1)}$	114
Figura 61 – Integrador Generalizado de Segunda Ordem Multirressonante (IGSOM)	117

Figura 62 – Controlador PI com anti- <i>windup</i>	118
Figura 63 - Diagrama de Bode de G_{PI}	119
Figura 64 - Modelo do sistema de controle de reatância fundamental.....	121
Figura 65 - Modelo a pequenos sinais simplificado do sistema de controle de reatância fundamental.....	122
Figura 66 - Modelo a pequenos sinais do sistema de controle de reatância fundamental	123
Figura 67 – Sistema microcontrolado simplificado.....	124
Figura 68 – Diagrama de blocos funcional do microcontrolador <i>TMS320C28069M</i>	125
Figura 69 – Diagrama de blocos funcional do conversor A/D	127
Figura 70 – Blocos analógicos integrados ao microcontrolador.	128
Figura 71 – Comparadores analógicos.....	128
Figura 72 – Diagrama funcional do módulo de <i>PWM</i>	129
Figura 73 – Formas de onda para eventos de comparação no modo <i>up-count</i>	131
Figura 74 – Qualificação das saídas <i>EPWMxA</i> e <i>EPWMxB</i> para a operação <i>up-count</i>	131
Figura 75 – Diagrama de blocos do submódulo de comparação digital.....	133
Figura 76 – Diagrama de blocos completo do sistema microcontrolado	133
Figura 77 – Qualificação das saída <i>EPWM8A</i> para disparo da interrupção.	134
Figura 78 – Sincronização e geração dos pulsos de disparo para operação capacitiva	136
Figura 79 – Fluxograma do algoritmo de controle digital.....	138
Figura 80 – Esquemático do <i>TCSC</i>	142
Figura 81 – Curva de reatância fundamental do <i>TCSC</i>	144
Figura 82 – Protótipo do <i>TCSC</i> com destaque para as resistências de linha (R_l) e para os elementos indutivos (L) e capacitivos (C) do <i>TCSC</i>	146
Figura 83 – Visão superior da bancada laboratorial do <i>TCSC</i>	147
Figura 84 – Carga trifásica formada pelo conjunto reostato e motor de indução.....	148
Figura 85 - Diagrama de Bode de $T_x(z)$ sem o efeito do controlador.	151
Figura 86 - Diagrama de Bode do controlador $G_{PI}(z)$	152
Figura 87 - Diagrama de Bode de $T_x(z)$ com o efeito do controlador.....	153
Figura 88 - Diagrama de Bode de $X'_{TCSC}(z)/X_{ref}(z)$	153
Figura 89 – Formas de onda de simulação da tensão no capacitor, corrente de linha e corrente no RCT da fase A do <i>TCSC</i> para operação indutiva: (a) $\alpha = 30^\circ$, (b) $\alpha = 40^\circ$, (c) $\alpha = 44^\circ$	155
Figura 90 – Formas de onda experimentais da tensão no capacitor, corrente de linha e corrente no RCT da fase A do <i>TCSC</i> para operação indutiva: (a) $\alpha = 30^\circ$, (b) $\alpha = 40^\circ$, (c) $\alpha = 44^\circ$	155

Figura 91 – Formas de onda de simulação da tensão no capacitor, corrente de linha e corrente no RCT da fase A do TCSC para operação capacitiva: (a) $\alpha = 46^\circ$, (b) $\alpha = 50^\circ$, (c) $\alpha = 60^\circ$.	156
Figura 92 – Formas de onda experimentais da tensão no capacitor, corrente de linha e corrente no RCT da fase A do TCSC para operação capacitiva: (a) $\alpha = 46^\circ$, (b) $\alpha = 50^\circ$, (c) $\alpha = 60^\circ$.	156
Figura 93 – Valores eficazes fundamentais da corrente de linha do TCSC.	157
Figura 94 – Impedância fundamental do TCSC.	158
Figura 95 – Reatância fundamental do TCSC.	158
Figura 96 – Corrente eficaz no RCT normalizada.	159
Figura 97 – Resistência equivalente fundamental do TCSC.	159
Figura 98 – Perdas no TCSC.	160
Figura 99 – Potência reativa processada pelo TCSC.	160
Figura 100 – Potência aparente processada pelo TCSC.	161
Figura 101 – Componente de terceira harmônica normalizada da tensão no capacitor.	161
Figura 102 – Componente de quinta harmônica normalizada da tensão no capacitor.	162
Figura 103 – Tensão de linha normalizada na carga.	162
Figura 104 – Formas de onda trifásicas da tensão no capacitor para operação capacitiva com ângulo de disparo α igual a 50° : (a) Simulação <i>Matlab/Simulink</i> , (b) Experimental.	163
Figura 105 – Dinâmica da tensão no capacitor considerando o resultado do modelo fasorial e o resultado de simulações com e sem resistências de perdas.	164
Figura 106 – Resultado experimental da dinâmica da tensão no capacitor em malha aberta.	164
Figura 107 – Transição suave da região indutiva para capacitiva: (a) i_{rcta} , (b) v_{ca} .	165
Figura 108 – Transição suave da região indutiva para capacitiva: (a) i_{la} , (b) v_{Oab} .	166
Figura 109 – Instante exato de transição da região indutiva para capacitiva: (a) Tensões e correntes da malha interna do TCSC, (b) Tensão na carga e corrente de linha.	166
Figura 110 – Resposta de v_{ca} aos degraus na referência de reatância fundamental: (a) Simulação, (b) Experimental.	168
Figura 111 – Resposta de i_{la} aos degraus na referência de reatância fundamental: (a) Simulação, (b) Experimental.	169
Figura 112 – Componentes α , β e magnitude instantânea de v_{ca} : (a) Simulação, (b) Experimental.	170
Figura 113 – Extração das componentes harmônicas instantâneas da tensão no capacitor via IGSOM: (a) Simulação, (b) Experimental.	171

Figura 114 – Componentes α , β e magnitude instantânea de i_{la} : (a) Simulação, (b) Experimental.....	172
Figura 115 – Respostas de $X'_{TCSC(1)a}$ e de α_a ao degrau positivo em X_{refa} : (a) Simulação, (b) Experimental.....	173
Figura 116 – Componentes α , β e magnitude instantânea de v_{ca} : (a) Simulação, (b) Experimental.....	174
Figura 117 – Componentes α , β e magnitude instantânea de i_{la} : (a) Simulação, (b) Experimental.....	175
Figura 118 – Respostas de X'_{TCSC} e de α ao degrau em X_{ref} : (a) Simulação, (b) Experimental.....	175
Figura 119 – Respostas experimentais do controlador de reatância para as três fases do TCSC: (a) Fase A, (b) Fase B, (c) Fase C	176
Figura 120 – Resposta a diferentes magnitudes de degraus positivos na referência de reatância fundamental do TCSC para a fase A: (a) $X_{ref} = 1,3\Omega$ - $1,5\Omega$ (b) $X_{ref} = 1,3\Omega$ - $2,0\Omega$, (c) $X_{ref} = 1,3\Omega$ - $2,5\Omega$	177
Figura 121 – Tensões de linha na carga para a operação em malha aberta do TCSC considerando partida do motor : (a) <i>bypass</i> , (b) $\alpha = 85^\circ$, (c) $\alpha = 65^\circ$, (d) $\alpha = 55^\circ$, (e) $\alpha = 50^\circ$, (f) $\alpha = 46^\circ$	178
Figura 122 – Tensões de linha na carga para a operação em malha fechada do TCSC considerando a partida do motor:(a) <i>bypass</i> , (b) $X_{ref}=1,3\Omega$, (c) $X_{ref}=1,7\Omega$, (d) $X_{ref}=2,1\Omega$, (e) $X_{ref}=2,3\Omega$, (f) $X_{ref}=2,5\Omega$	180
Figura 123 – Formas de onda do TCSC para X_{ref} igual a $1,7\Omega$: (a) i_{la} , (b) v_{ca}	181
Figura 124 – Componentes α , β e magnitude instantânea de i_{la} para X_{ref} igual a $1,7\Omega$	181
Figura 125 – Componentes α , β e magnitude instantânea de v_{ca} para X_{ref} igual a $1,7\Omega$	182
Figura 126 – Resposta do controlador à partida do motor para X_{ref} igual a $1,7\Omega$	182

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Característica da linha	142
Tabela 2 - Informações necessárias para projeto dos elementos L e C do <i>TCSC</i>	143
Tabela 3 - Valores dos principais parâmetros do estágio de potência.....	145
Tabela 4 - Esforços de corrente para a região capacitiva	145
Tabela 5 - Esforços de corrente para a região indutiva	145
Tabela 6 - Tensões de pico máximas (V)	146
Tabela 7 - Componentes reais do estágio de potência do protótipo do <i>TCSC</i>	147
Tabela 8 - Características da carga trifásica	148
Tabela 9 - Dados para especificação do sistema de controle digital	149
Tabela 10 - Parâmetros do controlador digital proporcional-integral com <i>anti-windup</i>	152
Tabela 11 - Especificação dos periféricos do microcontrolador	154
Tabela 12 - Comportamento da tensão v_{Oab} durante o transitório de partida do motor.....	179

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

A/D	Analógico/Digital
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
AQ	<i>Action Qualifier</i>
CC	<i>Counter-Compare</i>
CPU	<i>Central Processing Unit</i>
D/A	Digital/Analógico
DB	<i>Dead Band</i>
DC	<i>Digital Compare</i>
DHT	Distorção Harmônica Total
EOC	<i>End Of Conversion</i>
ET	<i>Event Trigger</i>
ePWM	<i>Enhanced Pulse Width Modulator</i>
FACTS	<i>Flexible AC Transmission Systems</i>
FPU	<i>Floating Point Unit</i>
FT	Função de Transferência
GTO	<i>Gate Turn-off Thyristor</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IGSO	Integrador Generalizado de Segunda Ordem
IGSOM	Integrador Generalizado de Segunda Ordem Multirressonante
I/O	<i>Input/Output</i>
MCT	<i>MOS Controlled Thyristor</i>
MSPS	<i>Mega-Sample Per Second</i>
PAS	Processamento Analógico de Sinais
PC	<i>PWM Chopper</i>
PIE	<i>Peripheral Interrupt Expansion</i>
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
POD	<i>Power Oscillation Damper</i>
PRODIST	Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
RA	Referência Auxiliar

RCT	Reator Controlado a Tiristor
RO	Referência Original
RP	Regime Permanente
RPS	Regime Permanente Senoidal
RSS	Ressonância Subsíncrona
SDEE	Sistema de Distribuição de Energia Elétrica
<i>S/H</i>	<i>Sample/Hold</i>
<i>SOC</i>	<i>Start Of Conversion</i>
<i>SSSC</i>	<i>Static Synchronous Series Compensator</i>
<i>STATCOM</i>	<i>Static Synchronous Compensator</i>
<i>SVC</i>	<i>Static Var Compensator</i>
<i>TB</i>	<i>Time-Base</i>
<i>TCPS</i>	<i>Thyristor-Controlled Phase Shifter</i>
<i>TCR</i>	<i>Thyristor Controlled Reactor</i>
<i>TCSC</i>	<i>Thyristor Controlled Series Compensator</i>
<i>TSC</i>	<i>Thyristor Switched Capacitor</i>
<i>TL</i>	<i>Transformada de Laplace</i>
<i>TZ</i>	<i>Trip Zone</i>
<i>UPFC</i>	<i>Unified Power Flow Controller</i>
<i>VSC</i>	<i>Voltage Source Converter</i>
<i>ZVS</i>	<i>Zero Voltage Switching</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

$\dot{v}_{f(pu)}$	Fasor de tensão da fonte por unidade (p.u)
$v_{f(pu)}$	Magnitude do fasor de tensão da fonte em p.u
δ	Ângulo de fase do fasor de tensão da fonte
$\dot{v}_{o(pu)}$	Fasor de tensão da carga em p.u
$v_{o(pu)}$	Magnitude do fasor de tensão da carga em p.u
$\bar{s}_{o(pu)}$	Potência complexa na barra de carga em p.u
$p_{o(pu)}$	Potência ativa na barra de carga em p.u
$q_{o(pu)}$	Potência reativa na barra de carga em p.u
$\dot{i}_{l(pu)}$	Fasor da corrente de linha em p.u
$i_{l(pu)}$	Magnitude do fasor da corrente de linha em p.u
φ	Ângulo do fator de potência na carga
$\bar{z}_{l(pu)}$	Impedância de linha em p.u
$r_{l(pu)}$	Resistência de linha em p.u
$x_{l(pu)}$	Reatância de linha em p.u
$\bar{z}_{eq(pu)}$	Impedância equivalente de linha em p.u
$x_{C(pu)}$	Reatância capacitiva em p.u
k_C	Nível de compensação série
$k_C(\%)$	Nível de compensação série percentual
i_l	Corrente instantânea de linha
i_c	Corrente instantânea do capacitor
i_{rct}	Corrente instantânea do RCT
v_c	Tensão instantânea do capacitor
C	Capacitor fixo do TCSC
L	Indutância do RCT
R_l	Resistência equivalente da linha
X_l	Reatância equivalente da linha
$\bar{Z}_l$	Impedância equivalente da linha
T_1	Tiristor atuante para semiciclo positivo de v_c

T_2	Tiristor atuante para semiciclo negativo de v_c
i_{T1}	Corrente instantânea no Tiristor T_1
i_{T2}	Corrente instantânea no tiristor T_2
v_f	Tensão instantânea na fonte
v_o	Tensão instantânea na carga
α	Ângulo de disparo dos tiristores
α_{min}	Ângulo de disparo mínimo dos tiristores
$\alpha_{máx}$	Ângulo de disparo máximo dos tiristores
σ	Ângulo de condução dos tiristores
σ_a	Metade do ângulo de condução dos tiristores
$i_{rct(1)}$	Componente fundamental da corrente no RCT
ω	Frequência angular fundamental
t	tempo
V_{c0}	Condição inicial da tensão sobre o capacitor
s	Variável complexa de <i>Laplace</i>
$I_l(s)$	Corrente de linha no domínio de frequência
$I_{rct}(s)$	Corrente do RCT no domínio de frequência
$I_c(s)$	Corrente do capacitor no domínio de frequência
ω_0	Frequência angular de ressonância paralela
s_p	Polo da função de tranferência
I_1	Primeiro coeficiente constante da função instantânea da corrente no RCT
I_2	Segundo coeficiente constante da função instantânea da corrente no RCT
I_3	Terceiro coeficiente constante da função instantânea da corrente no RCT
t_{RA}	tempo no referencial auxiliar
t_{RO}	tempo no referencial original
$\bar{\omega}$	Frequência angular normalizada
v_{cON}	Tensão instantânea no capacitor durante a condução dos tiristores
v_{cOFF}	Tensão instantânea no capacitor durante o bloqueio dos tiristores
i_{cON}	Corrente instantânea no capacitor durante a condução dos tiristores
i_{cOFF}	Corrente instantânea no capacitor durante o bloqueio dos tiristores
X_L	Reatância indutiva total do RCT na frequência fundamental
X_C	Reatância capacitiva fixa na frequência fundamental

$I_{rct\ ef}$	Corrente eficaz no RCT
$I_{T\ ef}$	Corrente eficaz em um tiristor do RCT
$I_{c\ ef}$	Corrente eficaz no capacitor
$I_{T\ med}$	Corrente média em um tiristor do RCT
$I_{rct\ pico}$	Corrente de pico no RCT
$I_{c\ pico}$	Corrente de pico no capacitor
$V_{c\ pico}$	Tensão de pico no capacitor
$V_{L\ pico}$	Tensão de pico no indutor
h	Ordem harmônica
$I_{rct(h)}$	Componente harmônica de ordem h da corrente no RCT
$I_{rct(h)\ norm}$	Componente harmônica de ordem h da corrente no RCT relativa à componente fundamental
$V_{c(h)}$	Componente harmônica de ordem h da tensão no capacitor
$V_{c(h)\ norm}$	Componente harmônica de ordem h da tensão no capacitor relativa à componente fundamental
$\bar{Z}_{TCSC(1)}$	Impedância equivalente fundamental do $TCSC$
$X_{TCSC(1)}$	Reatância fundamanental do $TCSC$
$V_{c(1)\ abs}$	Valor absoluto da componente fundamental da tensão do capacitor
I_l	Amplitude da corrente de linha
$X_{TCSC\ num}$	Numerador da equação que representa $X_{TCSC(1)}$
$X_{TCSC\ den}$	Denominador da equação que representa $X_{TCSC(1)}$
k	Número inteiro positivo que indica a quantidade de pontos de ressonância
α_r	Ângulo ressonância
$X_{TCSC\ min}$	Reatância equivalente mínima do $TCSC$ para a operação na região capacitiva
$\langle f \rangle_h$	Fasor harmônico de ordem h de uma função f arbitrária
$\langle f \rangle_h^R$	Parcela real do fasor harmônico de ordem h
$\langle f \rangle_h^I$	Parcela imaginária do fasor harmônico de ordem h
$F_{(h)}$	Magnitude do fasor harmônico $\langle f \rangle_h$
$\theta_{(h)}$	Ângulo de fase do fasor harmônico $\langle f \rangle_h$
γ	Deslocamento de fase transitório na corrente do RCT
σ^*	Ângulo de condução dos tiristores em regime permanente

$\langle i_l \rangle$	Fasor da corrente de linha
$\langle i_{rct} \rangle_1$	Fasor fundamental da corrente do RCT
g	Função de chaveamento
$\langle i_l \rangle_h$	Fasor harmônico de ordem h da corrente de linha
$\langle i_{rct} \rangle_h$	Fasor harmônico de ordem h da corrente do RCT
$\langle v_c \rangle_h$	Fasor harmônico de ordem h da tensão do capacitor
$\langle v_c \rangle_h^R$	Parcela real do fasor harmônico de ordem h da tensão no capacitor
$\langle v_c \rangle_h^I$	Parcela imaginária do fasor harmônico de ordem h da tensão no capacitor
$\langle g \rangle_h$	Fasor harmônico de ordem h da função de chaveamento
$\langle g \rangle_h^R$	Parcela real do fasor harmônico de ordem h da função de chaveamento
$\langle g \rangle_h^I$	Parcela imaginária do fasor harmônico de ordem h da função de chaveamento
$\mathbf{x}_{nx1}$	Vetor de estados de n elementos
$\mathbf{f}_{nx1}$	Função não linear das variáveis de estado de n elementos
$\mathbf{A}_{nxn}$	Matriz de estado de n linhas por n colunas
$\mathbf{B}_{il\ nx1}$	Matriz de entrada com relação à corrente de linha de n elementos
$\mathbf{K}_{nx1}$	Matriz constante de n elementos
$V_{c(1)}$	Amplitude da componente fundamental da tensão no capacitor
$\theta_{v(1)}$	Ângulo de fase da componente fundamental da tensão no capacitor
$V_{c\ RP}$	Amplitude da tensão no capacitor em regime permanente
v_1	Parcela linear e não controlável da tensão instantânea no capacitor
v_2	Parcela não linear e controlável da tensão instantânea no capacitor
$k_1(\alpha)$	Função não linear 1 depende do ponto de operação
$k_2(\alpha)$	Função não linear 2 depende do ponto de operação
$V_1(s)$	Representação de v_1 no domínio de frequência
$V_2(s)$	Representação de v_2 no domínio de frequência
ω_d	Frequência natural não amortecida do denominador
ζ_d	Coeficiente de amortecimento do denominador
ω_n	Frequência natural não amortecida do numerador
ζ_n	Coeficiente de amortecimento do numerador

t_f	Constante de tempo inserida para representar v_c como variável de estado
$I_l(s)$	Representação de i_l no domínio de frequência
$\mathbf{B}_\alpha$	Matriz de entrada com relação ao ângulo de disparo
b_{an}	Elemento n da matriz $\mathbf{B}_\alpha$
$\mathbf{I}$	Matriz identidade
$\mathbf{X}(s)$	Vetor de estados no domínio de frequência
$\alpha(s)$	Representação de α no domínio de frequência
$V_c(s)$	Representação de v_c no domínio de frequência
$G_{va}(s)$	Função de transferência que relaciona $V_c(s)$ com $\alpha(s)$
G_{va0}	Ganho em baixas frequências da função de transferência $G_{va}(s)$
ω_z	Frequência do zero da função de transferência $G_{va}(s)$
$X_{TCSC(1)}(s)$	Representação de $X_{TCSC(1)}$ no domínio de frequência
$G_{xa}(s)$	Função de transferência que relaciona $X_{TCSC(1)}(s)$ com $\alpha(s)$
v_{fa}	Tensão instantânea da fonte na fase A
v_{fb}	Tensão instantânea da fonte na fase B
v_{fc}	Tensão instantânea da fonte na fase C
i_{la}	Corrente de linha instantânea na fase A
i_{lb}	Corrente de linha instantânea na fase B
i_{lc}	Corrente de linha instantânea na fase C
v_{ca}	Tensão instantânea no capacitor da fase A
v_{cb}	Tensão instantânea no capacitor da fase B
v_{cc}	Tensão instantânea no capacitor da fase C
i_{ca}	Corrente instantânea no capacitor da fase A
i_{cb}	Corrente instantânea no capacitor da fase B
i_{cc}	Corrente instantânea no capacitor da fase C
i_{rcta}	Corrente instantânea no RCT da fase A
i_{rctb}	Corrente instantânea no RCT da fase B
i_{rctc}	Corrente instantânea no RCT da fase C
T_{1a}	Tiristor disparado no semiciclo positivo de v_{ca}
T_{2a}	Tiristor disparado no semiciclo negativo de v_{ca}
T_{1b}	Tiristor disparado no semiciclo positivo de v_{cb}
T_{2b}	Tiristor disparado no semiciclo negativo de v_{cb}
T_{1c}	Tiristor disparado no semiciclo positivo de v_{cc}

T_{2c}	Tiristor disparado no semiciclo negativo de v_{cc}
A_{1a}	Ânodo do Tiristor T_{1a}
C_{1a}	Catodo do Tiristor T_{1a}
A_{2a}	Ânodo do Tiristor T_{2a}
C_{2a}	Catodo do Tiristor T_{2a}
A_{1b}	Ânodo do Tiristor T_{1b}
C_{1b}	Catodo do Tiristor T_{1b}
A_{2b}	Ânodo do Tiristor T_{2b}
C_{2b}	Catodo do Tiristor T_{2b}
A_{1c}	Ânodo do Tiristor T_{1c}
C_{1c}	Catodo do Tiristor T_{1c}
A_{2c}	Ânodo do Tiristor T_{2c}
C_{2c}	Catodo do Tiristor T_{2c}
v_{oa}	Tensão instantânea da carga na fase A
v_{ob}	Tensão instantânea da carga na fase B
v_{oc}	Tensão instantânea da carga na fase C
$v_{ca}[n]$	Sinal da tensão instantânea no capacitor da fase A digitalizado
$v_{cb}[n]$	Sinal da tensão instantânea no capacitor da fase B digitalizado
$v_{cc}[n]$	Sinal da tensão instantânea no capacitor da fase C digitalizado
$i_{la}[n]$	Sinal da corrente de linha instantânea na fase A digitalizado
$i_{lb}[n]$	Sinal da corrente de linha instantânea na fase B digitalizado
$i_{lc}[n]$	Sinal da corrente de linha instantânea na fase C digitalizado
$\alpha_a[n]$	Valor digital do ângulo de disparo dos tiristores da fase A do <i>TCSC</i>
$\alpha_b[n]$	Valor digital do ângulo de disparo dos tiristores da fase B do <i>TCSC</i>
$\alpha_c[n]$	Valor digital do ângulo de disparo dos tiristores da fase C do <i>TCSC</i>
$i_{l\ offsets}[n]$	Valores médios digitais das correntes de linha trifásicas
Sincs $i_l(a,b,c)$	Pulsos de sincronismo para os contadores digitais das três fases
f_s	Frequência de amostragem
f_{CTR}	Frequência do contador digital referente ao módulo de <i>PWM</i>
$\alpha_a T1$	Pulso lógico do μCU para o disparo do Tiristor T_{1a}
$\alpha_a T2$	Pulso lógico do μCU para o disparo do Tiristor T_{2a}
$\alpha_b T1$	Pulso lógico do μCU para o disparo do Tiristor T_{1b}
$\alpha_b T2$	Pulso lógico do μCU para o disparo do Tiristor T_{2b}

$\alpha_c T_1$	Pulso lógico do μCU para o disparo do Tiristor T_{1c}
$\alpha_c T_2$	Pulso lógico do μCU para o disparo do Tiristor T_{2c}
g_{1a}	Terminal de saída do circuito de <i>gate driver</i> comum ao <i>gate</i> do Tiristor T_{1a}
g_{2a}	Terminal de saída do circuito de <i>gate driver</i> comum ao <i>gate</i> do Tiristor T_{2a}
g_{1b}	Terminal de saída do circuito de <i>gate driver</i> comum ao <i>gate</i> do Tiristor T_{1b}
g_{2b}	Terminal de saída do circuito de <i>gate driver</i> comum ao <i>gate</i> do Tiristor T_{2b}
g_{1c}	Terminal de saída do circuito de <i>gate driver</i> comum ao <i>gate</i> do Tiristor T_{1c}
g_{2c}	Terminal de saída do circuito de <i>gate driver</i> comum ao <i>gate</i> do Tiristor T_{2c}
G_{PAS_v}	Ganho do circuito de processamento analógico dos sinais de tensão
G_{PAS_i}	Ganho do circuito de processamento analógico dos sinais de corrente
G_{AD}	Ganho do conversor analógico/digital de 12 bits do microcontrolador
$v_{ca_pu}[n]$	Sinal $v_{ca}[n]$ normalizado para a representação em p.u
$v_{cb_pu}[n]$	Sinal $v_{cb}[n]$ normalizado para a representação em p.u
$v_{cc_pu}[n]$	Sinal $v_{cc}[n]$ normalizado para a representação em p.u
$i_{la_pu}[n]$	Sinal $i_{la}[n]$ normalizado para a representação em p.u
$i_{lb_pu}[n]$	Sinal $i_{lb}[n]$ normalizado para a representação em p.u
$i_{lc_pu}[n]$	Sinal $i_{lc}[n]$ normalizado para a representação em p.u
$v_{ca\alpha(1)}[n]$	Componente fundamental de eixo direto (α) do sinal $v_{ca_pu}[n]$
$v_{cb\alpha(1)}[n]$	Componente fundamental de eixo direto (α) do sinal $v_{cb_pu}[n]$
$v_{cc\alpha(1)}[n]$	Componente fundamental de eixo direto (α) do sinal $v_{cc_pu}[n]$
$v_{ca\beta(1)}[n]$	Componente fundamental de eixo em quadratura (β) do sinal $v_{ca_pu}[n]$
$v_{cb\beta(1)}[n]$	Componente fundamental de eixo em quadratura (β) do sinal $v_{cb_pu}[n]$
$v_{cc\beta(1)}[n]$	Componente fundamental de eixo em quadratura (β) do sinal $v_{cc_pu}[n]$
$i_{la\alpha(1)}[n]$	Componente fundamental de eixo direto (α) do sinal $i_{la_pu}[n]$
$i_{lb\alpha(1)}[n]$	Componente fundamental de eixo direto (α) do sinal $i_{lb_pu}[n]$
$i_{lc\alpha(1)}[n]$	Componente fundamental de eixo direto (α) do sinal $i_{lc_pu}[n]$
$i_{la\beta(1)}[n]$	Componente fundamental de eixo em quadratura (β) do sinal $i_{la_pu}[n]$
$i_{lb\beta(1)}[n]$	Componente fundamental de eixo em quadratura (β) do sinal $i_{lb_pu}[n]$
$i_{lc\beta(1)}[n]$	Componente fundamental de eixo em quadratura (β) do sinal $i_{lc_pu}[n]$
$v_{ca(1)mag}[n]$	Magnitude da componente fundamental do sinal $v_{ca_pu}[n]$
$v_{cb(1)mag}[n]$	Magnitude da componente fundamental do sinal $v_{cb_pu}[n]$
$v_{cc(1)mag}[n]$	Magnitude da componente fundamental do sinal $v_{cc_pu}[n]$
$X'_{TCSC(1) a}[n]$	Reatância fundamental do <i>TCSC</i> da fase A processada digitalmente

$X'_{TCSC(1) b[n]}$	Reatância fundamental do <i>TCSC</i> da fase B processada digitalmente
$X'_{TCSC(1) c[n]}$	Reatância fundamental do <i>TCSC</i> da fase C processada digitalmente
$X_{ref}[n]$	Reatância de referência
f_{mag}	Função para o cálculo da magnitude de sinais ortogonais
V_{cb}	Valor base da magnitude de tensão no capacitor
I_{lb}	Valor base da magnitude de corrente da linha
G_{pu_v}	Ganho aplicado para a representação p.u das tensões nos capacitores
G_{pu_i}	Ganho aplicado para a representação p.u das correntes de linha
$G_{PI}(z)$	Função de transferência discreta do controlador Proporcional-Integral
v	Sinal instantâneo arbitrário
$v_{\alpha(h)}$	Componente direta (α) do sinal v sintonizada na frequência $h.\omega$
$v_{\beta(h)}$	Componente em quadratura (β) do sinal v sintonizada na frequência $h.\omega$
k_{igso}	Constante do IGSO
ω_h	Frequência de sintonia dos filtros digitais do IGSO
$V(s)$	Representação de v no domínio de frequência
$V_{\alpha}(s)$	Representação de $v_{\alpha(h)}$ no domínio de frequência
$V_{\beta}(s)$	Representação de $v_{\beta(h)}$ no domínio de frequência
$G_{\alpha(h)}(s)$	Função de transferência de $V_{\alpha}(s)$ com relação à $V(s)$ para o IGSO
$G_{\beta(h)}(s)$	Função de transferência de $V_{\beta}(s)$ com relação à $V(s)$ para o IGSO
$G_{IGSO}(s)$	Função de transferência de IGSO para o modelo à pequenos sinais
$G'_{\alpha(h)}(s)$	Função de transferência de $V_{\alpha}(s)$ com relação à $V(s)$ para o IGSOM
$G'_{\beta(h)}(s)$	Função de transferência de $V_{\beta}(s)$ com relação à $V(s)$ para o IGSOM
$G_{notch\alpha(h,j)}(s)$	Função de transferência de um filtro <i>notch</i> sintonizado na j -ésima componente harmônica para a h -ésima função de transferência de $G'_{\alpha(h)}(s)$ e $G'_{\beta(h)}(s)$
z	Variável complexa da Transformada Z
T_s	Período de amostragem
$G_{\alpha(h)}(z)$	Função de transferência $G_{\alpha(h)}(s)$ discretizada
$G_{\beta(h)}(z)$	Função de transferência $G_{\beta(h)}(s)$ discretizada
$a_{k\ igso}$	k -ésimo coeficiente da equação característica das funções de transferência discretas de $G_{\alpha(h)}(z)$ e $G_{\beta(h)}(z)$
$b_{k\ igso}$	k -ésimo coeficiente do numerador das funções de transferência discretas de $G_{\alpha(h)}(z)$

$b_{k\beta\text{ igso}}$	k-ésimo coeficiente do numerador das funções de transferência discretas de $G_{\beta(h)}(z)$
$G_{IGSO}(z)$	Função de transferência $G_{IGSO}(s)$ discretizada
err	Sinal de erro na entrada do controlador PI
k_p	Constante proporcional do controlador PI
k_I	Constante integral do controlador PI
k_b	Constante integral anti- <i>windup</i> do controlador PI
y	Sinal de saída não saturado do controlador PI
y_{sat}	Sinal de saída do controlador PI com saturador
err_{sat}	Sinal de erro entre as saídas y_{sat} e y
y_{max}	Limite máximo do saturador
y_{min}	Limite mínimo do saturador
$ERR(s)$	Representação de err no domínio de frequência
$Y(s)$	Representação de y no domínio de frequência
$ERR_{sat}(s)$	Representação de err_{sat} no domínio de frequência
$G_{PI}(s)$	Função de transferência do controlador Proporcional-Integral para o modelo à pequenos sinais
$ERR(z)$	Representação de err no domínio de frequência discreta
$Y(z)$	Representação de y no domínio de frequência discreta
$ERR_{sat}(z)$	Representação de err_{sat} no domínio de frequência discreta
b_{kpi}	k-ésimo coeficiente do numerador da função de transferência discreta de $G_{PI}(z)$
c_{0pi}	Coeficiente referente à parcela da malha anti- <i>windup</i> do controlador PI
$X'_{TCSC(1)}$	Representação de $X'_{TCSC(1)}$ no domínio de frequência discreta
$\alpha(z)$	Representação de α no domínio de frequência discreta
$G_{pwm}(z)$	Ganho dos módulos de PWMs digitais do microcontrolador
$G_{va}(z)$	Função de transferência $G_{va}(s)$ discretizada
$G_{xa}(z)$	Função de transferência $G_{xa}(s)$ discretizada
$V_c(z)$	Representação de v_c no domínio de frequência discreta
$X_{TCSC(1)}(z)$	Representação de $X_{TCSC(1)}$ no domínio de frequência discreta
$I_l(z)$	Corrente de linha no domínio de frequência discreta
$v_{ca\text{ pas}}$	Sinal de tensão v_{ca} na saída da placa de PAS
$v_{cb\text{ pas}}$	Sinal de tensão v_{cb} na saída da placa de PAS

$v_{cc\ pas}$	Sinal de tensão v_{cc} na saída da placa de PAS
$i_{la\ pas}$	Sinal de tensão i_{la} na saída da placa de PAS
$i_{lb\ pas}$	Sinal de tensão i_{lb} na saída da placa de PAS
$i_{lc\ pas}$	Sinal de tensão i_{lc} na saída da placa de PAS
$G_{D/A}$	Ganho do conversor digital/analógico de 10 bits do microcontrolador
$TBPRD$	Período do módulo de PWM em ciclos de $clock$
T_{PWM}	Período do módulo de PWM
T_{BCLK}	Base de tempo do módulo de PWM
T_{CLK}	Período de $clock$ do processador
$HSPCLKDIV$	Registrador para a escala de T_{CLK}
$CLKDIV$	Registrador para a escala de T_{CLK}
f_{PWM}	Frequência do módulo de PWM
f_{base}	Frequência base do módulo de PWM
f_{CLK}	Frequência de $clock$ do processador
$ADCINAx$	Entrada do módulo A do canal Analógico/Digital x
$ADCINBx$	Entrada do módulo B do canal Analógico/Digital x
$trgx$	Entrada para o disparo de $SOCx$ do canal Analógico/Digital x
$ADCINT1$	Interrupção disparada por um $EOCx$ de um canal Analógico/Digital x
$CMPA/Bx$	Registrador de comparação referente ao módulo A/B do canal x de PWM
R_{th}	Resistência equivalente de saída da placa de PAS
R_2	Resistência de realimentação do comparador de nível com histerese
$i_{la\ off[n]}$	Componente CC da corrente $i_{la\ pas}$
$i_{lb\ off[n]}$	Componente CC da corrente $i_{lb\ pas}$
$i_{lc\ off[n]}$	Componente CC da corrente $i_{lc\ pas}$
$COMP1OUT$	Pulso de sincronismo para os disparos de $\alpha_{a\ T1}$ e $\alpha_{a\ T2}$
$COMP2OUT$	Pulso de sincronismo para os disparos de $\alpha_{b\ T1}$ e $\alpha_{b\ T2}$
$COMP3OUT$	Pulso de sincronismo para os disparos de $\alpha_{c\ T1}$ e $\alpha_{c\ T2}$
$COMP1OUT$	Pulso de sincronismo para os disparos de $\alpha_{a\ T1}$ e $\alpha_{a\ T2}$
$EPWMxA$	Módulo A do canal de $PWM\ x$
$EPWMxB$	Módulo B do canal de $PWM\ x$
$t_{A/D}$	Tempo para a conversão completa dos sinais analógicos nos canais A/D
t_{proc}	Tempo para o processamento completo do algoritmo de controle digital
t_{loop}	Tempo de espera em $loop$ infinito até o próximo ciclo de conversão

I_{lh-}	Limite inferior da banda de histerese do sinal de corrente
I_{off}	Componente CC (<i>offset</i>) do sinal de corrente
I_{lh+}	Limite superior da banda de histerese do sinal de corrente
ΔI_h	Banda de histerese do sinal de corrente
f_{rede}	Frequência da rede elétrica
$TBCTR$	Contador digital do canal de <i>PWM</i>
$TBPHS$	Registrador de Fase de cada modulo do canal de <i>PWM</i>
T_{rede}	Período da rede elétrica
t_α	Tempo de atraso equivalente ao ângulo de disparo α
$t_{\Delta\theta}$	Duração de tempo do pulso de disparo em nível lógico alto
$\Delta\theta$	Extensão do pulso de disparo dos tiristores
$\Delta\alpha$	Passo angular mínimo dos pulsos de disparo dos tiristores
V_f	Tensão de linha eficaz da fonte
P_o	Potência ativa trifásica equivalente da carga
f_{p_o}	Fator de potência equivalente da carga
I_{lef}	Corrente eficaz de linha
$k_{c\ min}(\%)$	Nível mínimo de compensação capacitiva
$\alpha_{r\ min}$	Ângulo mínimo da faixa de ressonância
$\alpha_{r\ max}$	Ângulo máximo da faixa de ressonância
R_{sc}	Resistência série do capacitor do <i>TCSC</i>
R_{sl}	Resistência série do indutor do RCT
V_T	Tensão em condução dos tiristores do módulo SKKT 162/16E
R_T	Resistência em condução dos tiristores do módulo SKKT 162/16E
R_o	Resistência por fase do reostato de carga
i_R	Corrente instantânea de linha no reostato
i_R	Corrente instantânea de linha no motor de indução trifásico
P_m	Potência ativa trifásica no motor de indução trifásico
f_{p_m}	Fator de potência do motor
$v_{c\ off}$	Componente CC (<i>offset</i>) do sinal de tensão processado analogicamente
$V_{c\ max}$	Tensão de fundo de escala para a placa de PAS
$I_{l\ max}$	Corrente de fundo de escala para a placa de PAS
$I_{la(1)\ ef}$	Componente fundamental eficaz de i_{la}
$Z_{tcsc\ a(1)}$	Impedância fundamental do <i>TCSC</i> da fase A

$X_{tcsc\ a(1)}$	Reatância fundamental do <i>TCSC</i> da fase A
$I_{RCTef\ a}$	Corrente eficaz no RCT do <i>TCSC</i> da fase A
$R_{tcsc\ a(1)}$	Resistência equivalente fundamental do <i>TCSC</i> da fase A
$P_{TCSC\ a}$	Perdas no <i>TCSC</i> da fase A
$Q_{TCSC\ a}$	Potência reativa processada no <i>TCSC</i> da fase A
$S_{TCSC\ a}$	Potência aparente processada no <i>TCSC</i> da fase A
$V_{O\ ab\ RP}$	Tensão de linha (A-B) na carga em pu para a operação em regime permanente
v_{Oab}	Tensão de linha (A-B) instantânea na carga
Δt_e	Tempo para o estabelecimento da tensão na carga após a partida do motor
$V_{Oab\ min}$	Amplitude mínima em <i>pu</i> da tensão de linha na carga durante o transitório de partida da máquina
$V_{Oab\ max}$	Amplitude máxima em <i>pu</i> da tensão de linha na carga durante o transitório de partida da máquina

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	29
1.1	Revisão dos controladores <i>FACTS</i> e aplicação do <i>TCSC</i> em linhas de transmissão.....	29
1.2	Características e efeitos da compensação série e aplicação do <i>TCSC</i> nos Sistemas de Distribuição de Energia Elétrica (SDEE)	33
2	OPERAÇÃO EM REGIME PERMANENTE DO <i>TCSC</i> COMO COMPENSADOR SÉRIE NO SISTEMA DE DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA (SDEE).....	37
2.1	Efeito da compensação série no SDEE.....	37
2.2	Operação em regime permanente do <i>TCSC</i>	43
2.2.1	<i>Tensões e correntes instantâneas no TCSC.....</i>	46
2.2.2	<i>Valores de pico, médios e eficazes de tensões e correntes do TCSC.....</i>	58
2.2.3	<i>Análise harmônica da corrente no RCT e da tensão no capacitor</i>	64
2.2.4	<i>Curva de reatância fundamental e especificação dos elementos reativos</i>	72
2.3	Considerações Finais	77
3	MODELAGEM DINÂMICA E SISTEMA DE CONTROLE DIGITAL COM REALIMENTAÇÕES MULTIRRESSONANTES DO <i>TCSC</i>.....	79
3.1	Modelo dinâmico fasorial na frequência fundamental em espaço de estados considerando componentes harmônicas	80
3.1.1	<i>Conceito de fasor</i>	80
3.1.2	<i>Série de Fourier complexa ou fasorial.....</i>	81
3.1.3	<i>Fasores dinâmicos</i>	84
3.1.4	<i>Modelo dinâmico do TCSC no domínio do tempo.....</i>	86
3.1.5	<i>Modelo dinâmico fasorial na frequência fundamental.....</i>	88
3.2	Modelo dinâmico linear na frequência fundamental	95
3.3	Controle de reatância do <i>TCSC</i> com realimentação via Integradores Generalizados de Segunda Ordem Multirressonantes (IGSOM)	105
3.3.1	<i>Integradores Generalizados de Segunda Ordem Multirressonantes</i>	108
3.3.2	<i>Controladores Proporcional-Integral com anti-windup</i>	118
3.3.3	<i>Implementação digital via microcontrolador.....</i>	124
3.4	Considerações Finais	139
4	ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO E RESULTADOS.....	141
4.1	Especificação do sistema de potência....	141

4.2	Especificação do sistema de controle	149
4.3	Resultados para operação em malha aberta	155
4.4	Resultados para operação em malha fechada	167
4.5	Resultados para partida de motores	178
5	CONCLUSÕES.....	183
	REFERÊNCIAS.....	186
	APÊNDICE A – Código fonte descrito em Linguagem C referente ao algoritmo de controle digital e à sincronização do <i>TCSC</i>	190

1 INTRODUÇÃO

Este trabalho tem como principal objetivo apresentar a modelagem dinâmica e propor um sistema de controle digital, aplicado ao Compensador Série Controlado a Tiristor, do inglês, *Thyristor Controlled Series Compensator (TCSC)*, para a utilização em Sistemas de Distribuição de Energia Elétrica (SDEE), onde se pretende dar suporte de tensão para cargas com elevadas dinâmicas.

O conceito de Sistemas de Transmissão Flexíveis em Corrente Alternada, internacionalmente reconhecido do termo inglês *Flexible AC Transmission Systems (FACTS)*, e a utilização do compensador série *TCSC* não é novidade e já está consolidada nas aplicações que visam controlar os fluxos de potência em linhas de transmissão. No entanto, são poucos os estudos da aplicação do compensador série controlado nos SDEE. Portanto, o objetivo deste capítulo é apresentar, inicialmente, uma breve contextualização histórica sobre os controladores *FACTS* e suas aplicações em linhas de transmissão, seguida de uma revisão bibliográfica acerca das características e possíveis vantagens de aplicação do *TCSC* em SDEE.

1.1 Revisão dos controladores *FACTS* e aplicação do *TCSC* em linhas de transmissão

A complexidade da operação do sistema de transmissão de energia elétrica tem aumentado com a interligação dos sistemas e com o acréscimo da demanda de energia. Este acréscimo da demanda sobrecarrega a geração e as linhas de transmissão que, operando próximas de seus limites térmicos, diminuem a margem de estabilidade do sistema e aumentam as possibilidades de ocorrência de instabilidades de tensão e de instabilidades oscilatórias com características de baixa frequência em sistemas multi-máquinas. Uma solução para tais instabilidades seria o aumento da capacidade de geração e a construção de novas linhas de transmissão, o que poderia aliviar o sistema e aumentar sua margem de segurança operacional, no entanto, os custos elevados e as restrições ambientais associadas ao empreendimento configuram-se como limitantes da referida solução. Nesse sentido, a aplicação de sistemas capazes de controlar o fluxo de potência em linhas de transmissão já existentes, através da flexibilização ou da variação dos parâmetros da linha e das variáveis elétricas associadas a estes, torna-se uma importante solução para os problemas operacionais citados. O conceito de controladores *FACTS* foi definido pela primeira vez em Hingorani

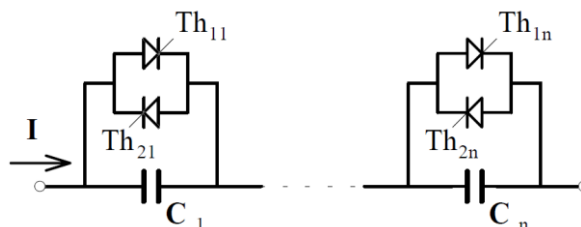
(1988), que referia-se à aplicação de dispositivos semicondutores de potência para a flexibilização dos sistemas de energia em corrente alternada. Os semicondutores de potência utilizavam tiristores de potência e dispositivos semicondutores autocomutados, com a entrada em condução e o bloqueio controlados, tais como: *Gate Turn-off Thyristor (GTO)*, *MOS Controlled Thyristor (MCT)* e *Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT)* (WATANABE *et al.*, 1998).

Os controladores *FACTS* podem ser divididos basicamente em duas gerações de acordo com a tecnologia de eletrônica de potência utilizada. A primeira geração emprega os capacitores chaveados à tiristor (*Thyristor Switched Capacitor (TSC)*), reatores controlados a tiristor (*Thyristor Controlled Reactor (TCR)*) e transformadores defasadores, e a segunda é composta por conversores com características de fonte de tensão (*Voltage Source Converter (VSC)*), os quais utilizam dispositivos semicondutores autocomutados. Como resultado da primeira geração dos *FACTS*, pode-se citar o compensador de potência reativa estático (*Static Var Compensator (SVC)*), o compensador série controlado a tiristor (*Thyristor Controlled Series Capacitor (TCSC)*), e o controlador defasador, (*Thyristor-Controlled Phase Shifter (TCPS)*). A segunda geração produziu o compensador estático avançado (*Static Synchronous Compensator (STATCOM)*), o compensador série avançado (*Static Synchronous Series Compensator (SSSC)*) e o controlador unificado do fluxo de potência (*Unified Power Flow Controller (UPFC)*). O controle do fluxo de potência é realizado pela injeção ou compensação de reativos em derivação no sistema quando implementados pelos *FACTS*, *SVC* e *STATCOM*. O controle do fluxo de potência pela variação de reatância série da linha é implementado pelos *FACTS*, *TCSC* e *SSSC*. Os *FACTS*, *TCPS* e *UPFC* controlam o fluxo de potência na linha pela variação da magnitude e ângulo de fase da tensão do secundário de um transformador conectado em série no sistema (GUPTA; TRIPATHI; SHUKLA, 2010; MORI *et al.*, 1993; SCHAUDER *et al.*, 1995; WATANABE *et al.*, 1998).

O estado de estabilidade do sistema de potência é extremamente importante, pois determina e influencia na operação, segurança e confiabilidade do sistema como um todo e dos equipamentos que o compõem (KUNDUR *et al.*, 2004). Os *FACTS* têm grande importância e impacto no estudo de estabilidade dinâmica ou transitória do sistema de potência. Dentre tais aplicações citam-se os efeitos localizados, onde se destaca o uso dos equipamentos *FACTS* para controle de tensão e para o amortecimento de modos locais de oscilação, e os efeitos globais, onde se destaca o uso dos equipamentos *FACTS* para o amortecimento de modos de oscilação entre áreas.

Dentre os compensadores série, o mais simples, conhecido como capacitor série chaveado a tiristor (*Thyristor Switched Series Capacitor (TSSC)*), utiliza a conexão série de módulos discretos de capacitores chaveados a tiristor para variar a reatância série equivalente da linha, como ilustrado na Figura 1. Os capacitores entram ou saem em bloco do sistema através do chaveamento dos tiristores. Neste caso não há controle de fase e, quando não há pulso de disparo nos tiristores, os capacitores estão conectados ao sistema. Quando os tiristores são comandados à condução, sempre no instante de cruzamento por zero da tensão sobre o capacitor (*Zero Voltage Switching (ZVS)*), os capacitores são curto-circuitados. O disparo em *ZVS* é necessário devido à elevada sensibilidade do capacitor às variações de tensão, dv/dt (AI-JUN; FEI; WEN-JIN, 2005; JOHANSSON; ANGQUIST; NEE, 2010; SILVEIRA *et al.*, 2009).

Figura 1 – Capacitor Série Chaveado a Tiristor (TSSC).



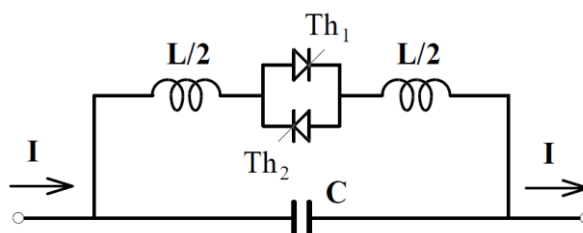
Fonte: (WATANABE *et al.*, 1998).

Na Figura 2 é ilustrado o compensador série controlado a tiristor (*TCSC*) constituído de um capacitor fixo conectado em paralelo com um Reator Controlado a Tiristor (RCT). O RCT permite o controle contínuo da reatância equivalente do *TCSC*, já que a corrente no RCT é controlada instantaneamente ciclo a ciclo pela variação do ângulo de disparo dos tiristores. Como a tecnologia dos tiristores de potência é bem dominada e este é um compensador de alta confiabilidade, é possível dizer que o *TCSC* será, provavelmente, um dos *FACTS* largamente empregados nos sistemas de potência. Uma das principais aplicações deste *FACTS* está na mitigação de Ressonâncias Subsíncronas (RSS).

O aumento da demanda por energia elétrica está forçando a instalação de geradores distantes dos centros consumidores. Neste caso, a implementação de linhas longas de transmissão e a compensação série são usadas tanto para aumentar a capacidade de transferência de potência quanto para aumentar a margem de estabilidade do sistema pelo efeito de encurtamento elétrico da linha equivalente, que normalmente é alcançado pela conexão de capacitores fixos no sistema. No entanto, o transitório de qualquer perturbação no sistema e a interação entre os elementos indutivos e capacitivos (compensação) da linha, podem causar oscilações. Estas oscilações geram correntes e torques no rotor de geradores

síncronos em certas frequências, que se forem próximos da frequência de modo natural torsional, podem produzir elevadas oscilações de torques com característica de baixa frequência, conhecidas como ressonâncias subsíncronas (JOSWIG; KULIG, 2001). Nesse sentido os controladores *FACTS* série, principalmente o *TCSC* associado ao controlador para amortecimento de oscilação de potência (*Power Oscillation Damper (POD)*) é utilizado para diminuir os efeitos tanto das oscilações de potência quanto da RSS (BORRE *et al.*, 2011; JESUS *et al.*, 2005; KAKIMOTO; PHONGPHANPHANEE, 2003; PILOTTO *et al.*, 2003).

Figura 2– Compensador Série Controlado a Tiristor (*TCSC*).



Fonte: (WATANABE *et al.*, 1998).

Os controladores *FACTS* em derivação ou em série também são utilizados para melhorar ou aumentar a margem de estabilidade de tensão no sistema, evitando que um aumento de demanda leve o sistema ao colapso. No que diz respeito à estabilidade de tensão, tal compensação tem a finalidade de injetar energia reativa no sistema a fim de manter a magnitude da tensão nas barras próxima dos valores nominais, além disso, permite reduzir as correntes de linha e, portanto, as perdas totais do sistema. Alguns trabalhos apresentam, através da análise em regime permanente por meio de fluxos de potência e curvas de carregamento versus potência, a eficácia deste tipo de compensação para o aumento da estabilidade de tensão (AJJARAPU; LEE, 1998; BESANGER *et al.*, 1995; GUPTA; TRIPATHI; SHUKLA, 2010; HUANG; NAIR, 2002; KABIRI, HENSCHER e DOMMEL, 2004; KAMARPOSHI *et al.*, 2010).

Portanto, a aplicação dos *FACTS*, especificamente do compensador série *TCSC*, já está difundida para aplicações em sistemas de transmissão, seja para proporcionar aumento da máxima capacidade de transferência de potência ou para proporcionar aumento da margem de estabilidade do sistema de potência. No entanto, em sistemas de distribuição de energia elétrica, ainda são poucos os estudos e aplicações do *TCSC*. Logicamente, se os problemas associados à distribuição de energia elétrica são outros, e geralmente associados à distúrbios na Qualidade da Energia Elétrica (QEE), a operação do dispositivo deve ser alterada visando atender às novas solicitações. Apesar de ainda serem poucos, a seguir serão apresentados

alguns estudos e artigos técnicos que envolvem a aplicação da compensação série no Sistema de Distribuição de Energia Elétrica (SDEE).

1.2 Características e efeitos da compensação série e aplicação do TCSC nos Sistemas de Distribuição de Energia Elétrica (SDEE)

No Brasil, a Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) é o órgão que regulamenta os procedimentos relativos à distribuição de energia elétrica através das resoluções contidas nos Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica (PRODIST) no Sistema Elétrico Nacional. Especialmente o módulo 8 desta resolução trata da QEE no sistema de distribuição, abordando a qualidade do “produto” energia elétrica e a qualidade dos serviços prestados (ANEEL, 2016). Para abordar e regulamentar a tensão elétrica no sistema de distribuição, o PRODIST classifica o distúrbio associado a esta segundo a duração e a magnitude do evento ocorrido, sejam tais distúrbios relacionados aos níveis de tensão em regime permanente, à flutuação de tensão ou às variações de tensão de curta duração.

Para a tensão em regime permanente são estabelecidos os limites adequados, precários e críticos, os indicadores individuais e coletivos de conformidade de tensão elétrica, os critérios de medição e registro, e os prazos para regularização e compensação ao consumidor, caso as medições de tensão excedam os limites dos indicadores.

A determinação da qualidade da tensão de um barramento do sistema de distribuição quanto à flutuação de tensão, tem por objetivo avaliar o incômodo provocado pelo efeito da cintilação luminosa (*flicker*) no consumidor que tenha, em sua unidade consumidora, pontos de iluminação alimentados em baixa tensão.

As variações de tensão de curta duração são desvios significativos no valor eficaz da tensão em curtos intervalos de tempo, sendo classificada como variação momentânea, se o afundamento (*sag*) ou a elevação (*swell*) de tensão durar de 1 ciclo de rede a 3 segundos no sistema. Quanto à amplitude do distúrbio, o afundamento momentâneo é definido para tensões de 0,1 a 0,9 pu (por unidade) de tensão, e a elevação momentânea acima de 1,1 pu. Se os distúrbios citados ocorrerem com duração de 3 segundos a 3 minutos serão classificados em variação temporária de tensão.

A baixa regulação de tensão no SDEE pode ser considerado um dos principais problemas associados à qualidade de energia elétrica no sistema. Nesse sentido, a utilização da compensação série fixa, para dar suporte de tensão às barras de consumidores remotos, é uma alternativa, por vezes, utilizada pelas distribuidoras de energia elétrica. A seguir são apresentados, de forma resumida, alguns trabalhos que abordam o tema citado.

Em Das e Das (2011) realizou-se o estudo dos efeitos da compensação série fixa capacitiva para regulação dos níveis de tensão de regime permanente. O estudo foi baseado na otimização do nível de compensação capacitiva, para diferentes níveis de carregamento do sistema de distribuição radial, utilizando técnicas de algoritmo genético. Os resultados obtidos foram satisfatórios, já que os objetivos com a compensação foram atingidos: melhora do perfil de tensão do alimentador e redução das perdas de energia ativa na linha. O trabalho ainda levantou algumas características importantes quanto à compensação série fixa, que devem ser levadas em consideração na implementação prática deste tipo de solução. O capacitor série deve ser protegido através de um elemento de *bypass* caso haja um evento de falta à sua jusante, e não deve operar sobrecompensado, uma vez que a sobrecompensação aumenta muito o risco de ferro-ressonância no sistema.

Em Oliveira *et al.* (2002) é apresentado um estudo de caso onde a aplicação em campo de capacitores série fixos em alimentadores foi implementada por uma distribuidora de energia para dar suporte de tensão de curta duração para a partida de motores de bombas de irrigação para cultivo de arroz. No caso, a substituição de reguladores de tensão por capacitores série sobrecompensados resultou em instabilidade e oscilação de tensão, impedindo a operação do sistema. Algumas alternativas foram aplicadas em vão no alimentador, como a diminuição do nível de compensação, utilização de resistor de amortecimento e filtro LC. Por fim, o capacitor série foi instalado e substituiu reguladores de tensão em outro alimentador com sucesso. Vale ressaltar que neste alimentador, apesar de não haver significativa representação de motores em partida, testes de simulação contemplaram tal situação com sucesso na realização da compensação.

Nota-se que a compensação série capacitiva tem potencial e pode proporcionar regulação de tensão em regime permanente e diminuição de afundamentos momentâneos de tensão em transitórios de carga como partida de motores. No entanto, o aumento da possibilidade de ferro-ressonância e oscilação de tensão, principalmente em aplicações que necessitem de sobrecompensação, torna a aplicação pouco robusta e insegura.

Devido aos problemas relacionados às oscilações de tensão na aplicação da compensação série capacitiva fixa, a aplicação dos *FACTS* na distribuição, mais especificamente do *TCSC*, pode se tornar interessante e proporcionar regulação de tensão com boa estabilidade dinâmica e maior confiabilidade. Alguns trabalhos já indicam algumas vantagens da aplicação do *TCSC* no sistema de distribuição radial como: melhora do perfil de tensão ao longo do alimentador, suporte e diminuição de afundamentos de tensão durante

transitórios de carga, mitigação dos efeitos de flutuação de tensão, atuação como limitador de corrente de curto-circuito.

Em Moschakis, Leonidaki e Hatziaargyriou (2003) são abordadas algumas considerações para aplicação do *TCSC* em um sistema de distribuição radial. Através de simulação computacional com a utilização de um *software* de transitório eletromagnético, foi comprovada a eficácia da operação do *TCSC*. Os testes de simulação abordaram situações de transitórios de carga e condições de curto-circuito. Nos transitório de carga, o *TCSC*, operando na região capacitiva, deu suporte de tensão e diminuiu os afundamentos de tensão na barra de carga. Sob condição de curto-circuito, o *TCSC*, operando na região indutiva, operou como um limitador da corrente de falta, aumentando a impedância equivalente até o ponto do curto-circuito. A atuação do *TCSC* como limitador da corrente de curto-circuito também é abordada em Godart *et al.*(1994).

O estudo dos efeitos da aplicação de um *TCSC* na flutuação de tensão das barras de um SDEE radial é apresentado em Ren (2012). Neste trabalho, o autor utilizou um índice de flutuação como uma ferramenta analítica para avaliar a flutuação de tensão nas barras de um sistema de distribuição radial. Através da ferramenta, determina-se a relação entre a quantidade de compensação série fixa e variável, e conclui-se sobre os efeitos benéficos da inserção do *TCSC* em mitigar as flutuações de tensão no final de linha.

Em Garcia, Pereira e Carneiro (2001) é proposto um modelo para resolução do fluxo de potência de um sistema radial de distribuição de energia elétrica com a inserção dos efeitos em regime permanente do dispositivo *TCSC*. O estudo confirma o efeito de adequação dos níveis de tensão em regime permanente ao longo de um alimentador proporcionado pelo compensador série controlado.

Portanto, como apresentado nesse capítulo, apesar de pouco explorado, principalmente no que se refere à modelagem dinâmica e ao sistema de controle, o *TCSC* pode ser uma boa alternativa para adequar os níveis de tensão em sistemas de distribuição na configuração radial, principalmente em situações críticas com cargas de elevada dinâmica que provocam afundamentos de tensão momentâneos elevados. Desta forma, o desenvolvimento desta tese de doutorado tem como principal objetivo a proposição de um sistema de controle digital microcontrolado aplicado ao compensador série *TCSC*, baseado em controladores lineares e realimentações multirressonantes, para a operação no SDEE, buscando-se como efeito da referida aplicação, o suporte de tensão para cargas com elevadas dinâmicas. O desenvolvimento do projeto de pesquisa é dividido em 5 capítulos: introdução, operação em

regime permanente do *TCSC* como compensador série no sistema de distribuição de energia elétrica, modelagem dinâmica e sistema de controle digital com realimentações multirressonantes do *TCSC*, especificações de projeto e resultados, e conclusões.

No Capítulo 2 será apresentada a análise detalhada da operação em regime permanente do *TCSC*, as principais formas de onda instantâneas, os esforços de tensão e corrente submetidos aos componentes, a caracterização e análise da influência harmônica no sistema, e a curva de reatância fundamental do dispositivo.

No Capítulo 3 serão apresentados dois modelos matemáticos dinâmicos do *TCSC* e a proposição do sistema de controle digital com realimentações multirressonantes. O primeiro modelo contempla todas as características não lineares do *TCSC* e representa as dinâmicas fasoriais da componente fundamental da tensão no capacitor do compensador, que leva em consideração as características das principais harmônicas presentes. O segundo modelo dinâmico é válido para representação em pequenos sinais e também representa as dinâmicas na frequência fundamental. O sistema digital microcontrolado de reatância fundamental do *TCSC* é proposto, baseado em realimentações multirressonantes e controladores do tipo proporcional-integral com saturação *anti-windup*. Todas as funções discretas referentes às estruturas integrantes do algoritmo, bem como as principais características do *hardware* aplicado ao projeto são apresentados neste capítulo.

No Capítulo 4 serão apresentadas as especificações para a construção do estágio de potência e do sistema de controle digital do protótipo do *TCSC*, baseadas no desenvolvimento dos capítulos 2 e 3. Os resultados experimentais e de simulações, considerando as não-idealidades do protótipo, serão apresentados para a operação em malha aberta e malha fechada e, por fim, resultados referentes aos ensaios com partidas diretas de motores serão apresentados também para a operação em malha aberta e em malha fechada.

No último capítulo serão apresentadas as conclusões finais sobre o projeto de pesquisa baseadas nos estudos teóricos, envolvendo resultados de simulação e ensaios experimentais aplicados ao protótipo.

2 OPERAÇÃO EM REGIME PERMANENTE DO TCSC COMO COMPENSADOR SÉRIE NO SISTEMA DE DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA (SDEE)

Em sistemas de distribuição, a resistência dos cabos da linha exerce forte influência na composição da impedância, podendo, em casos extremos e dependendo do tipo de cabo utilizado, ser até maior que a reatância indutiva. Deste modo, nas linhas de distribuição, as quais apresentam níveis de tensão na faixa de 13,8 kV, torna-se inerente o uso de bancos de capacitores e reguladores de tensão para se atender os consumidores com qualidade de energia à medida que o comprimento da linha aumenta. Equipamentos convencionais utilizados para elevar e regular o nível de tensão, como bancos de capacitores e reguladores de tensão, algumas vezes não são suficientemente eficientes. É o que ocorre em casos como os encontrados em linhas extensas com carga concentrada na sua extremidade, ou nas partidas de grandes motores de indução, pois o tempo de partida destes é menor que o tempo de resposta dos equipamentos convencionais. Isto exige que a concessionária insira, no seu programa de expansão, a construção de subestações, ramais de transmissão e alimentadores, elevando assim os custos dos investimentos (CAMARGO *et al.*, 2004).

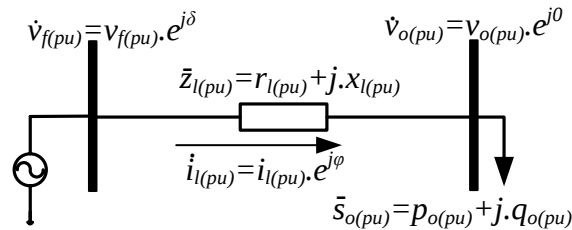
Os circuitos em uma rede de distribuição normalmente operam de forma radial, o que torna possível a inserção do TCSC em um desses circuitos para promover a compensação série e melhorar a qualidade da energia elétrica. A utilização da compensação série eletronicamente controlada permite variação rápida da reatância equivalente da linha, proporcionando rejeição às perturbações e oscilações indesejadas (KABIRI; HENSCHERL; DOMMEL, 2004; PILOTTO *et al.*, 2003). No entanto, embora haja uma variedade de estudos e modelos dinâmicos sobre a operação do TCSC em sistemas de transmissão, são poucos os estudos que abordam sua aplicação para dar suporte de tensão no sistema de distribuição em aplicações com cargas de elevada dinâmica (ALMEIDA *et al.*, 2013; ZAMPELLIN *et al.*, 2013). Como os parâmetros da linha de distribuição diferem em relação à linha de transmissão, e devido à facilidade da inserção de compensadores auxiliares na linha, é importante avaliar o comportamento deste tipo de compensação controlada nos sistemas de distribuição.

2.1 Efeito da compensação série no SDEE

A princípio, para que se possa prever os efeitos da compensação série para a regulação de tensão em um sistema de distribuição, considera-se uma linha de distribuição de forma

simplificada representada na Figura 3 pela impedância série do cabo de forma concentrada e por duas barras de tensão; a primeira representando um alimentador ou subestação e a segunda representando a barra de carga não controlada com carga do tipo potência constante.

Figura 3 – Linha de distribuição simplificada.



Fonte: Próprio autor.

Sendo:

$\hat{v}_{f(pu)}$ - fasor de tensão da fonte por unidade (p.u).

$v_{f(pu)}$ - magnitude do fasor de tensão da fonte em p.u.

δ - ângulo de fase do fasor de tensão da fonte.

$\hat{v}_{o(pu)}$ - fasor de tensão da carga por unidade (p.u).

$v_{o(pu)}$ - magnitude do fasor de tensão da carga em p.u.

$\bar{s}_{o(pu)}$ - potência complexa na barra de carga em p.u.

$p_{o(pu)}$ - potência ativa em pu na barra de carga.

$q_{o(pu)}$ - potência reativa em pu na barra de carga.

$\hat{i}_{l(pu)}$ - fasor da corrente de linha em pu.

$i_{l(pu)}$ - magnitude do fasor da corrente de linha em p.u.

φ - ângulo de fase do fasor da corrente de linha ou ângulo do fator de potência na carga.

$\bar{z}_{l(pu)}$ - impedância de linha em p.u.

$r_{l(pu)}$ - resistência de linha em p.u.

$x_{l(pu)}$ - reatância de linha em p.u.

O procedimento a seguir tem como objetivo descrever o comportamento em regime permanente da tensão na barra de carga em função do carregamento do sistema e dos parâmetros de linha, mais especificamente da reatância de linha. As curvas que descrevem tal

comportamento, denominadas de curvas PV, são obtidas da resolução do fluxo de potência na linha representada na Figura 3.

A potência complexa na barra de carga é descrita em (1) pela multiplicação entre o fasor de tensão na barra de carga e o conjugado do fasor de corrente na linha.

$$\bar{s}_{o(pu)} = p_{o(pu)} + j \cdot q_{o(pu)} = \dot{v}_{o(pu)} \cdot (\dot{i}_{l(pu)})^* \quad (1)$$

A corrente na linha pode ser descrita em (2).

$$\dot{i}_{l(pu)} = \frac{(\dot{v}_{f(pu)} - \dot{v}_{o(pu)})}{\bar{Z}_{l(pu)}} \quad (2)$$

Conjugando-se (2) e substituindo-se em (1) têm-se em (3) a potência complexa.

$$\bar{s}_{o(pu)} = \dot{v}_{o(pu)} \cdot \frac{(\dot{v}_{f(pu)} - \dot{v}_{o(pu)})^*}{\bar{Z}_{l(pu)}^*} = \frac{v_{o(pu)} \cdot (v_{f(pu)} \cdot \cos(\delta) - v_{o(pu)} - j \cdot v_{f(pu)} \cdot \sin(\delta))}{\bar{Z}_{l(pu)}^*} \quad (3)$$

Multiplicando-se o numerador e denominador de (3) pela impedância complexa de linha, e separando-se os termos obtidos nas parcelas real e imaginária, têm-se, respectivamente em (4) e (5), as potências ativa e reativa.

$$p_{o(pu)} = \frac{-r_{l(pu)} \cdot v_{o(pu)}^2 + v_{o(pu)} \cdot v_{f(pu)} \cdot (r_{l(pu)} \cdot \cos(\delta) + x_{l(pu)} \cdot \sin(\delta))}{(r_{l(pu)}^2 + x_{l(pu)}^2)} \quad (4)$$

$$q_{o(pu)} = \frac{-x_{l(pu)} \cdot v_{o(pu)}^2 + v_{o(pu)} \cdot v_{f(pu)} \cdot (x_{l(pu)} \cdot \cos(\delta) - r_{l(pu)} \cdot \sin(\delta))}{(r_{l(pu)}^2 + x_{l(pu)}^2)} \quad (5)$$

Para se levantar as curvas PV é necessário descrever o comportamento da tensão na barra de carga como função do carregamento do sistema, p_o e q_o , e dos parâmetros de impedância da linha, r_l e x_l . Assim, faz-se necessário a realização de algumas operações em (4) e (5) a fim de se encontrar a solução para a tensão na barra de carga. Rearranjando-se (4) e (5), têm-se:

$$p_{o(pu)} \cdot (r_{l(pu)}^2 + x_{l(pu)}^2) + r_{l(pu)} \cdot v_{o(pu)}^2 = v_{o(pu)} \cdot v_{f(pu)} \cdot (r_{l(pu)} \cdot \cos(\delta) + x_{l(pu)} \cdot \sin(\delta)) \quad (6)$$

$$q_{o(pu)} \cdot (r_{l(pu)}^2 + x_{l(pu)}^2) + x_{l(pu)} \cdot v_{o(pu)}^2 = v_{o(pu)} \cdot v_{f(pu)} \cdot (x_{l(pu)} \cdot \cos(\delta) - r_{l(pu)} \cdot \sin(\delta)) \quad (7)$$

Aplicando-se o quadrado em ambos os termos da igualdade de (6) e (7), e somando-as termo a termo, obtém-se a relação descrita em (8).

$$\begin{aligned} & (p_{o(pu)}^2 + q_{o(pu)}^2) \cdot (r_{l(pu)}^2 + x_{l(pu)}^2)^2 + 2 \cdot p_{o(pu)} \cdot (r_{l(pu)}^2 + x_{l(pu)}^2) r_{l(pu)} \cdot v_{o(pu)}^2 + r_{o(pu)}^2 \cdot v_{o(pu)}^4 + \\ & + 2 \cdot q_{o(pu)} \cdot (r_{l(pu)}^2 + x_{l(pu)}^2) x_{l(pu)} \cdot v_{o(pu)}^2 + x_{l(pu)}^2 \cdot v_{o(pu)}^4 = v_{o(pu)}^2 \cdot v_{f(pu)}^2 \cdot (r_{l(pu)}^2 + x_{l(pu)}^2) \end{aligned} \quad (8)$$

Simplificando-se (8) têm-se:

$$v_{o(pu)}^4 + \left[2 \cdot (r_{l(pu)} \cdot p_{o(pu)} + x_{l(pu)} \cdot q_{o(pu)}) - v_{f(pu)}^2 \right] \cdot v_{o(pu)}^2 + (p_{o(pu)}^2 + q_{o(pu)}^2) \cdot (r_{l(pu)}^2 + x_{l(pu)}^2) = 0 \quad (9)$$

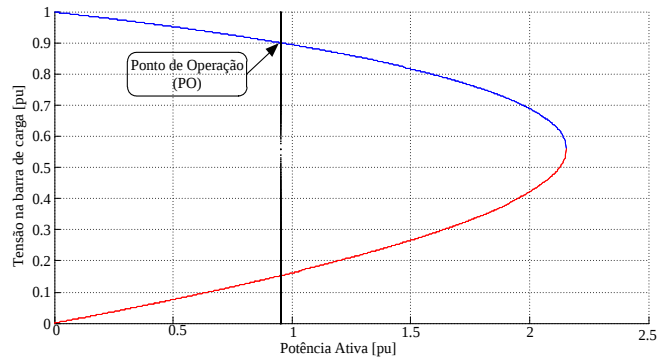
A solução de (9) contém duas raízes positivas e duas raízes negativas, no entanto, as raízes negativas não representam nenhuma variável real. Portanto as soluções representativas para a tensão na barra de carga, considerando as variáveis representadas em pu, são apresentadas em (10) e (11).

$$v_{o1} = \sqrt{\frac{v_f^2}{2} - r_l \cdot p_o - x_l \cdot q_o} + \sqrt{\frac{v_f^4}{4} - v_f^2 \cdot (r_l \cdot p_o + x_l \cdot q_o) - (x_l \cdot p_o - r_l \cdot q_o)^2} \quad (10)$$

$$v_{o2} = \sqrt{\frac{v_f^2}{2} - r_l \cdot p_o - x_l \cdot q_o} - \sqrt{\frac{v_f^4}{4} - v_f^2 \cdot (r_l \cdot p_o + x_l \cdot q_o) - (x_l \cdot p_o - r_l \cdot q_o)^2} \quad (11)$$

O comportamento da tensão na barra de carga em função do carregamento do sistema, representado pela potência ativa, é descrito pela curva PV. Tal curva é obtida variando-se as potências ativa e reativa do sistema, com fator de potência constante e demais parâmetros fixos, solucionando-se v_{o1} e v_{o2} em (10) e (11) para todos os pontos de operação possíveis. A Figura 4 ilustra o comportamento para o caso de uma operação com tensão na barra fonte de 1 pu, resistência de linha de 0,044 pu e reatância de linha de 0,131 pu. Ainda na Figura 4 é destacado o ponto de operação (PO) do sistema para o fator de potência igual a 0,95 e potência aparente igual a 1 pu na barra de carga.

Figura 4 - Curva PV.



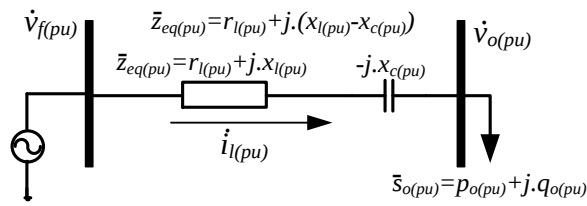
Fonte: Próprio autor.

É importante notar que no ponto de máxima transferência de potência, ocorre a tensão de colapso. Na prática, o sistema nunca operará abaixo da tensão de colapso, pois nesta condição, este torna-se instável. Assim sendo, as soluções reais de operação para a tensão na barra de carga são descritas por (10) e representadas pelos valores que estão acima da tensão de colapso na Figura 4. É importante observar, na curva apresentada, o aumento da queda de

tensão na linha e a consequente diminuição da tensão na barra remota provocada pelo aumento do carregamento do sistema.

A fim de se estudar o efeito, em regime permanente, da compensação série da reatância de linha sobre a regulação de tensão na barra de carga, será investigado o comportamento das curvas PV considerando a variação da reatância de linha. Para tal, considera-se na Figura 5 um sistema com compensação série capacitiva fixa.

Figura 5 – Compensação série capacitiva fixa.



Fonte: Próprio autor.

A reatância série capacitiva tem o efeito de anular uma parcela da reatância indutiva da linha e, portanto, diminuir a componente de queda de tensão que está em quadratura com a corrente de linha. Desta forma, ocorre aumento e consequente regulação da tensão na barra de carga, o que, considerando a carga do tipo potência constante, provoca diminuição da corrente de linha. Obviamente que a relação entre as variáveis elétricas envolvidas na solução do fluxo de potência é não-linear como já ilustrado na Figura 4.

Define-se o nível de compensação série capacitiva em :

$$k_C(\%) = \frac{x_{C(pu)}}{x_{l(pu)}} \cdot 100 \quad (12)$$

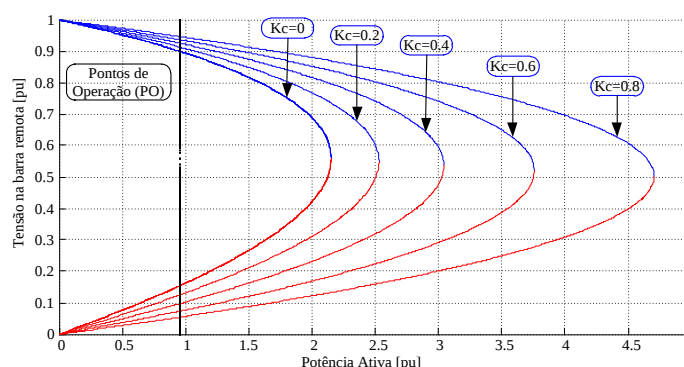
Assim, a reatância equivalente do sistema pode ser reescrita:

$$x_{eq(pu)} = x_{l(pu)} \cdot (1 - k_C) \quad (13)$$

Considerando a inserção da reatância equivalente em (10) e (11), agora para diferentes níveis de compensação série capacitiva, pode-se prever o comportamento da tensão na barra de carga e concluir sobre o efeito da compensação série capacitiva na regulação de tensão para diversos pontos de operação (PO) considerando o sistema sob regime permanente. Tal comportamento é apresentado nas curvas PV ilustradas na Figura 6, onde as condições para a obtenção das curvas, tanto para tensão da barra da fonte quanto para a impedância de linha, são as mesmas já consideradas para a construção da curva representada na Figura 4.

Ainda na Figura 6 foram destacados os pontos de operação para um carregamento fixo do sistema com potência aparente de 1pu e fator de potência de 0,95 para diferentes níveis de compensação. É notório e visual que o sistema, para níveis maiores de compensação, apresenta também maiores níveis de tensão na barra de carga. Além do efeito sobre a regulação de tensão, pode-se citar como vantagens deste tipo de compensação, o aumento da capacidade de transferência de potência e o aumento da margem de estabilidade, uma vez que ocorre um aumento da diferença entre a tensão no ponto de operação e a tensão de colapso.

Figura 6– Curvas PV para diferentes níveis de compensação série capacitiva.



Fonte: Próprio autor.

A compensação série pode ser dividida basicamente em dois grupos: compensação série fixa constituídas de banco de capacitores, e compensação série controlável a tiristor constituída do controlador *FACTS TCSC*. Dentre as principais vantagens de se utilizar um compensador série controlável ao invés de uma compensação série fixa, podem-se citar:

- Aumento da flexibilidade e variação dinâmica da reatância equivalente da linha;
- Diminuição das possibilidades de ressonâncias que ocorrem quando da utilização de bancos de capacitores fixos com altos níveis de compensação;
- Possibilidade de operação como indutor para limitação de correntes de curto-circuito sob condição de falta.

Dentre as principais desvantagens, citam-se:

- Aumento de custo;
- Aumento da complexidade do circuito, uma vez que o equipamento controlável é composto de dispositivos eletrônicos responsáveis pela aquisição, condicionamento, processamento e envio dos sinais de comando às chaves

tiristoras, que são responsáveis pela interface de atuação entre o sinal de controle e o estágio de potência;

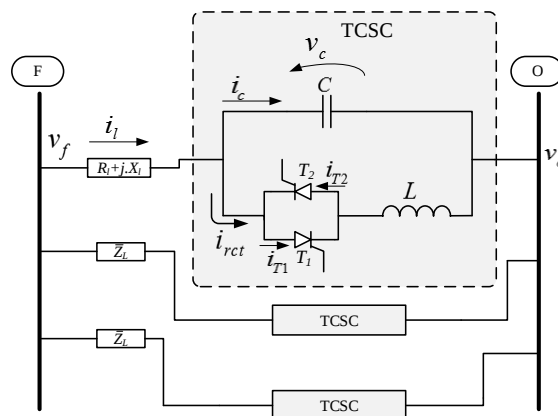
- Possibilidade de ocorrência de pelo menos um ponto de ressonância paralela interna no sistema.

Na sequência será apresentada uma análise detalhada da operação em regime permanente do *TCSC*. Tal análise será constituída da descrição da operação do controlador, apresentação das principais formas de onda, descrição matemática das tensões e correntes, análise harmônica, comportamento da curva de reatância fundamental e especificação dos elementos reativos. Diversas curvas que descrevem o comportamento generalizado do *TCSC* para a operação em Regime Permanente (RP), também conhecidos como ábacos, foram obtidas através da utilização do *software Matlab*.

2.2 Operação em regime permanente do *TCSC*

A Figura 7 apresenta um sistema trifásico com a conexão de um compensador série controlado a tiristor, *TCSC*, na linha. O *TCSC*, destacado na Figura 7, deve operar como uma reatância variável na linha que, de forma controlada, deverá regular a tensão na barra de carga.

Figura 7 – Sistema trifásico com *TCSC*.



Fonte: Próprio autor

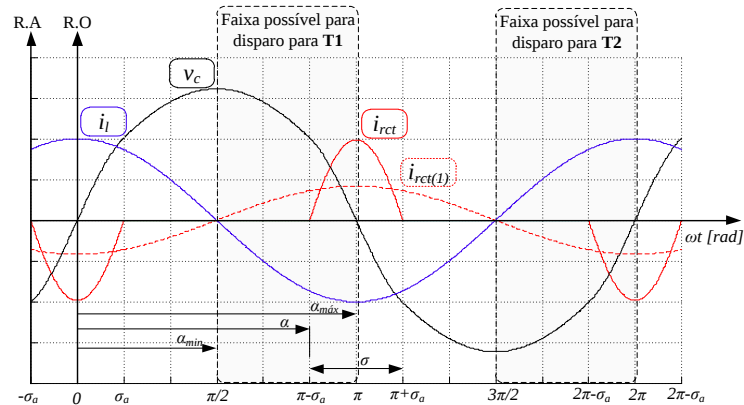
Sendo:

- i_l – corrente instantânea de linha;
- i_c – corrente instantânea do capacitor;
- i_{rct} – corrente instantânea do RCT;
- v_c – tensão instantânea do capacitor;
- C – capacitor fixo do *TCSC*;

- L - indutância do RCT;
- T_1 – tiristor atuante para semiciclo positivo de v_c ;
- T_2 – tiristor atuante para semiciclo negativo de v_c .

O *TCSC* é constituído de um capacitor fixo conectado em paralelo com um RCT. O RCT por sua vez é constituído de dois tiristores em anti-paralelo conectados em série com um indutor. Como o indutor tem características de fonte de corrente, em associação com os tiristores, é possível realizar o controle em corrente alternada, variando-se tanto o valor eficaz, quanto a componente fundamental de corrente no elemento indutivo. Basicamente, os processos de carga e descarga do capacitor são compostos pela corrente da linha, com comportamento dependente das cargas conectadas ao sistema, e pela corrente no RCT, parcela não-linear e distorcida. Assim, a tensão sobre o *TCSC* dependerá, tanto do carregamento do sistema, quanto do controle de fase realizado sobre o RCT. A reatância fundamental do *TCSC*, definida como a relação entre a componente fundamental da tensão sobre o capacitor e a corrente de linha, poderá ser controlada pela variação de ângulos de disparo dos tiristores do RCT, podendo operar como uma reatância equivalente capacitiva ou indutiva. Na Figura 8 são apresentadas, de forma genérica, as formas de onda da tensão no capacitor, da corrente na linha e da corrente no RCT para a operação na região capacitiva.

Figura 8 – Formas de onda do *TCSC* operando na região capacitiva.



Fonte: Próprio autor

Sendo:

- α – ângulo de disparo para o tiristor T_1 ;
- α_{min} – ângulo de disparo mínimo para T_1 ;
- $\alpha_{máx}$ – ângulo de disparo máximo para T_1 ;
- σ – ângulo de condução dos tiristores;
- σ_a – metade do ângulo de condução dos tiristores;
- $i_{rct(1)}$ – componente fundamental da corrente no RCT.

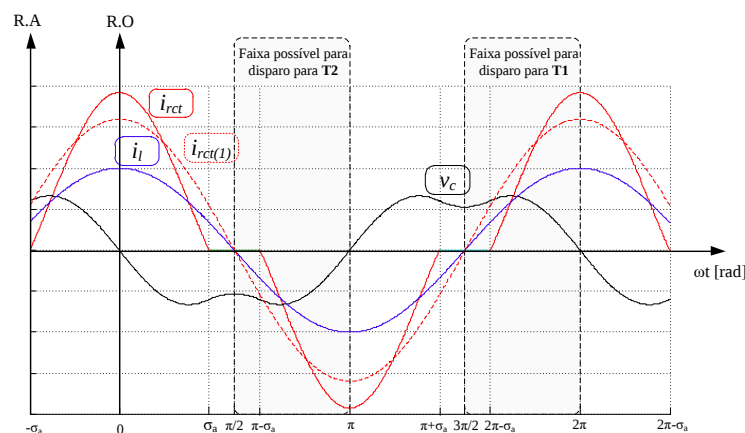
- RO – Referência Original;
- RA – Referência Auxiliar.

Desprezando-se as perdas, a componente fundamental da corrente no RCT é sempre atrasada e em quadratura com relação à tensão no capacitor, além de estar sempre em anti-fase quando comparada à corrente no elemento capacitivo. Assim, considerando o cruzamento por zero da tensão do capacitor na referência de fase, os ângulos de disparo possíveis para o tiristor T_1 estão compreendidos na faixa $\{\alpha \in \mathbb{R} / \pi/2 \leq \alpha \leq \pi\}$ e para o disparo do tiristor T_2 na faixa $\{\alpha \in \mathbb{R} / 3\pi/2 \leq \alpha \leq 2\pi\}$. Caso o sincronismo seja realizado tomando como referência a fase da corrente de linha, a faixa para o disparo do tiristor T_1 compreende-se em $\{\alpha \in \mathbb{R} / \pi \leq \alpha \leq 3\pi/2\}$ e para o disparo do tiristor T_2 em $\{\alpha \in \mathbb{R} / 0 \leq \alpha \leq \pi/2\}$.

Como a corrente de linha é imposta pelo carregamento do sistema, o que irá determinar a operação do *TCSC* na região capacitiva ou na região indutiva é a relação entre a componente fundamental da corrente no RCT e a corrente de linha. Para ângulos de disparo maiores, a reatância fundamental equivalente do RCT é maior que a reatância fixa do elemento capacitivo, assim, a componente fundamental da corrente no RCT tende a ser menor que a corrente de linha, que terá comportamento capacitivo. Neste caso, a tensão no capacitor estará atrasada 90° da corrente de linha. Para ângulos de disparo menores, a componente fundamental da corrente no RCT tende a ser maior que a corrente de linha, que terá comportamento indutivo e estará atrasada 90° da tensão no capacitor.

Na Figura 9 são apresentadas as mesmas formas de onda da Figura 8, no entanto, agora para a operação indutiva.

Figura 9 - Formas de onda do *TCSC* operando na região indutiva.



Fonte: Próprio autor

Nota-se que, se os disparos dos tiristores forem sincronizados, tomando como referência o ângulo de fase da tensão no capacitor, a faixa de disparo para T_1 e T_2 continua

sendo a mesma indicada para a operação na região capacitiva, $\{\alpha \in \mathbb{R} / \pi/2 \leq \alpha \leq \pi\}$ para T_1 e $\{\alpha \in \mathbb{R} / 3\pi/2 \leq \alpha \leq 2\pi\}$ para T_2 , já que a defasagem entre a componente fundamental da tensão no capacitor e a componente fundamental da corrente no RCT é invariante. No entanto, se os disparos dos tiristores forem sincronizados com a corrente de linha, a lógica para os disparos de T_1 e T_2 deve ser invertida se comparada à operação na região capacitiva, com $\{\alpha \in \mathbb{R} / 0 \leq \alpha \leq \pi/2\}$ para T_1 e $\{\alpha \in \mathbb{R} / \pi \leq \alpha \leq 3\pi/2\}$ para T_2 , já que a corrente de linha está atrasada 90° da tensão no capacitor e em fase com a componente fundamental da corrente no RCT.

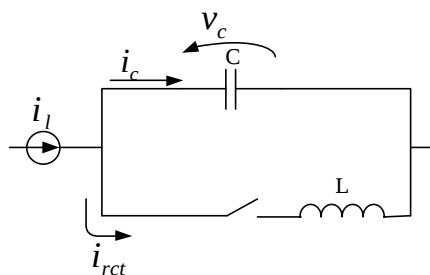
Confrontando-se as formas de onda das tensões no capacitor ilustradas na Figura 8 e na Figura 9, pode-se notar o aumento da distorção de tensão para a operação na região indutiva. Tal fato decorre do aumento da parcela não linear, representada na composição da tensão no capacitor pela corrente do RCT. Em regime permanente, o TCSC deve operar na região capacitiva como um compensador série proporcionando os efeitos sob a regulação de tensão na barra de carga, como ilustrado na Figura 6.

Na sequência serão adotados os mesmos procedimentos descritos em Fuerte-Esquivel, Acha e Ambriz-Perez (2000) para determinação das tensões e correntes instantâneas na malha do TCSC. Baseado neste resultado, as funções das tensões instantâneas no capacitor serão normalizadas para a obtenção de curvas que indicam o comportamento generalizado do TCSC em regime permanente. As curvas normalizadas indicarão o comportamento dos esforços de tensão e de corrente do TCSC, das características harmônicas, e da curva de reatância fundamental (SILVA *et al.*, 2015).

2.2.1 Tensões e correntes instantâneas no TCSC

Para a obtenção das tensões e correntes da malha do TCSC considera-se o modelo indicado na Figura 10, onde a corrente de linha é representada por uma fonte de corrente independente e o tiristor por uma chave ideal.

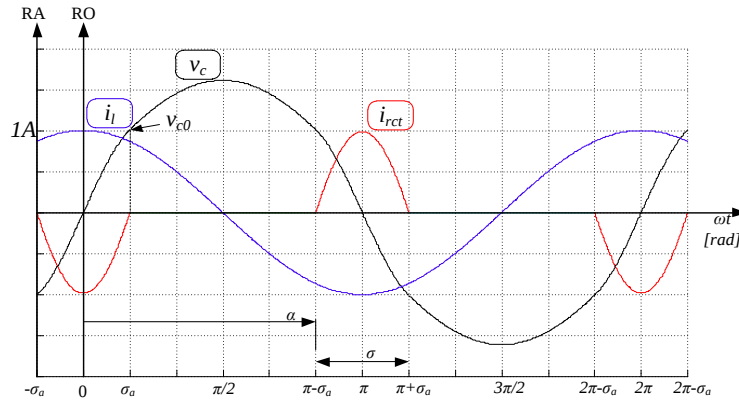
Figura 10 – Modelo do TCSC com corrente de linha imposta



Fonte: Próprio autor

Na Figura 11 são ilustradas as principais formas de onda para a operação na região capacitiva do TCSC.

Figura 11 – Corrente na linha, corrente no RCT e tensão no capacitor.



Fonte: Próprio autor

A corrente de linha é descrita em (14) com amplitude base de 1A na Referência Original (RO).

$$i_l = \cos(\omega t) \quad (14)$$

Da Figura 11, têm-se a relação em regime permanente entre o ângulo de disparo e o ângulo de condução, exposta em (15).

$$\alpha = \pi - \frac{\sigma}{2} = \pi - \sigma_a \quad (15)$$

Para facilitar as relações matemáticas, as variáveis serão escritas em função do Referencial Auxiliar (RA). Em (16) a corrente na linha é descrita em função deste novo referencial.

$$i_l = \cos(\omega t - \sigma_a) = \cos(\omega t) \cdot \cos(\sigma_a) + \sin(\omega t) \cdot \sin(\sigma_a) \quad (16)$$

Aplicando-se no circuito da Figura 10 a lei de Kirchhoff para as correntes, têm-se a relação em (17).

$$i_l = i_{rct} + i_c \quad (17)$$

Durante a condução dos tiristores, a tensão sobre o capacitor é igual à tensão sobre o indutor do RCT, de acordo com as relações descritas em (18) e (19), onde V_{c0} indica a tensão no capacitor quando a corrente no RCT é nula (ωt igual a σ_a).

$$v_c = \frac{1}{C} \cdot \int i_c \cdot dt + V_{c0} \quad (18)$$

$$v_c = L \cdot \frac{di_{rct}}{dt} \quad (19)$$

Combinando-se (18) e (19) pode-se relacionar em (20) as correntes no RCT e no capacitor.

$$\int i_c \cdot dt = L \cdot C \frac{di_{rct}}{dt} - C \cdot V_{c0} \quad (20)$$

De (21) a (23) têm-se, respectivamente, os resultados da Transformada de *Laplace* (TL) aplicadas em (16), (17) e (20).

$$TL\{i_l\} = I_l(s) = \cos(\sigma_a) \cdot \frac{s}{s^2 + \omega^2} + \sin(\sigma_a) \cdot \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (21)$$

$$TL\{i_l\} = TL\{i_{rct}\} + TL\{i_c\} \Rightarrow I_l(s) = I_{rct}(s) + I_c(s) \quad (22)$$

$$TL\left\{\int i_c \cdot dt\right\} = TL\left\{L \cdot C \frac{di_{rct}}{dt}\right\} - TL\{C \cdot V_{c0}\} \Rightarrow \frac{I_c(s)}{s} = L \cdot C \cdot (s \cdot I_{rct}(s) - i_{rct}(0)) - C \cdot \frac{V_{c0}}{s} \quad (23)$$

A condição inicial para a corrente no RCT é nula. Assim, (23) pode ser rearranjada em (24).

$$I_c(s) = s^2 \cdot L \cdot C \cdot I_{rct}(s) - C \cdot V_{c0} \quad (24)$$

Combinando-se (21), (22) e (24) têm-se $I_{rct}(s)$ em (25).

$$I_{rct}(s) = \cos(\sigma_a) \cdot \frac{s}{(s^2 + \omega^2) \cdot (s^2 \cdot L \cdot C + 1)} + \sin(\sigma_a) \cdot \frac{\omega}{(s^2 + \omega^2) \cdot (s^2 \cdot L \cdot C + 1)} + \frac{C \cdot V_{c0}}{(s^2 \cdot L \cdot C + 1)} \quad (25)$$

Rearranjando-se (25) em (26).

$$I_{rct}(s) = \omega_0^2 \cdot \cos(\sigma_a) \cdot \frac{s}{(s^2 + \omega^2) \cdot (s^2 + \omega_0^2)} + \omega_0^2 \cdot \omega \cdot \sin(\sigma_a) \cdot \frac{1}{(s^2 + \omega^2) \cdot (s^2 + \omega_0^2)} + \frac{\omega_0^2 \cdot C \cdot V_{c0}}{(s^2 + \omega_0^2)} \quad (26)$$

Onde ω é a frequência angular da rede e ω_0 é a frequência angular de ressonância paralela definida em (27).

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (27)$$

A corrente no RCT, apresentada em (26), possui dois pares de polos complexos conjugados indicados em (28) e (29).

$$s_{p1,2} = \pm j \cdot \omega \quad (28)$$

$$s_{p3,4} = \pm j \cdot \omega_0 \quad (29)$$

Aplicando-se a transformada inversa de *Laplace* em (26) pode-se obter em (30) a corrente no RCT no domínio do tempo.

$$i_{rct} = I_1 \cdot \cos(\omega t - \sigma_a) - I_1 \cdot \cos(\sigma_a) \cdot \cos(\omega_0 t) - I_2 \cdot \sin(\sigma_a) \cdot \sin(\omega_0 t) + I_3 \cdot V_{c0} \cdot \sin(\omega_0 t) \quad (30)$$

Os coeficientes I_1 , I_2 e I_3 de (30) são definidos, respectivamente em (31), (32) e (33).

$$I_1 = \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega^2} \quad (31)$$

$$I_2 = \frac{\omega \cdot \omega_0}{\omega_0^2 - \omega^2} \quad (32)$$

$$I_3 = \omega_0 \cdot C \quad (33)$$

Aplicando-se a relação de tempo descrita em (34) na relação exposta em (30), pode-se obter em (35) a corrente do RCT no RO, definida na faixa de valores para $\omega t \in [-\sigma_a, \sigma_a]$. A operação de mudança de referencial, do ponto de vista das formas de onda, representa um avanço de fase ou adiantamento temporal.

$$t_{RO} = t_{RA} + \frac{\sigma_a}{\omega} \quad (34)$$

$$\begin{aligned} i_{rct} = & I_1 \cdot \cos(\omega t) - I_1 \cdot \cos(\sigma_a) \cdot \cos\left(\omega_0 t + \frac{\omega_0}{\omega} \cdot \sigma_a\right) - I_2 \cdot \text{sen}(\sigma_a) \cdot \text{sen}\left(\omega_0 t + \frac{\omega_0}{\omega} \sigma_a\right) + \\ & + I_3 \cdot V_{c0} \cdot \text{sen}\left(\omega_0 t + \frac{\omega_0}{\omega} \sigma_a\right) \end{aligned} \quad (35)$$

Define-se em (36) a frequência angular normalizada, como a relação entre a frequência angular de ressonância paralela e a frequência angular da rede.

$$\bar{\omega} = \frac{\omega_0}{\omega} \quad (36)$$

Combinando-se (35) e (36) e rearranjando-se os termos em (37) têm-se:

$$\begin{aligned} i_{rct} = & I_1 \cdot \cos(\omega t) + \left[-I_1 \cdot \cos(\sigma_a) \cdot \cos(\bar{\omega} \cdot \sigma_a) - I_2 \cdot \text{sen}(\sigma_a) \cdot \text{sen}(\bar{\omega} \cdot \sigma_a) \right] \cdot \cos(\omega_0 t) + \\ & + I_3 \cdot V_{c0} \cdot \text{sen}(\bar{\omega} \cdot \sigma_a) \\ & + \left[I_1 \cdot \cos(\sigma_a) \cdot \text{sen}(\bar{\omega} \cdot \sigma_a) - I_2 \cdot \text{sen}(\sigma_a) \cdot \cos(\bar{\omega} \cdot \sigma_a) \right] \cdot \text{sen}(\omega_0 t) \\ & + I_3 \cdot V_{c0} \cdot \cos(\bar{\omega} \cdot \sigma_a) \end{aligned} \quad (37)$$

Nota-se, na Figura 11, que a condição inicial para a tensão no capacitor ocorre quando a corrente no RCT é nula. Avaliando-se (37) para a condição exposta, pode-se encontrar a condição inicial para o capacitor em (38).

$$i_{rct}\left(t = \frac{\sigma_a}{\omega}\right) = 0 \quad \Rightarrow \quad V_{c0} = \frac{I_2}{I_3} \cdot \text{sen}(\sigma_a) - \frac{I_1}{I_3} \cdot \cos(\sigma_a) \cdot \text{tg}(\bar{\omega} \cdot \sigma_a) \quad (38)$$

Substituindo-se (38) em (37), têm-se finalmente em (39) a corrente no RCT para $\omega t \in [-\sigma_a, \sigma_a]$.

$$i_{rct_{ON}} = I_1 \cdot \cos(\omega \cdot t) - I_1 \cdot \frac{\cos(\sigma_a)}{\cos(\bar{\omega} \cdot \sigma_a)} \cdot \cos(\bar{\omega} \cdot \omega \cdot t) \quad (39)$$

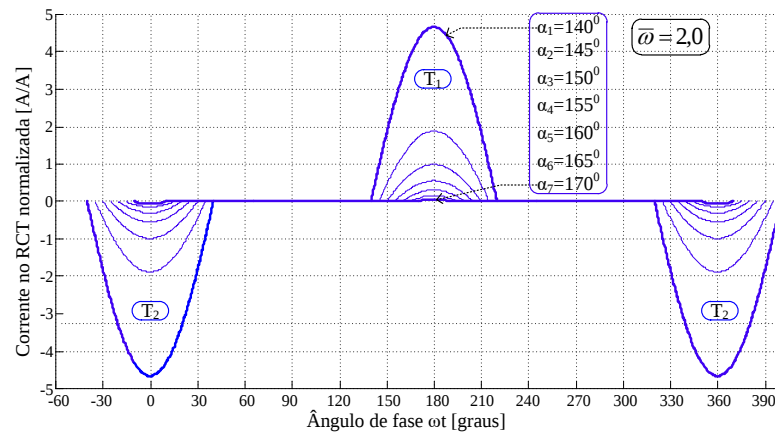
Na condição de regime permanente a corrente no RCT é simétrica, e quando os tiristores estão bloqueados, a chave no modelo da Figura 10 está aberta e a corrente no RCT é nula. Assim, esta pode ser descrita para um período completo de rede em (40).

$$i_{rct} = \begin{cases} I_1 \cdot \cos(\omega \cdot t) - I_1 \cdot \frac{\cos(\sigma_a)}{\cos(\bar{\omega} \cdot \sigma_a)} \cdot \cos(\bar{\omega} \cdot \omega \cdot t); & \omega t \in [-\sigma_a, \sigma_a] \\ 0; & \omega t \in [\sigma_a, \pi - \sigma_a] \\ -I_1 \cdot \cos(\omega \cdot t - \pi) + I_1 \cdot \frac{\cos(\sigma_a)}{\cos(\bar{\omega} \cdot \sigma_a)} \cdot \cos(\bar{\omega} \cdot (\omega \cdot t - \pi)); & \omega t \in [\pi - \sigma_a, \pi + \sigma_a] \\ 0; & \omega t \in [\pi + \sigma_a, 2\pi - \sigma_a] \end{cases} \quad (40)$$

Como o evidenciado em (40), a corrente no RCT é dependente do ângulo de disparo e ângulo de condução, que estão devidamente relacionados em (15), assim como da frequência da rede e da frequência de ressonância paralela, que por sua vez são funções dos elementos reativos do TCSC e também relacionam-se em (36). Ainda é importante enfatizar que os comportamentos que serão obtidos via gráficos e equações estão normalizados em função da amplitude da corrente de linha, que em (14) foi considerada unitária.

O comportamento temporal da corrente no RCT normalizada para diferentes valores do ângulo de disparo dos tiristores, considerando a operação na região capacitiva e com frequência normalizada fixa igual a 2, pode ser visualizado na Figura 12.

Figura 12 – Corrente no RCT normalizada para a operação capacitiva.

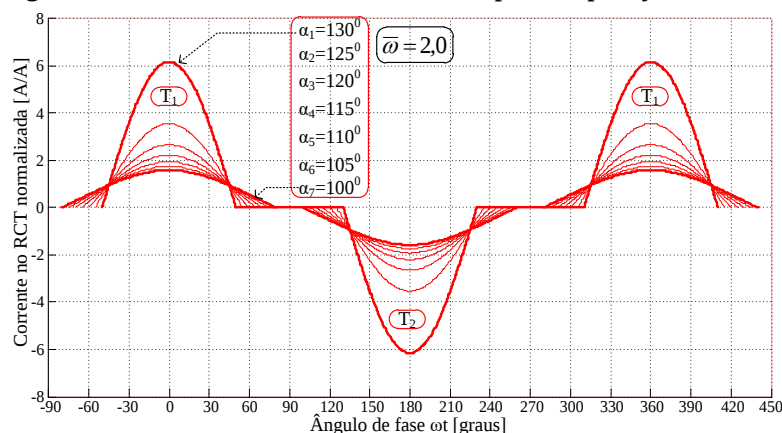


Fonte: Próprio autor

O comportamento para a região indutiva é apresentada na Figura 13. A caracterização da mudança de operação do TCSC da região capacitiva para a região indutiva pode ser verificada quando são confrontadas a Figura 12 com a Figura 13. Como a referência fasorial adotada para a análise das correntes e tensões na malha do TCSC foi a corrente de linha, fica

evidente a inversão de fase da componente fundamental da corrente no RCT nas figuras citadas.

Figura 13- Corrente no RCT normalizada para a operação indutiva.



Fonte: Próprio autor

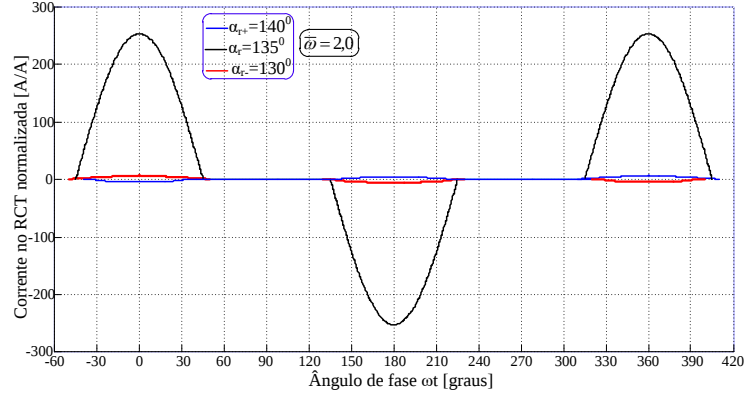
Ainda, é interessante observar na Figura 12, para operação capacitiva que, para ângulos de disparos maiores, a corrente no RCT torna-se mais distorcida e descontínua, porém menor em amplitude. Assim, mesmo tornando-se mais distorcida, a sua contribuição para o carregamento e composição da tensão no capacitor é cada vez menor se comparado à contribuição da corrente de linha. Então, para a tensão no capacitor, a distorção deverá ser maior quando os tiristores operarem com ângulos de disparo menores. Um exemplo claro é quando o TCSC opera com ângulo de disparo de 180° sincronizado pela tensão sobre o capacitor ou 90° quando sincronizado pela corrente de linha; nesse caso o indutor está totalmente bloqueado e o circuito torna-se totalmente linear com a presença única do capacitor fixo como elemento reativo de compensação.

Para a operação indutiva, apresentada na Figura 13, ocorre o comportamento inverso ao citado para a operação capacitiva. Nesse caso, o aumento do ângulo de disparo dos tiristores também provoca o aumento da distorção da corrente no RCT. No entanto, agora, este aumento é acompanhado do respectivo aumento da amplitude da corrente, que provocará aumento da distorção de tensão do capacitor.

No modelo ideal, desprezando-se as perdas energéticas dos elementos que integram o compensador, no limiar entre as regiões de operação capacitiva e indutiva do TCSC se encontra a região de ressonância paralela. Nesse ponto específico, para um determinado ângulo de disparo, ocorre uma ressonância na frequência fundamental entre o capacitor e o indutor do TCSC. O estudo mais aprofundado, sobre quantos pontos de ressonâncias, onde se localizam e qual a relação destes com os parâmetros do TCSC, será realizado em detalhes no final deste capítulo. Por enquanto, a atenção está voltada à sua existência e aos efeitos

causados sobre as tensões e correntes do TCSC. A Figura 14 ilustra a corrente no RCT em torno do ponto de ressonância.

Figura 14 – Corrente no RCT normalizada em torno do ponto de ressonância.



Fonte: Próprio autor

No caso exemplificado, em que a frequência angular normalizada é igual a dois, o ângulo de disparo onde ocorre a ressonância, chamado de ângulo de ressonância (α_r), é de 135° . Na Figura 14, nota-se o aumento brusco da corrente no RCT para a condição de ressonância, com seu valor de pico chegando a ser 250 vezes maior que a amplitude da corrente de linha, isto considerando poucos graus de variação no ângulo de disparo.

Apesar da descontinuidade da corrente no RCT, a forma de onda da tensão no capacitor é contínua, já que depende também da corrente de linha. A função instantânea da tensão no capacitor pode ser obtida analisando-se basicamente dois intervalos específicos; quando o tiristor conduz corrente, para $\omega t \in [-\sigma_a, \sigma_a]$, a tensão instantânea no capacitor é denotada por $v_{c_{ON}}$, e quando o tiristor está bloqueado, para $\omega t \in [\sigma_a, \pi - \sigma_a]$, esta é chamada de $v_{c_{OFF}}$. Na condução ideal dos tiristores a tensão sobre o capacitor é igual a tensão sobre o indutor. Assim, a relação em (41) é válida.

$$v_{c_{ON}} = L \cdot \frac{di_{rct}}{dt} \quad (41)$$

Substituindo-se (39) em (41) têm-se a tensão no capacitor em (42), válida para o intervalo de condução dos tiristores.

$$v_{c_{ON}} = -I_1 \cdot X_L \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) + I_1 \cdot \frac{\bar{\omega} \cdot X_L \cdot \cos(\sigma_a)}{\cos(\bar{\omega} \cdot \sigma_a)} \cdot \text{sen}(\bar{\omega} \cdot \omega \cdot t) \quad (42)$$

Sendo que X_L , expresso em (43), representa a reatância indutiva total do RCT na frequência fundamental.

$$X_L = \omega \cdot L \quad (43)$$

Com o tiristor bloqueado, o TCSC é composto exatamente de um capacitor fixo e, portanto, a corrente no capacitor é igual a corrente de linha e a tensão sobre este pode ser obtida em (44).

$$i_c = i_l = C \cdot \frac{dv_c}{dt} \Rightarrow v_{cOFF} = \frac{1}{C} \cdot \int_{\sigma_a}^{\omega t} \cos(\omega t) \cdot \frac{d(\omega t)}{\omega} + V_{c0} \quad (44)$$

A condição inicial para a tensão no capacitor é obtida em (45) avaliando-se (42) para ωt igual a σ_a .

$$V_{c0} = -I_1 \cdot X_L \cdot [\text{sen}(\sigma_a) - \bar{\omega} \cdot \cos(\sigma_a) \cdot \text{tg}(\bar{\omega} \cdot \sigma_a)] \quad (45)$$

Resolvendo-se a integral de (44), têm-se a tensão instantânea no capacitor em (46) para o intervalo de bloqueio dos tiristores.

$$v_{cOFF} = X_C \cdot [\text{sen}(\omega \cdot t) - \text{sen}(\sigma_a)] + V_{c0} \quad (46)$$

Sendo X_C , expresso em (47), a reatância capacitiva fixa na frequência fundamental.

$$X_C = \frac{1}{\omega \cdot C} \quad (47)$$

Assim, a tensão instantânea no capacitor, para o regime permanente, pode ser definida completamente em (48).

$$v_c = \begin{cases} -I_1 \cdot X_L \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) + I_1 \cdot \frac{\bar{\omega} \cdot X_L \cdot \cos(\sigma_a)}{\cos(\bar{\omega} \cdot \sigma_a)} \cdot \text{sen}(\bar{\omega} \cdot \omega \cdot t), & \omega t \in [-\sigma_a, \sigma_a] \\ X_C \cdot (\text{sen}(\omega \cdot t) - \text{sen}(\sigma_a)) + V_{c0}, & \omega t \in [\sigma_a, \pi - \sigma_a] \\ I_1 \cdot X_L \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - \pi) - I_1 \cdot \frac{\bar{\omega} \cdot X_L \cdot \cos(\sigma_a)}{\cos(\bar{\omega} \cdot \sigma_a)} \cdot \text{sen}(\bar{\omega} \cdot (\omega \cdot t - \pi)), & \omega t \in [\pi - \sigma_a, \pi + \sigma_a] \\ -X_C \cdot (\text{sen}(\omega \cdot t - \pi) - \text{sen}(\sigma_a)) - V_{c0}, & \omega t \in [\pi + \sigma_a, 2\pi - \sigma_a] \end{cases} \quad (48)$$

Combinando-se (27), (36), (43) e (47) encontra-se a relação entre as reatâncias fixas indutivas e capacitivas em (49).

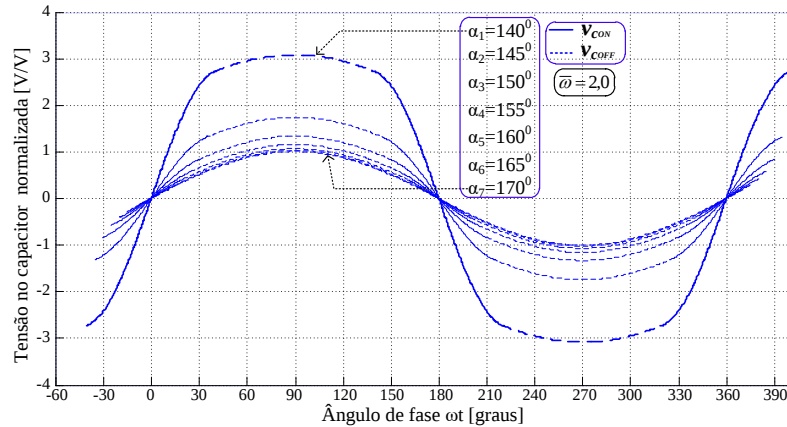
$$\frac{X_L}{X_C} = \frac{I_1 - 1}{I_1} = \frac{1}{\bar{\omega}^2} \quad (49)$$

Relacionando-se (48) e (49), pode-se reescrever em (50) a tensão instantânea no capacitor, normalizada em função de seu valor de pico para o ângulo de disparo em 180° .

$$v_c = \begin{cases} \frac{-I_1}{\bar{\omega}^2} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) + \frac{I_1}{\bar{\omega}} \cdot \frac{\cos(\sigma_a)}{\cos(\bar{\omega} \cdot \sigma_a)} \cdot \text{sen}(\bar{\omega} \cdot \omega \cdot t), & \omega t \in [-\sigma_a, \sigma_a] \\ \text{sen}(\omega \cdot t) - \text{sen}(\sigma_a) - \frac{I_1}{\bar{\omega}^2} \cdot (\text{sen}(\sigma_a) - \bar{\omega} \cdot \cos(\sigma_a) \cdot \text{tg}(\bar{\omega} \cdot \sigma_a)), & \omega t \in [\sigma_a, \pi - \sigma_a] \\ \frac{I_1}{\bar{\omega}^2} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t - \pi) - \frac{I_1}{\bar{\omega}} \cdot \frac{\cos(\sigma_a)}{\cos(\bar{\omega} \cdot \sigma_a)} \cdot \text{sen}(\bar{\omega} \cdot (\omega \cdot t - \pi)), & \omega t \in [\pi - \sigma_a, \pi + \sigma_a] \\ -\text{sen}(\omega \cdot t - \pi) + \text{sen}(\sigma_a) + \frac{I_1}{\bar{\omega}^2} \cdot (\text{sen}(\sigma_a) - \bar{\omega} \cdot \cos(\sigma_a) \cdot \text{tg}(\bar{\omega} \cdot \sigma_a)), & \omega t \in [\pi + \sigma_a, 2\pi - \sigma_a] \end{cases} \quad (50)$$

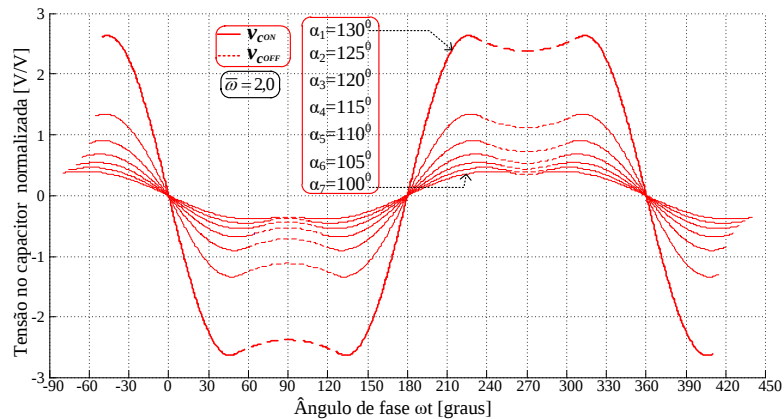
Na Figura 15 é apresentada a tensão instantânea normalizada no capacitor, para diferentes ângulos de disparo e operando na região capacitiva. A mesma análise é realizada na Figura 16 para a região indutiva.

Figura 15 – Tensão no capacitor normalizada para a operação capacitiva.



Fonte: Próprio autor

Figura 16 – Tensão no capacitor normalizada para a operação indutiva.

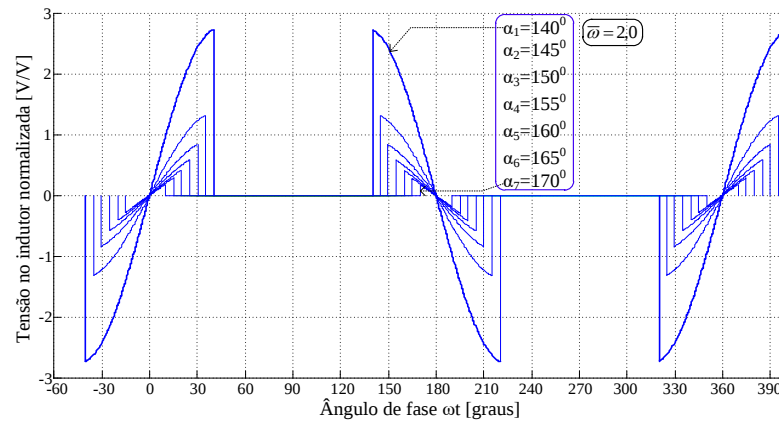


Fonte: Próprio autor

Se a corrente de linha está na referência, já era de se esperar a inversão de fase das tensões no capacitor para a operação na região capacitiva, Figura 15, se comparada à operação na região indutiva, Figura 16. Naturalmente, comparando-se as duas regiões de operação, no que se refere à distorção harmônica de tensão, na região indutiva a tensão no capacitor apresenta maior conteúdo harmônico devido ao efeito mais expressivo que a corrente do RCT tem na composição da corrente no capacitor. Quanto à linearidade, já é possível notar em ambas as regiões a relação não linear entre ângulo de disparo e amplitude de tensão. As amplitudes crescem e são muito mais sensíveis às variações de ângulo próximas à região de ressonância. Tal comportamento será confirmado adiante nas curvas de tensão eficaz do capacitor e, principalmente, na curva de reatância fundamental do TCSC.

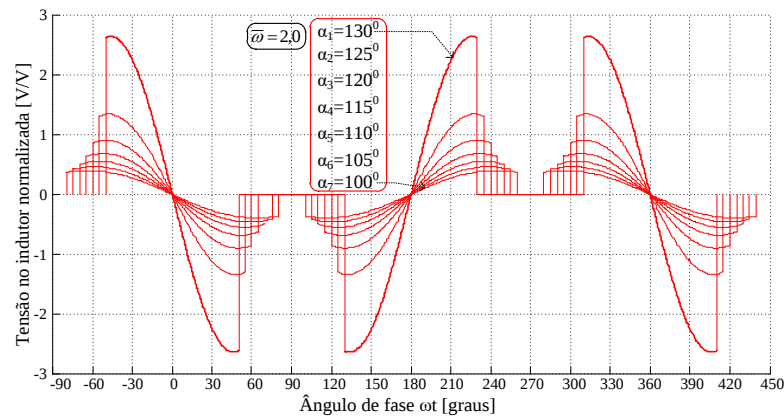
A tensão instantânea sobre o indutor do RCT é igual à tensão sobre o capacitor quando o tiristor está em condução. Quando o tiristor encontra-se bloqueado, não há corrente fluindo no indutor e a tensão sobre o elemento é nula. A Figura 17 e a Figura 18 ilustram, respectivamente, a tensão sobre o indutor do RCT para a operação na região capacitiva e para a operação na região indutiva.

Figura 17 – Tensão no indutor normalizada para a operação capacitiva.



Fonte: Próprio autor

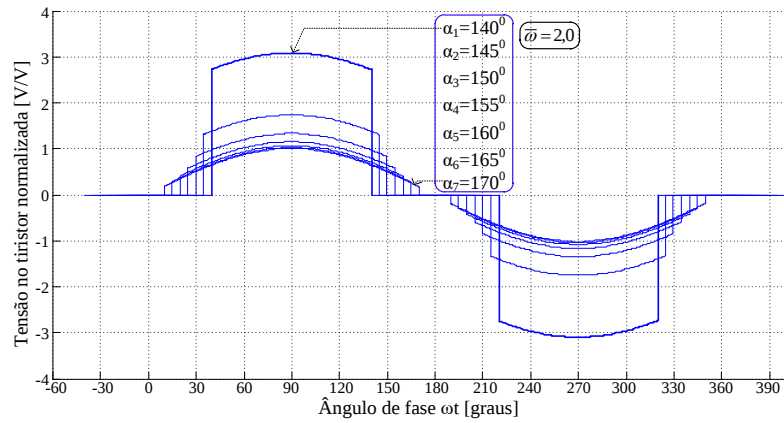
Figura 18 – Tensão no indutor normalizada para a operação indutiva.



Fonte: Próprio autor

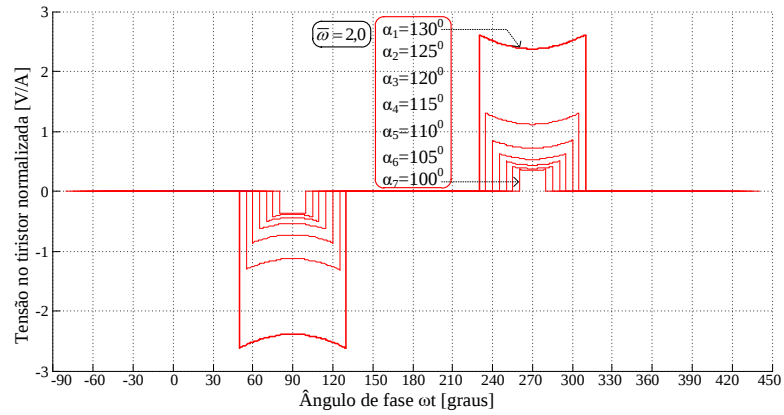
Considerando os tiristores, semicondutores ideais, haverá tensão sobre tais elementos toda vez que estiverem bloqueando a passagem de corrente, seja com tensão direta ou tensão reversa. Como estão conectados em anti-paralelo, durante o bloqueio de T_1 ou de T_2 , a tensão sobre os tiristores será igual à tensão sobre o capacitor, e quando estiverem conduzindo corrente a tensão será nula. Quando T_1 bloquear corrente com tensão direta, T_2 estará bloqueando corrente com tensão reversa e vice-versa. Assim, as formas de onda da tensão sobre T_1 e T_2 são as mesmas, contudo invertidas ou defasadas em 180° . As tensões instantâneas sobre o tiristor T_1 estão representadas na Figura 19, para a região capacitiva e, na Figura 20, para a região indutiva.

Figura 19 – Tensão no tiristor normalizada para a operação capacitiva.



Fonte: Próprio autor

Figura 20 – Tensão no tiristor normalizada para a operação indutiva.



Fonte: Próprio autor

A corrente no capacitor relaciona-se com as correntes de linha e do RCT e pode ser expressa matematicamente em (51).

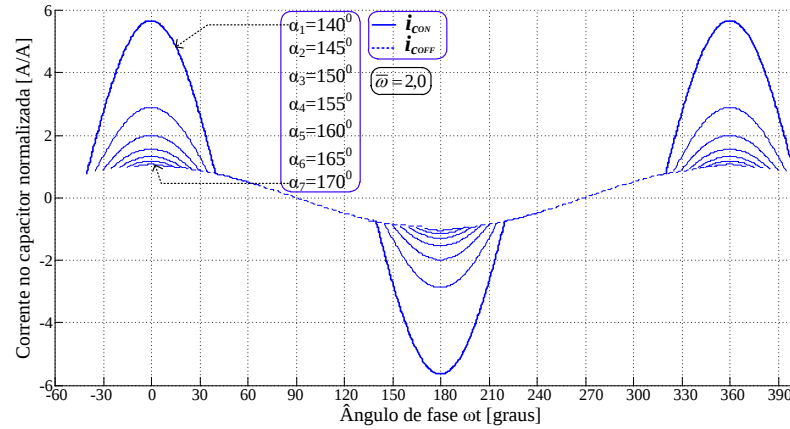
$$i_c = i_l - i_{rct} \quad (51)$$

Substituindo-se (14) e (40) em (51) têm-se em (52) a corrente no capacitor definida nos seus respectivos intervalos. Como a corrente no RCT é descontínua, a corrente no capacitor é exatamente igual a corrente de linha quando o tiristor está bloqueado. Quando o tiristor está conduzindo, a corrente no capacitor é igual à diferença instantânea entre a corrente na linha e a corrente no RCT.

$$i_c = \begin{cases} (1 - I_1) \cdot \cos(\omega \cdot t) + I_1 \cdot \frac{\cos(\sigma_a)}{\cos(\bar{\omega} \cdot \sigma_a)} \cdot \cos(\bar{\omega} \cdot \omega \cdot t); & \omega t \in [-\sigma_a, \sigma_a] \\ \cos(\omega \cdot t); & \omega t \in [\sigma_a, \pi - \sigma_a] \\ -(1 - I_1) \cdot \cos(\omega \cdot t - \pi) - I_1 \cdot \frac{\cos(\sigma_a)}{\cos(\bar{\omega} \cdot \sigma_a)} \cdot \cos(\bar{\omega} \cdot (\omega \cdot t - \pi)); & \omega t \in [\pi - \sigma_a, \pi + \sigma_a] \\ \cos(\omega \cdot t); & \omega t \in [\pi + \sigma_a, 2\pi - \sigma_a] \end{cases} \quad (52)$$

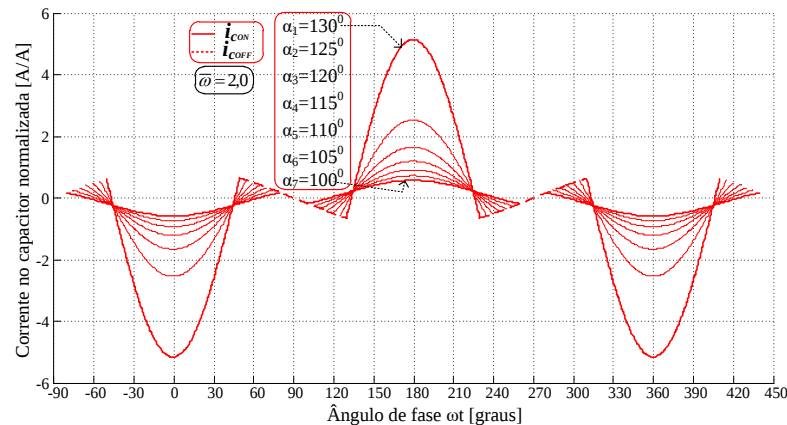
O comportamento instantâneo da corrente normalizada no capacitor pode ser visualizado na Figura 21, para a região capacitiva, e na Figura 22, para a região indutiva.

Figura 21 – Corrente normalizada no capacitor para a operação capacitiva.



Fonte: Próprio autor

Figura 22 – Corrente normalizada no capacitor normalizada para a operação indutiva.



Fonte: Próprio autor

Na região capacitiva, Figura 21, a corrente no capacitor é, efetivamente, resultado da soma da corrente de linha com a corrente do RCT já que, apesar da expressão (51) indicar uma operação de subtração, a corrente no RCT encontra-se em anti-fase ou 180° defasados da corrente de linha.

Para a região indutiva, Figura 22, ocorre o inverso e a corrente no capacitor é resultado da diferença entre a corrente de linha e a corrente do RCT, que estão em fase. Como a corrente no RCT prevalece, pois é maior, a corrente no capacitor encontra-se em anti-fase ou defasada de 180° da corrente de linha. No entanto, quando a corrente no RCT torna-se nula devido ao bloqueio dos tiristores, a corrente resultante no capacitor é instantaneamente igual a corrente de linha. É interessante notar como tal fato provoca por três vezes a inversão de sentido da corrente no capacitor em torno de seu cruzamento por zero. Como a derivada

temporal de tensão no capacitor é diretamente proporcional à corrente, isto explica a mudança de comportamento da tensão no capacitor visualizada na Figura 16, em torno de 90° .

Para se especificar os componentes reativos e semicondutores do TCSC não basta só conhecer o comportamento instantâneo de tensões e correntes na malha do TCSC. É necessário também prever os valores máximos, médios ou eficazes das principais formas de onda deste. A seguir estes valores serão apresentados e relacionados com os parâmetros do TCSC por meio de equações e gráficos.

2.2.2 Valores de pico, médios e eficazes de tensões e correntes do TCSC

Basicamente, para se especificar os componentes do TCSC, deve-se conhecer os seguintes valores de tensão e corrente para cada elemento:

- Indutor do RCT: corrente eficaz do RCT, corrente de pico no RCT, tensão de pico no indutor.
- Tiristores: corrente eficaz do tiristor, corrente média do tiristor, tensão de pico reverso e direto.
- Capacitor: corrente eficaz do capacitor, corrente máxima no capacitor, tensão de pico no capacitor.

➤ Correntes eficazes:

Inicialmente, considere uma variável arbitrária $f(t)$ que varia em função do tempo e é periódica. Em (53) define-se o valor eficaz de uma função periódica.

$$F_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T f(t)^2 \cdot d(t)} \quad (53)$$

Aplicando-se a definição de valor eficaz na função descrita em (40), têm-se o valor eficaz da corrente no RCT em (54).

$$I_{rct\ ef} = \sqrt{\frac{1}{\omega T} \cdot \int_0^{\omega T} i_{rct}^2 \cdot d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \left[\int_{-\sigma_a}^{\sigma_a} i_{rct}^2 \cdot d(\omega t) + \int_{\pi-\sigma_a}^{\pi+\sigma_a} i_{rct}^2 \cdot d(\omega t) \right]} \quad (54)$$

Conhecendo-se a simetria da forma de onda do RCT nos intervalos de integração especificados em (54), têm-se a simplificação em (55).

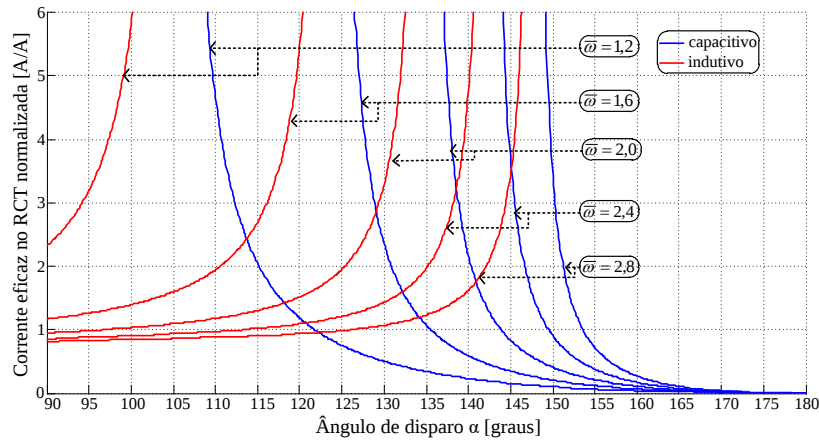
$$I_{rct\ ef} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \cdot \int_{-\sigma_a}^{\sigma_a} i_{rct}^2 \cdot d(\omega t)} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \cdot \int_{-\sigma_a}^{\sigma_a} \left[I_1 \cdot \cos(\omega \cdot t) - I_1 \cdot \frac{\cos(\sigma_a)}{\cos(\bar{\omega} \cdot \sigma_a)} \cdot \cos(\bar{\omega} \cdot \omega \cdot t) \right]^2 \cdot d(\omega t)} \quad (55)$$

Expandindo-se a função quadrática e resolvendo-se as parcelas de (55), têm-se o resultado do valor eficaz da corrente no RCT em (56).

$$I_{rct\ ef} = \frac{I_1}{\sqrt{\pi}} \cdot \left[\frac{\frac{\sin(2 \cdot \sigma_a)}{2} + \sigma_a - \frac{2 \cdot \cos(\sigma_a) \cdot \sin((1 + \bar{\omega}) \cdot \sigma_a)}{(1 + \bar{\omega}) \cdot \cos(\bar{\omega} \cdot \sigma_a)} - \frac{2 \cdot \cos(\sigma_a) \cdot \sin((\bar{\omega} - 1) \cdot \sigma_a)}{(\bar{\omega} - 1) \cdot \cos(\bar{\omega} \cdot \sigma_a)} + \frac{\cos^2(\sigma_a) \cdot \sin(2 \cdot \bar{\omega} \cdot \sigma_a)}{2 \cdot \bar{\omega} \cdot \cos^2(\bar{\omega} \cdot \sigma_a)} + \frac{\sigma_a \cdot \cos^2(\sigma_a)}{\bar{\omega} \cdot \cos^2(\bar{\omega} \cdot \sigma_a)} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (56)$$

As curvas expostas na Figura 23 traduzem a expressão (56), uma vez que apresentam o comportamento dos valores eficazes da corrente no RCT em função do ângulo de disparo e para diferentes valores da frequência angular normalizada. O valor eficaz real é obtido pela multiplicação do valor obtido no gráfico da Figura 23 pela amplitude da corrente de linha, que é proveniente do estudo de caso particular.

Figura 23 – Corrente eficaz normalizada no RCT em função do ângulo de disparo.



Fonte: Próprio autor

Nota-se claramente a influência da frequência angular normalizada na localização dos pontos de ressonância. Como já havia sido previsto na análise das formas de onda instantâneas, Figura 12 e Figura 13, o valor eficaz da corrente no RCT é maior para ângulos de disparo próximos do ponto de ressonância, ocorrendo na região capacitiva ou indutiva.

Os esforços de corrente no RCT são divididos de forma igualitária entre os tiristores T_1 e T_2 . Assim, a corrente eficaz em um tiristor relaciona-se com a corrente eficaz do RCT em (57). O comportamento gráfico é o mesmo que o ilustrado na Figura 23.

$$I_{T\ ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{-\sigma_a}^{\sigma_a} i_{rct}^2 \cdot d(\omega t)} = \frac{I_{rct\ ef}}{\sqrt{2}} \quad (57)$$

A corrente eficaz no capacitor pode ser obtida em (58) aplicando-se a definição (53) para a função instantânea já descrita em (52).

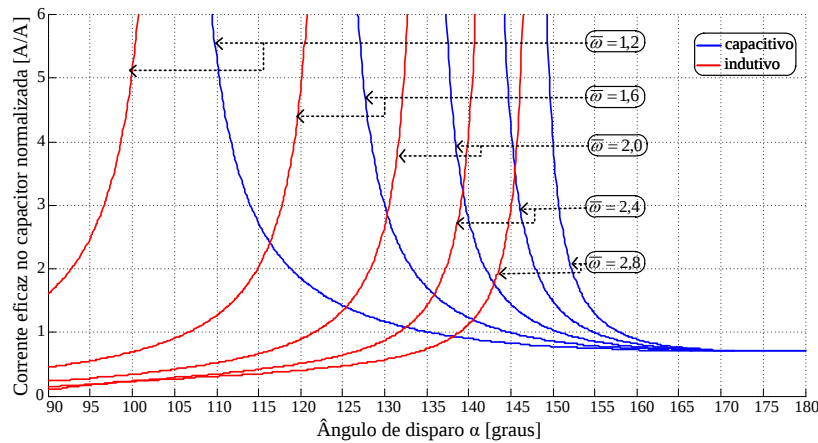
$$I_{c\ ef} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot 2 \cdot \left[\int_{-\sigma_a}^{\sigma_a} \left((1 - I_1) \cdot \cos(\omega \cdot t) + I_1 \cdot \frac{\cos(\sigma_a)}{\cos(\bar{\omega} \cdot \sigma_a)} \cdot \cos(\bar{\omega} \cdot \omega \cdot t) \right)^2 \cdot d(\omega t) + \int_{\sigma_a}^{\pi - \sigma_a} \cos^2(\omega \cdot t) \cdot d(\omega t) \right]} \quad (58)$$

Resolvendo-se as integrais de (58), têm-se, finalmente, a corrente eficaz no capacitor em (59).

$$I_{c\ ef} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \cdot \left[\frac{(1-I_1)^2 \cdot \text{sen}(2 \cdot \sigma_a)}{2} + (1-I_1)^2 \cdot \sigma_a + \frac{2 \cdot (1-I_1) \cdot I_1 \cdot \cos(\sigma_a) \cdot \text{sen}((1+\bar{\omega}) \cdot \sigma_a)}{(1+\bar{\omega}) \cdot \cos(\bar{\omega} \cdot \sigma_a)} + \right. \\ \left. + \frac{2 \cdot (1-I_1) \cdot I_1 \cdot \cos(\sigma_a) \cdot \text{sen}((1-\bar{\omega}) \cdot \sigma_a)}{(1-\bar{\omega}) \cdot \cos(\bar{\omega} \cdot \sigma_a)} + \frac{I_1^2 \cdot \cos^2(\sigma_a) \cdot \text{sen}(2 \cdot \bar{\omega} \cdot \sigma_a)}{2 \cdot \bar{\omega} \cdot \cos^2(\bar{\omega} \cdot \sigma_a)} + \right. \\ \left. + \frac{I_1^2 \cdot \cos^2(\sigma_a) \cdot \sigma_a}{\cos^2(\bar{\omega} \cdot \sigma_a)} + \frac{\text{sen}(2 \cdot (\pi - \sigma_a))}{4} - \frac{\text{sen}(2 \cdot \sigma_a)}{4} + \frac{\pi}{2} - \sigma_a \right]^{\frac{1}{2}} \quad (59)$$

Na Figura 24 são apresentadas as curvas dos valores eficazes da corrente no capacitor em função do ângulo de disparo do tiristor para diferentes valores de frequência angular normalizada. Os valores eficazes de corrente para o capacitor também se elevam em torno do ponto de ressonância. Ainda, é interessante notar que, próximo do ângulo de 180°, as correntes eficazes no capacitor são iguais a $1/\sqrt{2}$. Tal valor é justificado, pois nesse ponto de operação, o reator está totalmente bloqueado, o circuito é linear e a corrente no capacitor é igual à corrente da linha. Assim, o valor apresentado é o próprio valor eficaz da corrente de linha normalizado em função de sua própria amplitude.

Figura 24 – Corrente eficaz normalizada no capacitor em função do ângulo de disparo.



Fonte: Próprio autor

➤ Corrente média nos tiristores:

Assim como o realizado para o valor eficaz, considera-se em (60) a definição de valor médio de uma função periódica.

$$F_{med} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T f(t) \cdot dt \quad (60)$$

Para a operação na região capacitiva, ilustrada na Figura 12, quando se aplica os limites de integração de $-\sigma_a$ a σ_a na função da corrente do RCT, têm-se o valor médio negativo da corrente no tiristor T_2 . Já para a região indutiva, ilustrada na Figura 13, o valor obtido para o limite de integração de $-\sigma_a$ a σ_a indica o valor médio da corrente no tiristor T_1 . Como o valor médio para ambos os tiristores tem o mesmo valor, aplicando-se a definição de valor médio em módulo, na função descrita em (40), têm-se o valor médio da corrente em um tiristor do RCT em (61) para toda faixa de operação.

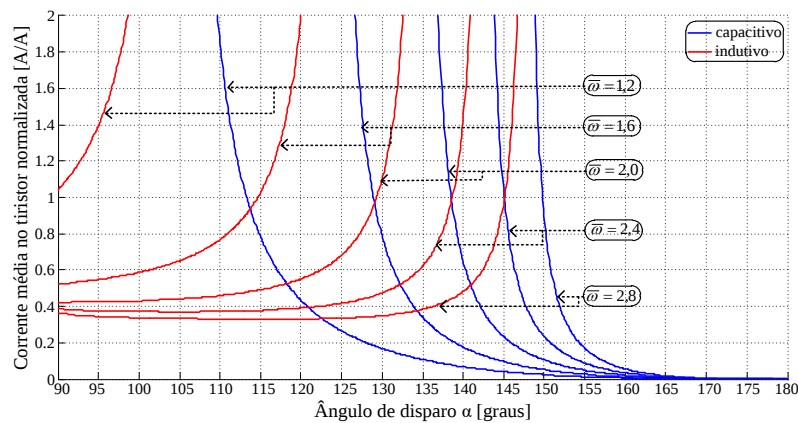
$$I_{T\ med} = \left| \frac{1}{\omega T} \cdot \int_0^{\omega T} i_{rct} \cdot d(\omega t) \right| = \frac{1}{2\pi} \cdot \left| \int_{-\sigma_a}^{\sigma_a} \left[I_1 \cdot \cos(\omega \cdot t) - I_1 \cdot \frac{\cos(\sigma_a)}{\cos(\bar{\omega} \cdot \sigma_a)} \cdot \cos(\bar{\omega} \cdot \omega \cdot t) \right] \cdot d(\omega t) \right| \quad (61)$$

Dividindo-se as parcelas e resolvendo-se as integrais de (61), têm-se o resultado do valor médio da corrente em um tiristor do RCT em (62).

$$I_{T\ med} = \left| \frac{I_1}{\pi} \cdot \left[\sin(\sigma_a) - \frac{\cos(\sigma_a)}{\bar{\omega}} \cdot \text{tg}(\bar{\omega} \cdot \sigma_a) \right] \right| \quad (62)$$

Na Figura 25 são apresentadas as curvas dos valores médios normalizados da corrente no tiristor em função do ângulo de disparo para diferentes valores de frequência angular normalizada. A corrente média é nula quando o ângulo de disparo é de 180° na região capacitiva, pois o RCT está totalmente bloqueado. Mais uma vez é notória a sensibilidade do ponto de ressonância às variações da frequência angular normalizada.

Figura 25 - Corrente média normalizada no tiristor em função do ângulo de disparo.



Fonte: Próprio autor

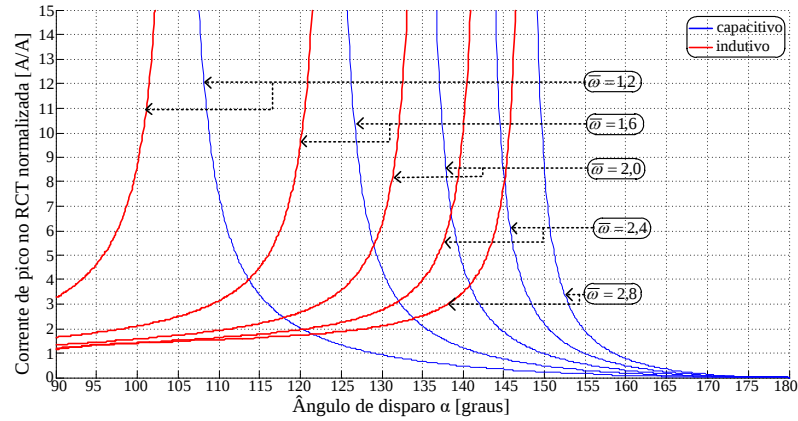
➤ Tensões e correntes de pico:

As correntes de pico no RCT e nos tiristores têm os mesmos valores. Estas podem ser obtidas avaliando-se a função (40) para o ângulo de fase nulo. Como, na região capacitiva, o primeiro pico de corrente é negativo, o valor das correntes de pico no RCT são avaliados em (63) em módulo.

$$I_{rct\ pico} = |i_{rct}(\omega t = 0)| = \left| I_1 - I_1 \cdot \frac{\cos(\sigma_a)}{\cos(\bar{\omega} \cdot \sigma_a)} \right| \quad (63)$$

Na Figura 26 são apresentadas as curvas dos valores de pico normalizados da corrente no RCT em função do ângulo de disparo. Obviamente que os valores de pico também aumentam próximos dos pontos de ressonância.

Figura 26- Corrente de pico normalizada no RCT em função do ângulo de disparo.

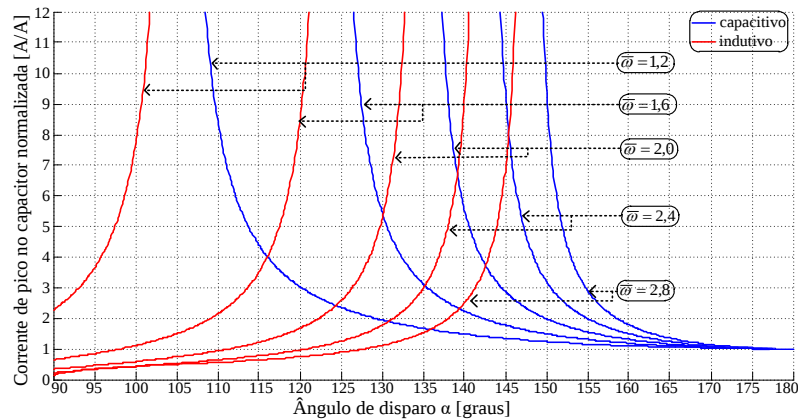


Fonte: Próprio autor

As correntes de pico no capacitor são obtidas em (64) avaliando-se a função (52) também para o ângulo de fase nulo. Na Figura 27 são apresentadas as curvas dos valores de pico normalizados da corrente no capacitor em função do ângulo de disparo para diferentes valores de frequência angular normalizada.

$$I_{c\ pico} = |i_c(\omega t = 0)| = \left| (1 - I_1) + I_1 \cdot \frac{\cos(\sigma_a)}{\cos(\bar{\omega} \cdot \sigma_a)} \right| \quad (64)$$

Figura 27 - Corrente de pico normalizada no capacitor em função do ângulo de disparo.



Fonte: Próprio autor

Nota-se que para o ângulo de disparo em 180° o valor de pico da corrente normalizada no capacitor é unitário. Neste ponto de operação o RCT está totalmente bloqueado e a corrente de linha é igual a corrente no capacitor.

A tensão de pico no capacitor é igual à tensão de pico nos tiristores, pois ocorrem durante o bloqueio destes. Assim, a tensão de pico normalizada no capacitor é determinada em (65) avaliando-se sua função instantânea em (50) para o ângulo de fase de 90° .

$$V_{c \text{ pico}} = \left| v_c \left(\omega t = \frac{\pi}{2} \right) \right| = \left| 1 - \sin(\sigma_a) - \frac{I_1}{\bar{\omega}^2} \cdot (\sin(\sigma_a) - \bar{\omega} \cdot \cos(\sigma_a) \cdot \text{tg}(\bar{\omega} \cdot \sigma_a)) \right| \quad (65)$$

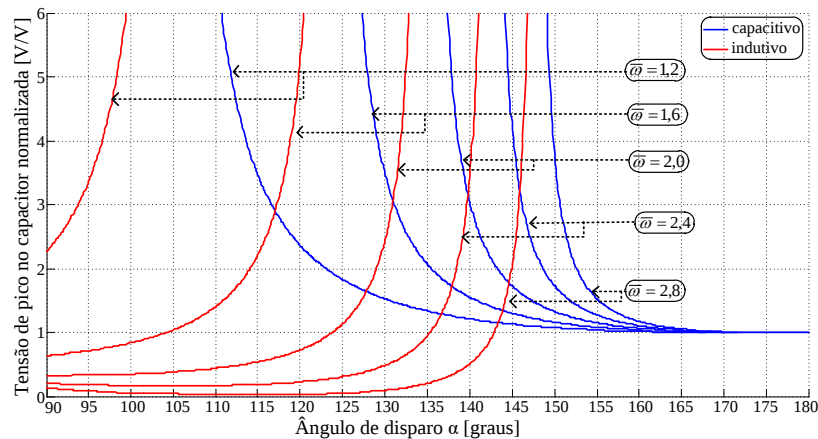
Para a operação indutiva, como pôde ser visualizado na Figura 16, a tensão no capacitor para o ângulo de fase de 90° não representa o seu valor máximo. Portanto, a expressão (65) representa exatamente o valor máximo normalizado no capacitor quando o TCSC opera na região capacitiva. Para a região indutiva, o valor obtido em (65) é sobre dimensionado, já que as formas de onda sofrem uma pequena queda no pico.

A tensão de pico normalizada no indutor pode ser obtida em (66), de forma aproximada, avaliando-se (50) para o ângulo de fase ωt igual a σ_a .

$$V_{L \text{ pico}} = |v_c(\omega t = \sigma_a)| = \left| -\frac{I_1}{\bar{\omega}^2} \cdot \sin(\sigma_a) + \frac{I_1}{\bar{\omega}} \cdot \cos(\sigma_a) \cdot \text{tg}(\bar{\omega} \cdot \sigma_a) \right| \quad (66)$$

Na Figura 28 são apresentadas as curvas das tensões de pico normalizadas no capacitor e tiristor, e na Figura 29 são apresentadas as curvas para a tensão de pico normalizada no indutor do RCT.

Figura 28 - Tensão de pico normalizada no capacitor em função do ângulo de disparo.

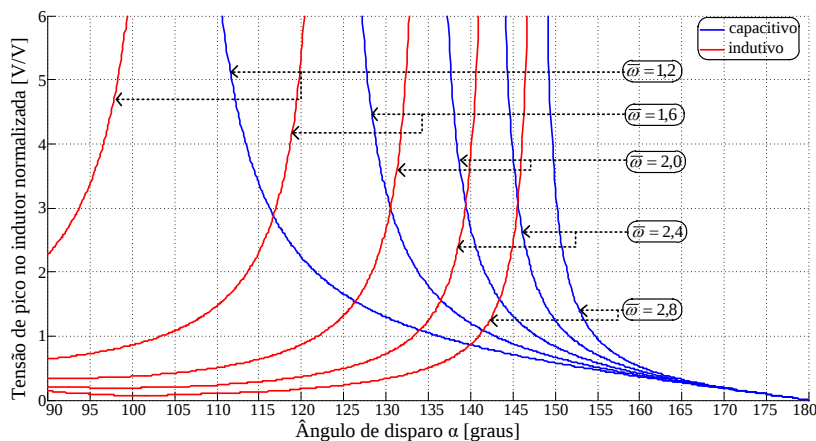


Fonte: Próprio autor

É interessante avaliar os dois gráficos para o ponto específico onde o ângulo de fase é de 180° e os tiristores estão totalmente bloqueados. Na Figura 28, para o ponto de operação citado, a tensão de pico normalizada no capacitor é unitária. O valor unitário é justificado, pois quando os tiristores estão bloqueados, o circuito é constituído apenas do capacitor série fixo e a corrente no capacitor é igual a corrente de linha, assim, a tensão de pico sobre este é

igual ao produto da reatância capacitiva fixa pela amplitude da corrente de linha, justamente a base para a normalização realizada em (50).

Figura 29– Tensão de pico normalizada no indutor em função do ângulo de disparo.



Fonte: Próprio autor

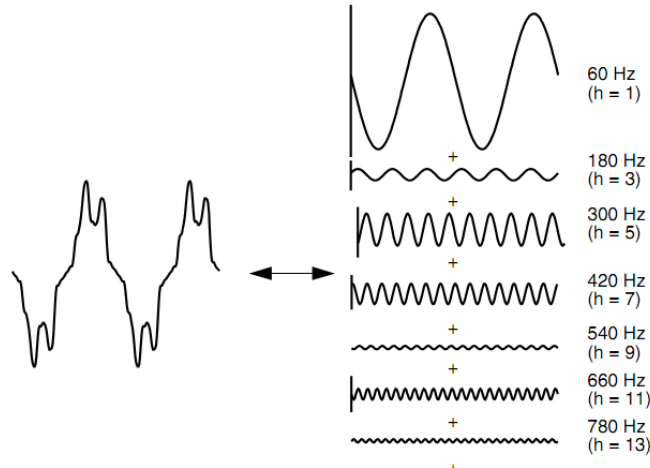
Na Figura 29, considerando o mesmo ponto de operação, não há passagem de corrente pelo RCT, conseqüentemente a derivada temporal de corrente e a tensão sobre o indutor do TCSC também são nulas.

2.2.3 Análise harmônica da corrente no RCT e da tensão no capacitor

A característica não linear do TCSC pôde ser visualizada claramente nas formas de onda das correntes no RCT, Figura 12 e Figura 13, que por sua vez contribuiu também para a inserção de uma característica distorcida nas formas de onda da tensão sobre o capacitor, Figura 15 e Figura 16. Tal característica já era esperada uma vez que um dos principais componentes do compensador, o RCT, é composto de dois elementos semicondutores de potência, os tiristores, que são regidos por um comportamento não linear de suas curvas características de corrente *versus* tensão. Desta forma, é importante prever o conteúdo harmônico da corrente no RCT e, principalmente, da tensão sobre o capacitor.

A ferramenta matemática analítica mais utilizada para a análise de formas de onda distorcidas periódicas sob condição de regime permanente é a série de *Fourier*. Quando uma forma de onda é periódica e distorcida, ela pode ser representada como uma soma de ondas senoidais puras em que a frequência de cada senóide é um múltiplo inteiro da frequência fundamental da onda distorcida. Este múltiplo é chamado de harmônico da fundamental e a série que representa esta soma é chamada de série de *Fourier*, sendo h a ordem da componente harmônica. A Figura 30 ilustra uma forma de onda distorcida decomposta em suas componentes harmônicas e fundamental.

Figura 30 – Representação em série de Fourier de uma forma de onda distorcida.



Fonte: (DUGAN *et al.*, 2004)

Em resumo, define-se: se $f : \mathcal{R} \rightarrow \mathcal{R}$ é uma função periódica de período T , então f pode ser representada por uma série de *Fourier* da forma indicada em (67).

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} a_h \cdot \cos(h \cdot \omega \cdot t) + b_h \cdot \sin(h \cdot \omega \cdot t) \quad (67)$$

Sendo ω a frequência angular fundamental de f , e os coeficientes a_0 , a_h e b_h definidos respectivamente pelas relações expostas em (68), (69) e (70).

$$a_0 = \frac{2}{T} \cdot \int_0^T f(t) \cdot dt \quad (68)$$

$$a_h = \frac{2}{T} \cdot \int_0^T f(t) \cdot \cos(h \cdot \omega \cdot t) \cdot dt \quad (69)$$

$$b_h = \frac{2}{T} \cdot \int_0^T f(t) \cdot \sin(h \cdot \omega \cdot t) \cdot dt \quad (70)$$

Pelas definições (60) e (68), nota-se que o primeiro termo da série de *Fourier* em (67) representa exatamente o valor médio da função instantânea no tempo. A partir da relação de ortogonalidade de funções trigonométricas, define-se uma importante propriedade para a determinação dos coeficientes da série de *Fourier* para funções com simetria par ou ímpar. Para funções com simetria par, ou seja, $f(x) = f(-x)$, o coeficiente b_h é nulo; já no caso de simetria ser ímpar, $f(x) = -f(-x)$, é o coeficiente a_h que é anulado.

Para representar a corrente no RCT em série de *Fourier*, considere novamente sua função descrita em (40), bem como seu comportamento instantâneo representado na Figura 12 e na Figura 13. A forma de onda da corrente no RCT apresenta simetria par e valor médio nulo, portanto, os coeficientes b_h e a_0 já serão nulos. Assim, recorrendo-se a (67) é possível descrever a corrente no RCT em termos da série de Fourier em (71).

$$i_{rct}(t) = \sum_{h=1}^{\infty} I_{rct(h)} \cdot \cos(h \cdot \omega \cdot t) \quad (71)$$

Portanto, nota-se que tanto a componente fundamental, como as componentes harmônicas da corrente no RCT estarão em fase com a corrente de linha se $I_{rct(h)}$ for positiva, ou estarão defasadas em 180° quando $I_{rct(h)}$ for negativa. Aplicando-se a definição (69) na função da corrente no RCT definida em (40), tem-se em (72) $I_{rct(h)}$.

$$I_{rct(h)} = \frac{2}{\omega \cdot T} \cdot \left[\int_{-\sigma_a}^{\sigma_a} i_{rct} \cdot \cos(h \cdot \omega t) \cdot d(\omega t) + \int_{\pi-\sigma_a}^{\pi+\sigma_a} i_{rct} \cdot \cos(h \cdot \omega t) \cdot d(\omega t) \right] \quad (72)$$

Devido à simetria, o resultado das duas integrais de (72) têm o mesmo valor. Assim pode-se realizar a simplificação em (73).

$$I_{rct(h)} = \frac{4}{2\pi} \cdot \left\{ \int_{-\sigma_a}^{\sigma_a} \left[I_1 \cdot \cos(\omega t) - I_1 \cdot \frac{\cos(\sigma_a)}{\cos(\bar{\omega} \cdot \sigma_a)} \cdot \cos(\bar{\omega} \cdot \omega t) \right] \cdot \cos(h \cdot \omega t) \cdot d(\omega t) \right\} \quad (73)$$

Expandindo-se as parcelas e resolvendo-se as integrais trigonométricas de (73), tem-se em (74) as componentes harmônicas da corrente no RCT.

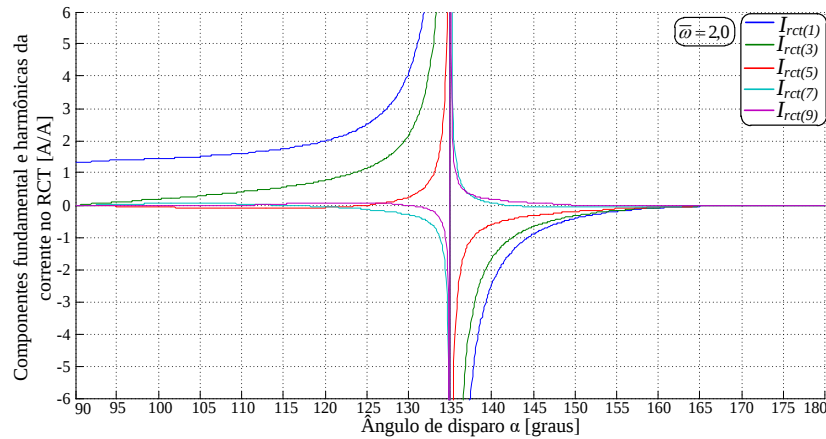
$$I_{rct(h)} = I_1 \cdot \left[\frac{2 \cdot \text{sen}((h+1) \cdot \sigma_a)}{\pi \cdot (h+1)} + \frac{2 \cdot \text{sen}((h-1) \cdot \sigma_a)}{\pi \cdot (h-1)} \right] - \frac{4 \cdot I_1 \cdot \cos^2(\sigma_a)}{h^2 - \bar{\omega}^2} \cdot \left[\frac{h \cdot \text{sen}(h \cdot \sigma_a)}{\pi \cdot \cos(\sigma_a)} + \frac{\bar{\omega} \cdot \cos(h \cdot \sigma_a)}{\pi \cdot \cos(\sigma_a)} \cdot \text{tg}(\bar{\omega} \cdot \sigma_a) \right] \quad (74)$$

No entanto, ocorre uma indeterminação com divisão entre termos nulos, quando se avalia (74) para a componente fundamental ($h=1$). Aplicando-se a regra de L'Hôpital na indeterminação e tendendo-se o limite de h a 1, têm-se a componente fundamental da corrente no RCT em (75).

$$I_{rct(1)} = I_1 \cdot \frac{\text{sen}(2 \cdot \sigma_a) + 2 \cdot \sigma_a}{\pi} - \frac{4 \cdot I_1 \cdot \cos^2(\sigma_a)}{1 - \bar{\omega}^2} \cdot \left[\frac{\text{tg}(\sigma_a) - \bar{\omega} \cdot \text{tg}(\bar{\omega} \cdot \sigma_a)}{\pi} \right] \quad (75)$$

A simetria das formas de onda garante que apareçam somente componentes ímpares na série de *Fourier*. As componentes pares só estão presentes quando os efeitos de alguma não-idealidade do sistema implicam em assimetria de meia onda da forma de onda analisada. Na Figura 31 são apresentados os comportamentos da componente fundamental e das componentes harmônicas de terceira, quinta, sétima e nona ordens da corrente no RCT em função do ângulo de disparo, para frequência angular normalizada fixa igual a dois. Nota-se na Figura 31 o comportamento de cada componente da corrente no RCT nos extremos do gráfico, para os ângulos de disparo de 90° e de 180° .

Figura 31 – Componentes fundamental e harmônicas da corrente no RCT.

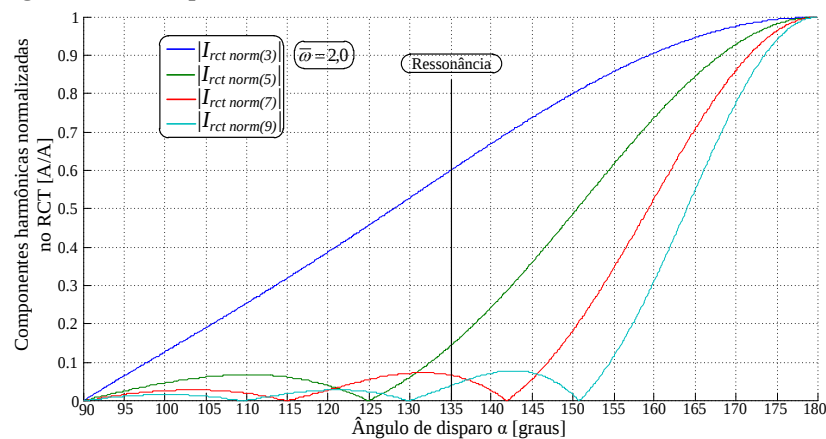


Fonte: Próprio autor

Em 90° , os tiristores estão conduzindo todo o tempo, como diodos, resultando em uma corrente senoidal pura no RCT, isenta de componentes harmônicas. Em 180° , os tiristores estão totalmente bloqueados, não há corrente circulando pelo RCT e todas as componentes de corrente do RCT são nulas. O conteúdo harmônico da corrente no RCT também pode ser analisado com relação à componente fundamental. Do ponto de vista gráfico, tal análise também é interessante, uma vez que a normalização com relação à componente fundamental limita os valores das componentes harmônicas na região de ressonância. As componentes harmônicas normalizadas podem ser obtidas em (76) e visualizadas na Figura 32.

$$|I_{rct(h) \text{ norm}}| = \frac{|I_{rct(h)}|}{|I_{rct(1)}|} \quad (76)$$

Figura 32– Componentes harmônicas normalizadas da corrente no RCT.



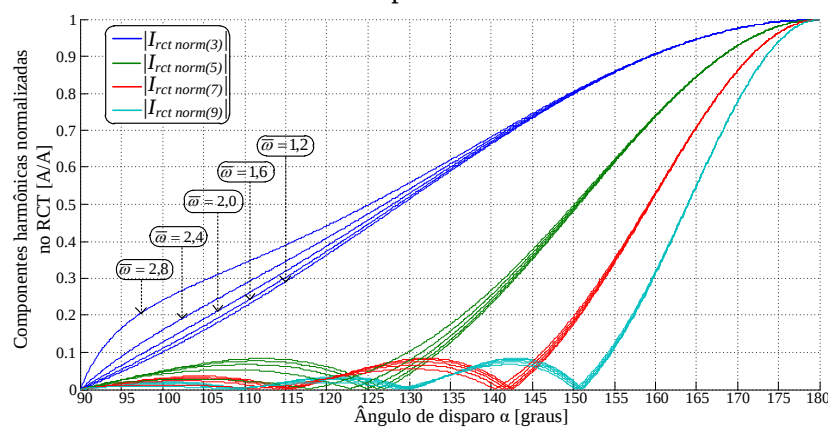
Fonte: Próprio autor

Analisando-se os gráficos da Figura 32 verifica-se a influência principal da componente de terceira harmônica normalizada, principalmente na região indutiva, onde as demais componentes normalizadas são menores. Na região capacitiva, para ângulos de

disparo maiores, a corrente no RCT torna-se mais descontínua e distorcida com relação a componente fundamental.

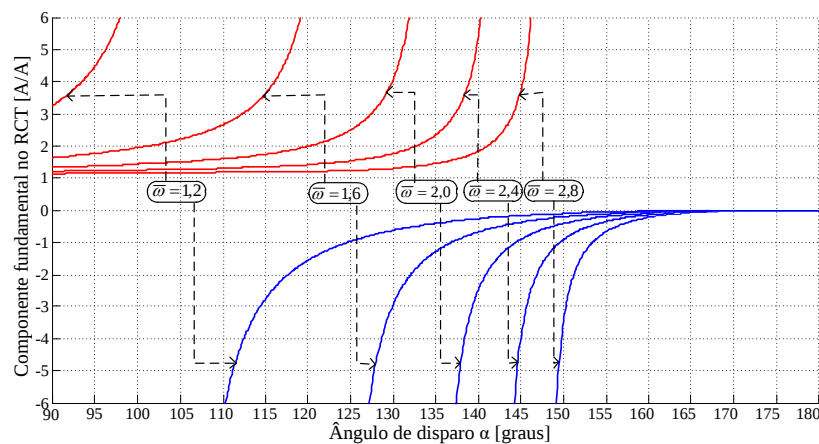
As análises harmônicas representadas na Figura 31 e na Figura 32 foram realizadas com frequência de ressonância normalizada fixa. Como o comportamento relativo das componentes harmônicas quase não variam em função da frequência de ressonância normalizada, como ilustrado na Figura 33, basta analisar, na Figura 34, o comportamento da componente fundamental da corrente no RCT para prever a influência da frequência de ressonância normalizada em todo conteúdo harmônico da corrente.

Figura 33– Componentes harmônicas normalizadas da corrente no RCT para frequências de ressonâncias paralelas distintas.



Fonte: Próprio autor

Figura 34 – Componente fundamental de corrente no RCT para frequências de ressonâncias normalizadas distintas.



Fonte: Próprio autor

Para representar a tensão no capacitor em termos da série de *Fourier*, considera-se a função da tensão instantânea no capacitor descrita em (50), bem como seu comportamento instantâneo representado na Figura 12 e na Figura 16 e lembrando que tanto a função instantânea quanto suas formas de onda estão normalizadas em função do pico da tensão no capacitor para a condição de bloqueio total do RCT. Como as formas de onda da tensão no

capacitor apresentam simetria ímpar e valor médio nulo, os coeficientes a_h e a_0 já serão nulos. Assim, pode-se recorrer a (67) para descrever a tensão no capacitor em termos da série de Fourier em (77).

$$v_c(t) = \sum_{h=1}^{\infty} V_{c(h)} \cdot \text{sen}(h \cdot \omega t) \quad (77)$$

Como indicado em (77), tanto a componente fundamental, como as componentes harmônicas da tensão no capacitor estarão em quadratura com a corrente de linha. Quando forem positivas, as componentes estarão atrasadas da corrente de linha indicando operação na região capacitiva, do contrário, estarão atrasadas e operando na região indutiva. Como as componentes de tensão estão todas em quadratura com a corrente de linha, é interessante observar que o TCSC ideal não processa energia ativa. Aplicando-se a definição (70) na função da tensão no capacitor, definida em (50), tem-se em (78) as componentes harmônicas da tensão no capacitor $V_{c(h)}$. Devido à simetria verificada nas formas de onda, a expressão (78) pode ser simplificada em (79).

$$V_{c(h)} = \frac{2}{\omega \cdot T} \cdot \left[\int_{-\sigma_a}^{\sigma_a} v_c \cdot \text{sen}(h \cdot \omega t) \cdot d(\omega t) + \int_{\sigma_a}^{\pi-\sigma_a} v_c \cdot \text{sen}(h \cdot \omega t) \cdot d(\omega t) + \right. \\ \left. + \int_{\pi-\sigma_a}^{\pi+\sigma_a} v_c \cdot \text{sen}(h \cdot \omega t) \cdot d(\omega t) + \int_{\pi+\sigma_a}^{2\pi-\sigma_a} v_c \cdot \text{sen}(h \cdot \omega t) \cdot d(\omega t) \right] \quad (78)$$

$$V_{c(h)} = \frac{4}{2 \cdot \pi} \cdot \left[\int_{-\sigma_a}^{\sigma_a} \left[\frac{-I_1}{\bar{\omega}^2} \cdot \text{sen}(\bar{\omega} \cdot t) + \frac{I_1}{\bar{\omega}} \cdot \frac{\cos(\sigma_a)}{\cos(\bar{\omega} \cdot \sigma_a)} \cdot \text{sen}(\bar{\omega} \cdot \omega \cdot t) \right] \cdot \text{sen}(h \cdot \omega t) \cdot d(\omega t) + \right. \\ \left. + \int_{\sigma_a}^{\pi-\sigma_a} \left[\text{sen}(\bar{\omega} \cdot t) - \text{sen}(\sigma_a) - \frac{I_1}{\bar{\omega}^2} \cdot (\text{sen}(\sigma_a) - \bar{\omega} \cdot \cos(\sigma_a) \cdot \text{tg}(\bar{\omega} \cdot \sigma_a)) \right] \cdot \text{sen}(h \cdot \omega t) \cdot d(\omega t) \right] \quad (79)$$

Resolvendo-se as integrais trigonométricas de (79), tem-se em (80) as componentes harmônicas da tensão sobre o capacitor do TCSC.

$$V_{c(h)} = \frac{4 \cdot \bar{\omega} \cdot \cos(\sigma_a) \cdot \cos(h \cdot \sigma_a)}{\pi \cdot (\bar{\omega}^2 - 1)} \cdot \left[\frac{h \cdot \text{tg}(\bar{\omega} \cdot \sigma_a) - \bar{\omega} \cdot \text{tg}(h \cdot \sigma_a)}{\bar{\omega}^2 - h^2} + \frac{\bar{\omega} \cdot \text{tg}(h \cdot \sigma_a) - h \cdot \bar{\omega} \cdot \text{tg}(\sigma_a)}{1 - h^2} + \right. \\ \left. + \frac{\text{tg}(\bar{\omega} \cdot \sigma_a) - \bar{\omega} \cdot \text{tg}(\sigma_a)}{h} \right] \quad (80)$$

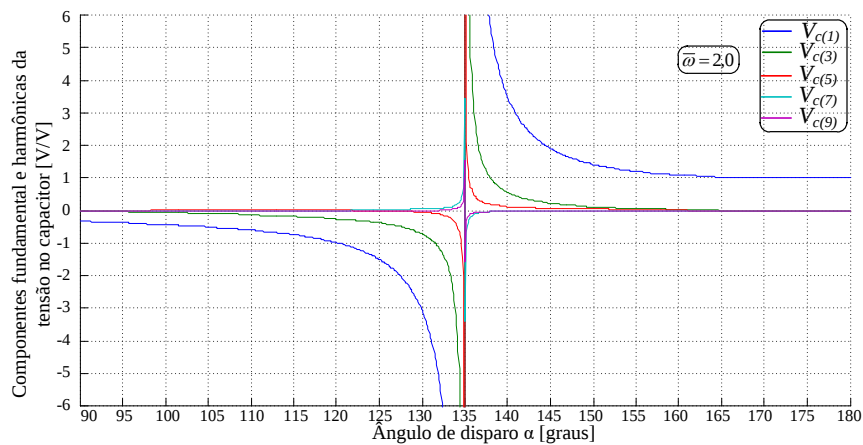
No entanto, quando se avalia a expressão (80) para a componente fundamental ($h=1$), ocorre novamente uma indeterminação, resolvida em (81). Em (82) têm-se as componentes harmônicas da tensão no capacitor normalizadas com relação à componente fundamental.

$$V_{c(1)} = 1 - \frac{\bar{\omega}^2}{\pi \cdot (\bar{\omega}^2 - 1)} \cdot (2 \cdot \sigma_a + \text{sen}(2 \cdot \sigma_a)) + \frac{4 \cdot \bar{\omega}^2 \cdot \cos^2(\sigma_a)}{\pi \cdot (\bar{\omega}^2 - 1)^2} \cdot (\bar{\omega} \cdot \text{tg}(\bar{\omega} \cdot \sigma_a) - \text{tg}(\sigma_a)) \quad (81)$$

$$|V_{c(h) \text{ norm}}| = \left| \frac{V_{c(h)}}{V_{c(1)}} \right| \quad (82)$$

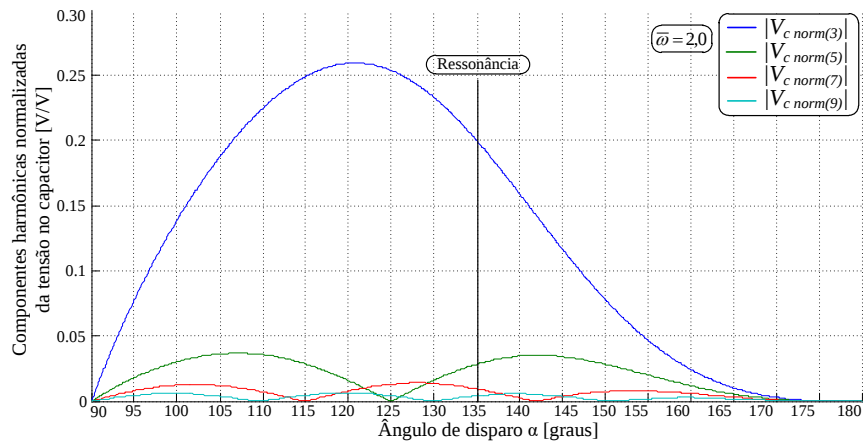
Na Figura 35 são apresentados os comportamentos gráficos da componente fundamental e das principais harmônicas da tensão no capacitor em função do ângulo de disparo. Na Figura 36 repete-se a análise, no entanto somente para as componentes harmônicas normalizadas.

Figura 35 – Componentes fundamental e harmônicas da tensão no capacitor.



Fonte: Próprio autor

Figura 36 – Componentes harmônicas normalizadas da tensão no capacitor.

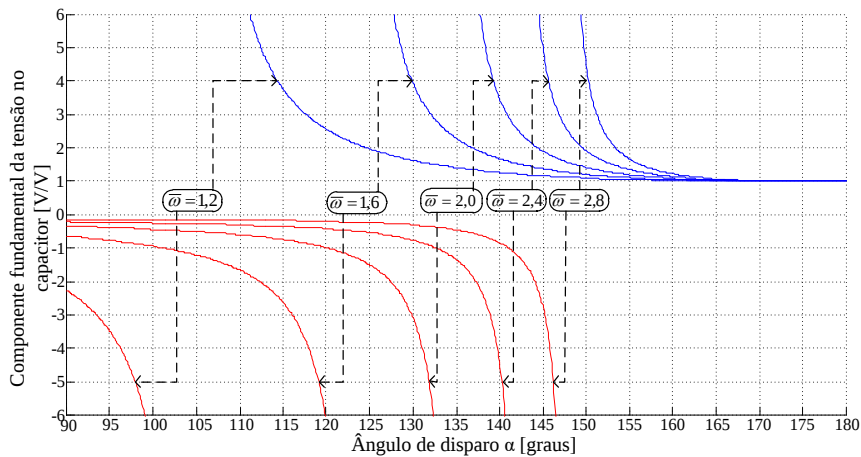


Fonte: Próprio autor

Analisando-se os gráficos dispostos na Figura 35 e Figura 36, confirma-se a característica harmônica prevista para a tensão no capacitor. Na região indutiva, a Distorção Harmônica Total (*DHT*) de tensão no capacitor é maior devido ao aumento da parcela de corrente do RCT na composição da corrente e tensão do capacitor. Na Figura 35, quando os tiristores estão totalmente bloqueados, não há componentes harmônicas de tensão no capacitor.

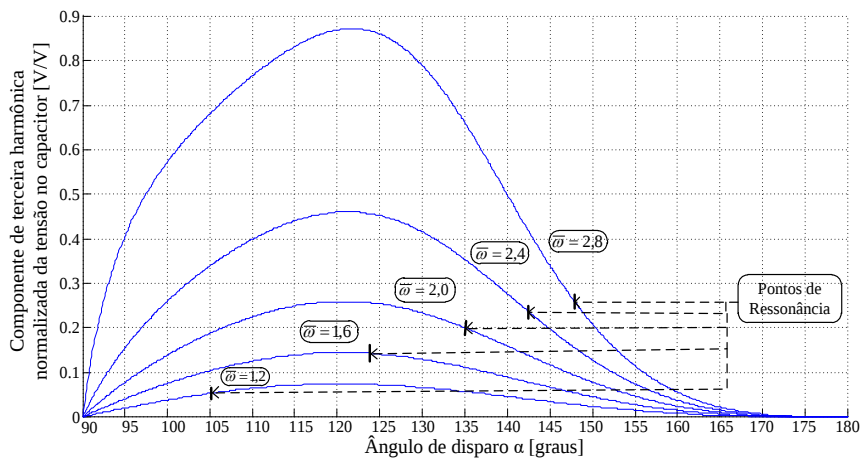
O comportamento da componente fundamental da tensão no capacitor em função do ângulo de disparo para diferentes valores de frequência de ressonância normalizada é apresentado na Figura 37. A mesma análise é realizada para a componente de terceira harmônica normalizada na Figura 38.

Figura 37 – Componente fundamental da tensão no capacitor para frequências de ressonância normalizadas distintas



Fonte: Próprio autor

Figura 38 – Componente de terceira harmônica normalizada da tensão no capacitor para frequências de ressonância normalizadas distintas.



Fonte: Próprio autor

Nota-se que, diferente do que ocorre para a corrente no RCT, a variação da frequência de ressonância normalizada influencia fortemente no conteúdo harmônico relativo da tensão no capacitor. Conforme a frequência de ressonância normalizada aumenta, o ponto de ressonância sofre um deslocamento, diminuindo a área de operação na região capacitiva e aumentando a área de operação na região indutiva; as componentes harmônicas e a *DHT* para a tensão no capacitor aumentam para um mesmo ângulo de disparo.

2.2.4 Curva de reatância fundamental e especificação dos elementos reativos

A impedância equivalente fundamental do TCSC pode ser definida em (83) como a relação entre a componente fundamental do fasor de tensão no capacitor, em valor absoluto, com o fasor da corrente de linha. Lembre-se que a corrente de linha está na referência fasorial e a componente fundamental da tensão no capacitor está sempre em quadratura e, quando positiva, estará sempre atrasada desta.

$$\bar{Z}_{TCSC(1)} = j \cdot X_{TCSC(1)} = \frac{\dot{V}_{c(1)abs}}{\dot{I}_l} = -j \cdot \left(\frac{V_{c(1)abs}}{I_l} \right) \quad (83)$$

A componente fundamental da tensão sobre o capacitor em valor absoluto pode ser relacionada com seu valor normalizado em (84).

$$V_{c(1)abs} = V_{c(1)} \cdot (X_C \cdot I_l) \quad (84)$$

Assim, relacionando-se (81), (83) e (84), têm-se em (85) a reatância fundamental do TCSC em função de seus parâmetros principais.

$$\begin{aligned} X_{TCSC(1)} &= -X_C \cdot V_{c(1)} \\ &= -X_C + X_C \cdot \frac{\bar{\omega}^2}{\pi \cdot (\bar{\omega}^2 - 1)} \cdot [2 \cdot \sigma_a + \text{sen}(2 \cdot \sigma_a)] - X_C \cdot \frac{4 \cdot \bar{\omega}^2 \cdot \cos^2(\sigma_a)}{\pi \cdot (\bar{\omega}^2 - 1)^2} \cdot [\bar{\omega} \cdot \text{tg}(\bar{\omega} \cdot \sigma_a) - \text{tg}(\sigma_a)] \end{aligned} \quad (85)$$

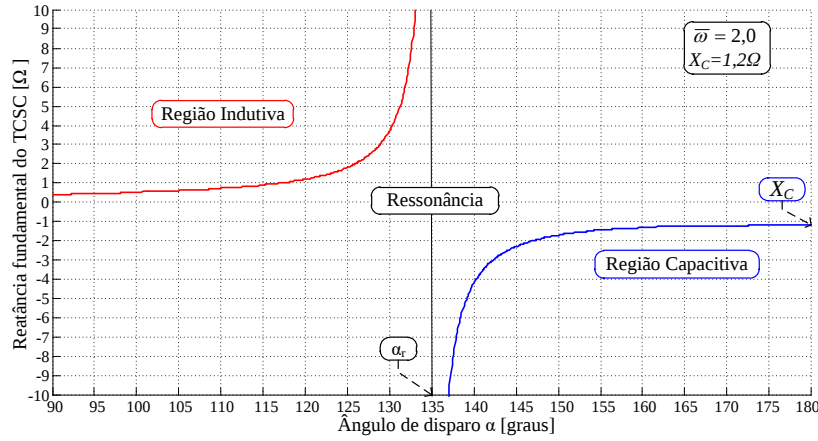
Combinando-se (15) e (85), tem-se em (86) a reatância fundamental do TCSC em função do ângulo de disparo.

$$\begin{aligned} X_{TCSC(1)} &= -X_C + X_C \cdot \frac{\bar{\omega}^2}{\pi \cdot (\bar{\omega}^2 - 1)} \cdot (2 \cdot (\pi - \alpha) + \text{sen}(2 \cdot (\pi - \alpha))) + \\ &\quad - X_C \cdot \frac{4 \cdot \bar{\omega}^2 \cdot \cos^2(\pi - \alpha)}{\pi \cdot (\bar{\omega}^2 - 1)^2} \cdot (\bar{\omega} \cdot \text{tg}(\bar{\omega} \cdot (\pi - \alpha)) - \text{tg}(\pi - \alpha)) \end{aligned} \quad (86)$$

Na Figura 39 é apresentada a curva de reatância fundamental do TCSC em função do ângulo de disparo, para o caso específico onde a reatância do capacitor fixo (X_C) é igual a 1,2 ohms e a frequência de ressonância normalizada é igual a 2. Nota-se, na região de operação capacitiva, que a reatância capacitiva mínima, em módulo, representa justamente a reatância capacitiva fixa do capacitor. Ou seja, o projeto e a especificação da capacitância fixa do TCSC indicará qual será a mínima reatância de operação do dispositivo na região capacitiva. Observe que no caso específico da Figura 39, há a ocorrência de um ponto de ressonância em 135°, considerando sincronismo com a tensão no capacitor. O ponto de ressonância ocorre quando a reatância fundamental do dispositivo, para um determinado ângulo de disparo, tende a infinito. Nesse ponto de operação, a reatância indutiva, que varia em função do ângulo de

disparo, e a reatância capacitiva do TCSC entram em ressonância paralela na frequência fundamental e as tensões e corrente da malha tendem a crescer rapidamente.

Figura 39 – Curva de reatância fundamental do TCSC.



Fonte: Próprio autor

A fim de investigar a relação entre os pontos de ressonância do TCSC com os diversos parâmetros do mesmo, considere a reatância fundamental do TCSC, já descrita em (86), reescrita na forma de (87) com o numerador e denominador comum expostos, respectivamente, em (88) e (89).

$$X_{TCSC(1)} = \frac{X_{TCSC \text{ num}}}{X_{TCSC \text{ den}}} \quad (87)$$

$$X_{TCSC \text{ num}} = -X_c \cdot \pi \cdot (\bar{\omega}^2 - 1)^2 \cdot \cos(\bar{\omega} \cdot (\pi - \alpha)) + X_c \cdot \bar{\omega}^2 \cdot (\bar{\omega}^2 - 1) \cdot \cos(\bar{\omega} \cdot (\pi - \alpha)) \cdot [2 \cdot (\pi - \alpha) + \sin(2 \cdot (\pi - \alpha))] + \\ - 4 \cdot X_c \cdot \bar{\omega}^3 \cdot \cos^2(\pi - \alpha) \cdot \sin(\bar{\omega} \cdot (\pi - \alpha)) + 4 \cdot X_c \cdot \bar{\omega}^2 \cdot \cos(\pi - \alpha) \cdot \sin(\pi - \alpha) \cdot \cos(\bar{\omega} \cdot (\pi - \alpha)) \quad (88)$$

$$X_{TCSC \text{ den}} = \pi \cdot (\bar{\omega}^2 - 1)^2 \cdot \cos(\bar{\omega} \cdot (\pi - \alpha)) \quad (89)$$

Basicamente, estudar a relação dos pontos de ressonância com os parâmetros do circuito do TCSC, é estudar quais condições e valores levarão a expressão (87) tender ao infinito, ou quais condições e valores levarão o seu denominador, descrito (89), ao valor nulo. As raízes do denominador são apresentadas em (90) e (91).

$$(\bar{\omega}^2 - 1)^2 = 0 \Rightarrow \bar{\omega} = \pm 1 \quad (90)$$

$$\cos(\bar{\omega} \cdot (\pi - \alpha_r)) = 0 \Rightarrow \bar{\omega} \cdot (\pi - \alpha_r) = \frac{\pi}{2} + k \cdot \pi \quad (91)$$

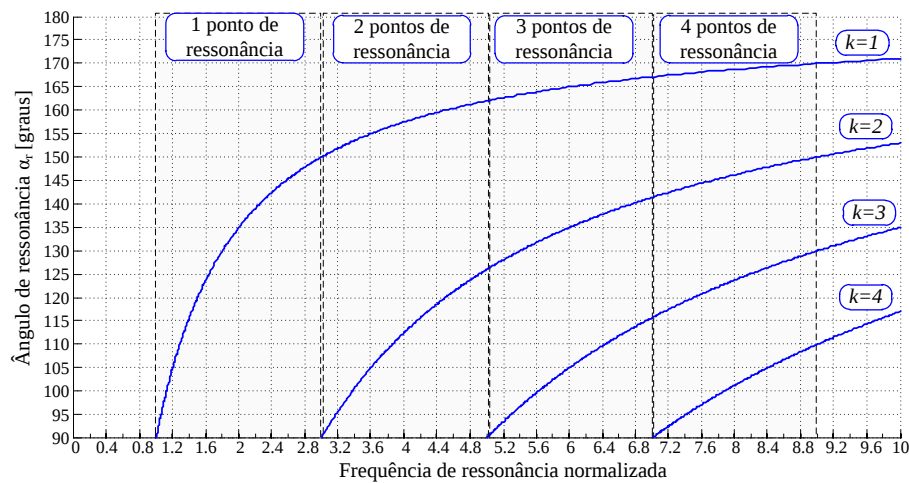
Como indica a expressão (90), se a frequência de ressonância paralela for igual à frequência da rede (fundamental), o TCSC entrará em ressonância independentemente do valor do ângulo de disparo. Se a condição exposta em (91) for satisfeita, o TCSC poderá ter diversos pontos de ressonância que estarão relacionados com o valor do ângulo de disparo e com o valor da frequência de ressonância normalizada. Assim, recorrendo-se a expressão

(91), têm-se o ângulo de ressonância evidenciado em (92), onde k é um número inteiro positivo que indica o número de pontos de ressonância dentro da faixa de disparo dos tiristores para a operação do *TCSC*.

$$\alpha_r = \pi \cdot \left[1 - \frac{1}{\omega} \cdot \left(k - \frac{1}{2} \right) \right] \quad (92)$$

Os gráficos da Figura 40 indicam os ângulos de ressonância em função da frequência de ressonância normalizada para os quatro primeiros pontos de ressonância possíveis do *TCSC*.

Figura 40– Ângulos de ressonância em função da frequência de ressonância normalizada.



Fonte: Próprio autor

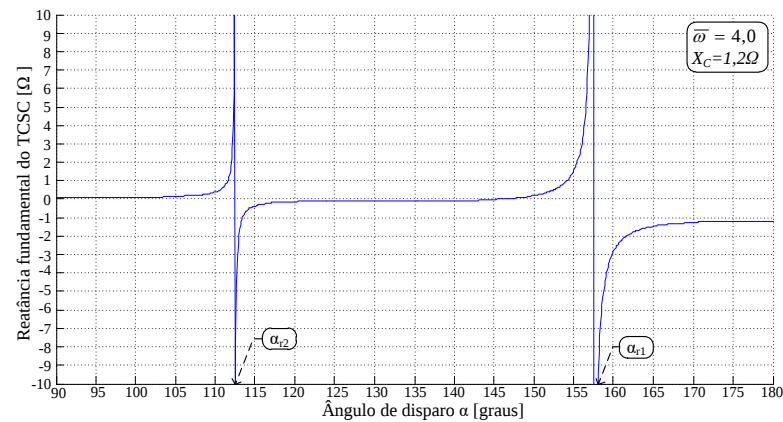
Para os casos específicos tratados até o momento, cujo sistema operava com frequência de ressonância normalizada igual a 2, só havia um ponto de ressonância com ângulo de ressonância de 135° para sincronismo com tensão no capacitor e 45° para o sincronismo com a corrente de linha. Tal valor pode ser confirmado na Figura 40 na curva onde k é igual a 1. No entanto, de maneira geral, há faixas de operação em que o *TCSC* poderá operar com mais de um ponto de ressonância considerando a faixa de disparo possível para os tiristores. Para exemplificar dois casos em que ocorrem múltiplos pontos de ressonância, são consideradas na Figura 41 e na Figura 42, as curvas de reatância fundamental do *TCSC* para frequências de ressonância normalizadas igual a 4 e igual a 6 respectivamente. Em ambos os casos a reatância capacitiva fixa é igual a 1,2 ohms.

Assim, para se evitar múltiplos pontos de ressonância, devem-se projetar os elementos reativos do *TCSC* para que a frequência de ressonância normalizada seja maior que 1 e menor que 3, como indicado na primeira faixa de valores ilustrada na Figura 40.

A fim de se investigar a influência da capacitância do *TCSC*, ou mais especificamente da reatância capacitiva fixa do *TCSC* no comportamento da curva de reatância fundamental do

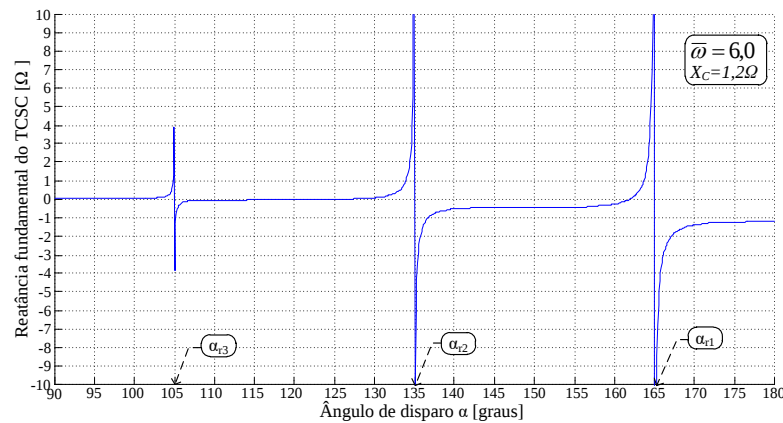
controlador, considera-se o comportamento dos gráficos de reatância fundamental do *TCSC* dispostos na Figura 43.

Figura 41 – Curva de reatância fundamental com dois pontos de ressonância.



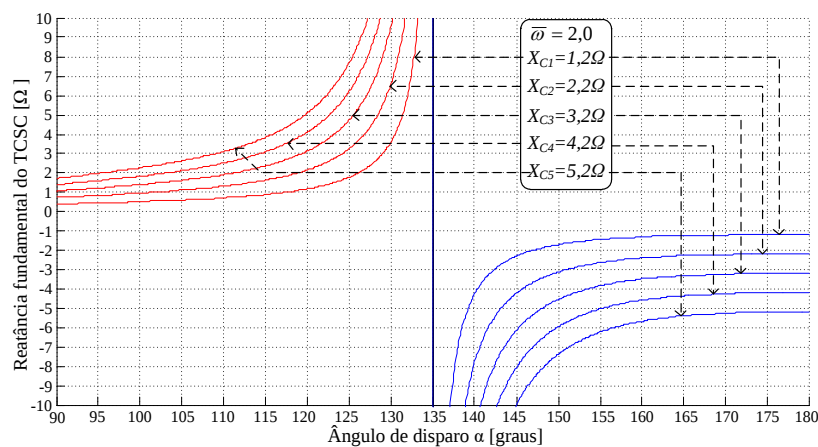
Fonte: Próprio autor

Figura 42 – Curva de reatância fundamental com três pontos de ressonância.



Fonte: Próprio autor

Figura 43 – Comportamento da curva de reatância fundamental para variações da reatância capacitiva fixa.



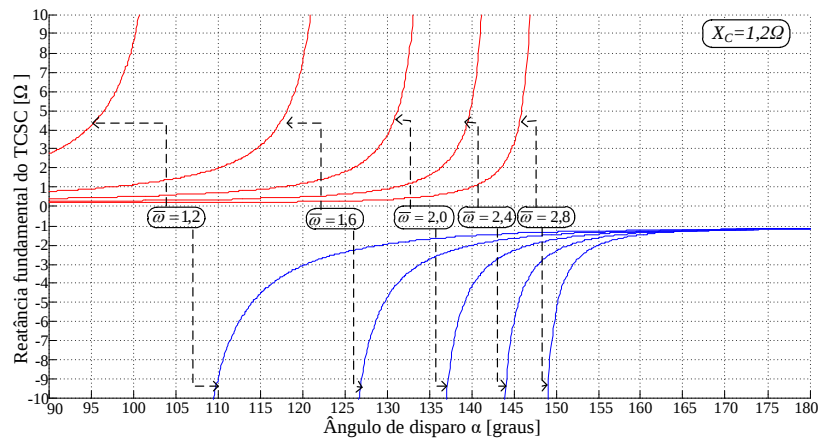
Fonte: Próprio autor

Nota-se que, para a frequência de ressonância normalizada fixa, as variações da capacitância e consequentemente da reatância capacitiva fixa do *TCSC* provocam

deslocamentos verticais na curva de reatância fundamental. Ainda, na região capacitiva, a reatância mínima do TCSC é exatamente igual à reatância capacitiva fixa. Portanto, a especificação do elemento capacitivo do TCSC determinará o nível de compensação série mínima do compensador para a operação na região capacitiva, independentemente do ponto de ressonância.

Na Figura 44, tem-se o comportamento da curva de reatância fundamental do TCSC para diferentes valores da frequência de ressonância normalizada com reatância capacitiva fixa igual a 1,2 ohms.

Figura 44 – Comportamento da curva de reatância fundamental para variações da frequência de ressonância normalizada.



Fonte: Próprio autor

Como já previsto anteriormente nos comportamentos das tensões e correntes do TCSC, a frequência de ressonância normalizada influencia diretamente na localização do ponto de ressonância e consequentemente na determinação das faixas disponíveis para a operação na região capacitiva e indutiva. Assim, considerando a especificação do capacitor do TCSC exclusivamente como função de sua reatância mínima, a indutância deste pode ser especificada em função do ponto de ressonância e das regiões de operação indutiva e capacitiva desejadas.

Recorrendo-se à expressão da reatância capacitiva, descrita em (47), têm-se em (93) a capacitância fixa do TCSC como função da reatância mínima desejada para a região capacitiva.

$$C = \frac{1}{\omega \cdot X_{TCSC_{\min}}} \quad (93)$$

Combinando-se (27) e (36), tem-se em (94) a indutância do TCSC como função da frequência de ressonância normalizada e da capacitância descrita em (93).

$$L = \frac{1}{(\omega_0)^2 \cdot C} = \frac{1}{(\bar{\omega} \cdot \omega)^2 \cdot C} \quad (94)$$

2.3 Considerações Finais

Neste capítulo foram realizados estudos detalhados da operação em regime permanente do *TCSC* para aplicações em sistemas de distribuição de energia elétrica.

O comportamento teórico das curvas PV na seção 2.1 indicou o potencial efeito positivo que a compensação série capacitiva tem na regulação da tensão de carga em redes de distribuição na configuração radial. Ainda, se comparada à compensação série capacitiva fixa, a aplicação do *TCSC* para a compensação série controlada da reatância de linha permite a flexibilização da impedância da linha, diminui o risco de oscilações e ferorressonâncias, e possibilita a operação na região indutiva como um limitador de corrente na ocorrência de um curto-circuito.

Os estudos teóricos apresentados na subseção 2.2.2 proveram diversos gráficos generalizados que indicaram o comportamento dos esforços de tensão e de corrente nos elementos internos do *TCSC* para toda a faixa de operação do equipamento. Segundo tais curvas, os esforços de tensão e de corrente nos elementos do *TCSC* serão maiores quando o compensador operar nas proximidades do ângulo de ressonância, ponto que separa as regiões de operação indutiva e capacitiva.

Na subseção 2.2.3 foram realizadas análises generalizadas do conteúdo harmônico da corrente no RCT e da tensão no capacitor do *TCSC*. Os gráficos das componentes harmônicas, descritos como funções do ângulo de disparo e da frequência de ressonância normalizada, indicaram a presença de componentes harmônicas, principalmente das componentes de terceira e de quinta ordens na tensão sobre o capacitor do *TCSC*. A previsão deste conteúdo harmônico é importante, não só do ponto de vista da qualidade de energia processada pelo estágio de potência do equipamento, como também é determinante para a definição e especificação dos filtros digitais que compõem o sistema de controle digital do *TCSC*, que será apresentado no próximo capítulo.

As relações matemáticas que determinam a capacitância e a indutância fixa do *TCSC* foram desenvolvidas e apresentadas na subseção 2.2.4. A capacitância fixa do *TCSC* é definida como função do nível mínimo de compensação reativa capacitiva, e a variação destes valores implica em deslocamentos verticais na curva de reatância fundamental. Por outro

lado, a indutância fixa do RCT é definida como função do ângulo de ressonância, e determina a faixa de disparo possível dos tiristores para operações na região indutiva ou capacitiva.

3 MODELAGEM DINÂMICA E SISTEMA DE CONTROLE DIGITAL COM REALIMENTAÇÕES MULTIRRESSONANTES DO TCSC

A impedância fundamental do TCSC é definida como a relação entre as componentes fundamentais da tensão no capacitor do TCSC e da corrente de linha. No caso ideal, desprezando-se as perdas nos elementos do TCSC, tais componentes encontram-se em quadratura e a definição supracitada também é válida para a reatância fundamental. Se a corrente da linha de distribuição é praticamente determinada pela condição de carregamento do sistema, então obter controle sobre a reatância equivalente do TCSC é, em outras palavras, obter controle sobre a tensão do capacitor do sistema (SILVA *et al.*, 2013). Assim, para se obter capacidade de regulação sobre a variável a ser controlada e rejeição aos distúrbios, deve-se basicamente conhecer o comportamento dinâmico desta, frente às variações da entrada de controle, no caso o ângulo de disparo, e frente às perturbações externas, no caso a corrente de linha do sistema de distribuição. A grande parte dos modelos dinâmicos desenvolvidos para o TCSC despreza as componentes harmônicas presentes na tensão do capacitor, e considera as dinâmicas da componente fundamental (GHOSH; LEDWICH, 1995; XIAOLU *et al.*, 1998).

A seguir serão apresentados dois modelos matemáticos dinâmicos do TCSC. O primeiro modelo, apresentado na Seção 3.2, contempla todas as características não lineares do TCSC e representa as dinâmicas fasoriais da componente fundamental da tensão no capacitor do dispositivo, que leva em consideração as características das principais harmônicas presentes (DANG *et al.*, 2007; MATTAVELLI; VERGHESE; STANKOVIC, 1997; SANDERS *et al.*, 1991). O segundo modelo dinâmico é válido para representação em pequenos sinais e também representa as dinâmicas na frequência fundamental (JOVCIC; PILLAI, 2005). Na Seção 3.4 será apresentada a estrutura completa proposta para o sistema de controle digital da reatância fundamental do TCSC. Tal estrutura divide-se em dois subsistemas discretizados principais a serem embarcados no microcontrolador; a geração de sinais ortogonais filtrados para medição instantânea das componentes fundamentais de tensão no capacitor e da corrente de linha, e o controlador de reatância propriamente dito. Ainda, na Seção 3.4, será apresentado o diagrama de blocos do modelo a pequenos sinais do sistema de controle e a respectiva metodologia para o projeto dos ganhos dos controladores e, por fim, a descrição das principais características, *hardware* e *software*, do microcontrolador utilizado para desempenhar as funções do sistema de controle e sincronismo do TCSC.

3.1 Modelo dinâmico fasorial na frequência fundamental em espaço de estados considerando componentes harmônicas

A modelagem apresentada a seguir é baseada na descrição, em espaço de estados, de uma representação fasorial dinâmica na frequência fundamental do *TCSC*. Apesar do modelo simplificado representar somente as dinâmicas das componentes fundamentais, as harmônicas de baixa ordem serão consideradas, pois influem na dinâmica fundamental. Para a melhor compreensão do modelo dinâmico apresentado a seguir, faz-se necessário apresentar, inicialmente, a definição ou o conceito de fasor e a representação de uma função instantânea e periódica em sua respectiva série de *Fourier* complexa.

3.1.1 Conceito de fasor

Fasor é um número complexo que contém as informações de amplitude e fase de uma função senoidal. O conceito de fasor é fundamentado na identidade de *Euler* descrita em (95).

$$e^{\pm j\theta} = \cos(\theta) \pm j \cdot \sin(\theta) \quad (95)$$

Considere em (96) uma função senoidal no domínio do tempo.

$$f(t) = F \cdot \cos(\omega \cdot t + \theta) \quad (96)$$

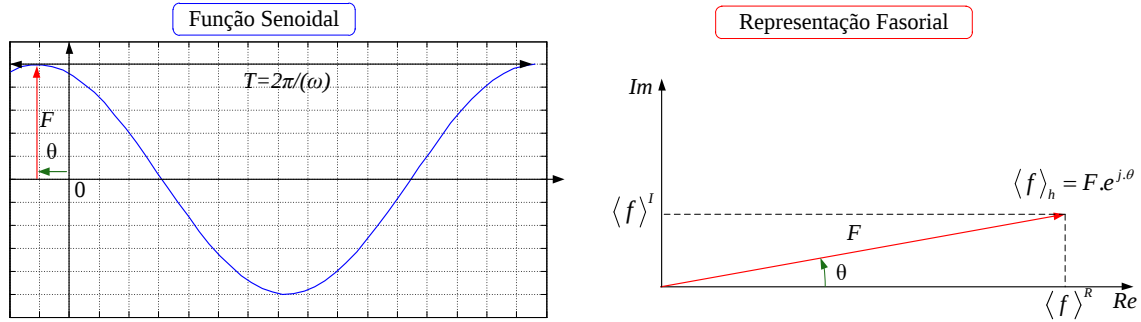
A função senoidal pode ser reescrita em (97) em função da parcela real da identidade de Euler.

$$f(t) = \Re\{F \cdot e^{j(\omega t + \theta)}\} = \Re\{F \cdot e^{j\theta} \cdot e^{j\omega t}\} \quad (97)$$

Observa-se, em (97), que a quantidade $F \cdot e^{j\theta}$ é um número complexo que representa a amplitude e o ângulo de fase da função senoidal dada. Esse número complexo é a representação de fasor ou a transformada fasorial da função senoidal dada. A transformação fasorial de uma função senoidal f é expressa em (98) e representada graficamente na Figura 45.

$$\langle f(t) \rangle = F \cdot e^{j\theta} \quad (98)$$

Figura 45– Representação gráfica da transformada fasorial de uma função senoidal.



Fonte: Próprio autor

A princípio a transformação fasorial é aplicada em sistemas que operam em Regime Permanente Senoidal (RPS), ou seja, com frequências constantes e sem distorções nas formas de onda. No entanto, como apresentado na Seção 2.2.3, as tensões e correntes da malha do TCSC apresentam componentes harmônicos devido à presença do elemento não linear na composição do RCT. Assim, para que se possa representar o conteúdo harmônico das tensões e correntes do TCSC na forma fasorial, ou seja, em função de suas amplitudes e ângulos de fase, é necessário descrever as variáveis instantâneas do TCSC na série de *Fourier* complexa.

3.1.2 Série de *Fourier* complexa ou fasorial

A descrição de uma função seccionalmente diferenciável e periódica em sua respectiva série de *Fourier* complexa é representada através dos coeficientes da série em termos de sua amplitude e ângulo de fase, ou seja, na forma fasorial. Assim, cada componente harmônico pode ser representado na forma fasorial.

A síntese da série de *Fourier* complexa é obtida da substituição da identidade de *Euler* na série de *Fourier* trigonométrica descrita em (67). Realizando-se operações de soma e subtração em (95) têm-se as relações trigonométricas descritas em (99) e (100), sendo θ um ângulo de fase genérico.

$$\cos(\theta) = \frac{e^{j\cdot\theta} + e^{-j\cdot\theta}}{2} \quad (99)$$

$$\sen(\theta) = -j \cdot \frac{e^{j\cdot\theta} - e^{-j\cdot\theta}}{2} \quad (100)$$

Substituindo-se (99) e (100) em (67), têm-se a série de *Fourier* reescrita em (101).

$$f(t) = \sum_{h=0}^{\infty} \frac{a_h}{2} \cdot (e^{j\cdot h\cdot\omega t} + e^{-j\cdot h\cdot\omega t}) - j \cdot \frac{b_h}{2} \cdot (e^{j\cdot h\cdot\omega t} - e^{-j\cdot h\cdot\omega t}) \quad (101)$$

Ainda separando-se os termos de (101), têm-se:

$$f(t) = \sum_{h=0}^{\infty} \frac{1}{2} \cdot (a_h - j \cdot b_h) \cdot e^{j \cdot h \cdot \omega t} + \frac{1}{2} \cdot (a_h + j \cdot b_h) \cdot e^{-j \cdot h \cdot \omega t} \quad (102)$$

Assim, define-se como o coeficiente complexo de *Fourier*, o fasor descrito em (103).

$$\langle f \rangle_h = \frac{1}{2} \cdot (a_h - j \cdot b_h) \quad (103)$$

Substituindo-se (103) em (102) têm-se:

$$f(t) = \sum_{h=0}^{\infty} \langle f \rangle_h \cdot e^{j \cdot h \cdot \omega t} + \langle f \rangle_h^* \cdot e^{-j \cdot h \cdot \omega t} \quad (104)$$

Sendo $\langle f \rangle_h^*$ o conjugado do fasor $\langle f \rangle_h$.

Devido à propriedade de ortogonalidade dos coeficientes da série de *Fourier* trigonométrica, descritos em (69) e (70), as relações de (105) a (109) são válidas.

$$a_h = a_{-h} \quad (105)$$

$$b_h = -b_{-h} \quad (106)$$

$$\langle f \rangle_h^R = \langle f \rangle_{-h}^R \quad (107)$$

$$\langle f \rangle_h^I = -\langle f \rangle_{-h}^I \quad (108)$$

$$\langle f \rangle_h^* = \langle f \rangle_{-h} \quad (109)$$

Sendo $\langle f \rangle_h^R$ e $\langle f \rangle_h^I$, respectivamente, a parcela real e a parcela imaginária do coeficiente fasorial da série de *Fourier*. Aplicando-se a propriedade (109) em (104), têm-se:

$$f(t) = \sum_{h=0}^{\infty} \langle f \rangle_h \cdot e^{j \cdot h \cdot \omega t} + \langle f \rangle_{-h} \cdot e^{-j \cdot h \cdot \omega t} \quad (110)$$

Finalmente, tem-se em (111) a equação de síntese da expansão em série de *Fourier* complexa de f , onde os coeficientes complexos são expressos por fasores harmônicos.

$$f(t) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} \langle f \rangle_h \cdot e^{j \cdot h \cdot \omega t} \quad (111)$$

O coeficiente complexo pode ser obtido pela equação de análise em (112), aplicando-se as relações (69) e (70) na definição descrita em (103).

$$\begin{aligned}
\langle f \rangle_h &= \frac{1}{2} \cdot (a_h - j \cdot b_h) \\
&= \frac{1}{2} \left(\frac{2}{T} \cdot \int_T f(t) \cdot \cos(h \cdot \omega \cdot t) \cdot dt - j \cdot \frac{2}{T} \cdot \int_T f(t) \cdot \text{sen}(h \cdot \omega \cdot t) \cdot dt \right) \\
&= \frac{1}{T} \cdot \int_T f(t) \cdot (\cos(h \cdot \omega \cdot t) - j \cdot \text{sen}(h \cdot \omega \cdot t)) \cdot dt \\
&= \frac{1}{T} \cdot \int_T f(t) \cdot e^{-j \cdot h \cdot \omega t} \cdot dt
\end{aligned} \tag{112}$$

Portanto, a expansão em série de *Fourier* complexa de f poderá ser representada pela equação de síntese expressa em (111), com os coeficientes complexos, ou fasores harmônicos, obtidos pela equação de análise em (112).

Para facilitar a compreensão conceitual da série de *Fourier* complexa, considere a função $f(t)$ senoidal e, portanto composta somente pelos fasores fundamentais. Assim, têm-se a série complexa descrita em (113).

$$f(t) = \langle f \rangle_1 \cdot e^{j \cdot \omega t} + \langle f \rangle_{-1} \cdot e^{-j \cdot \omega t} \tag{113}$$

Aplicando-se as propriedades de (107) a (109) na função $f(t)$ descrita em (113), pode-se expressar em (114) a $f(t)$ em termos das componentes reais e imaginários dos fasores fundamentais.

$$\begin{aligned}
f(t) &= (\langle f \rangle_1^R + j \cdot \langle f \rangle_1^I) \cdot e^{j \cdot \omega t} + (\langle f \rangle_{-1}^R + j \cdot \langle f \rangle_{-1}^I) \cdot e^{-j \cdot \omega t} \\
&= (e^{j \cdot \omega t} + e^{-j \cdot \omega t}) \cdot \langle f \rangle_1^R + j \cdot (e^{j \cdot \omega t} - e^{-j \cdot \omega t}) \cdot \langle f \rangle_1^I \\
&= 2 \cdot \langle f \rangle_1^R \cdot \cos(\omega t) - 2 \cdot \langle f \rangle_1^I \cdot \text{sen}(\omega t)
\end{aligned} \tag{114}$$

Os fasores fundamentais também podem ser expressos em (115) e (116) nas coordenadas polares, ou seja, em função da amplitude, $F_{(1)}$, e do ângulo de fase, θ_1 .

$$\langle f \rangle_1 = F_{(1)} \cdot e^{j \cdot \theta_1} \tag{115}$$

$$\langle f \rangle_{-1} = F_{(1)} \cdot e^{-j \cdot \theta_1} \tag{116}$$

Substituindo-se (115) e (116) em (113), tem-se a $f(t)$ reescrita em termos da amplitude e do ângulo de fase do fasor $\langle f \rangle_1$.

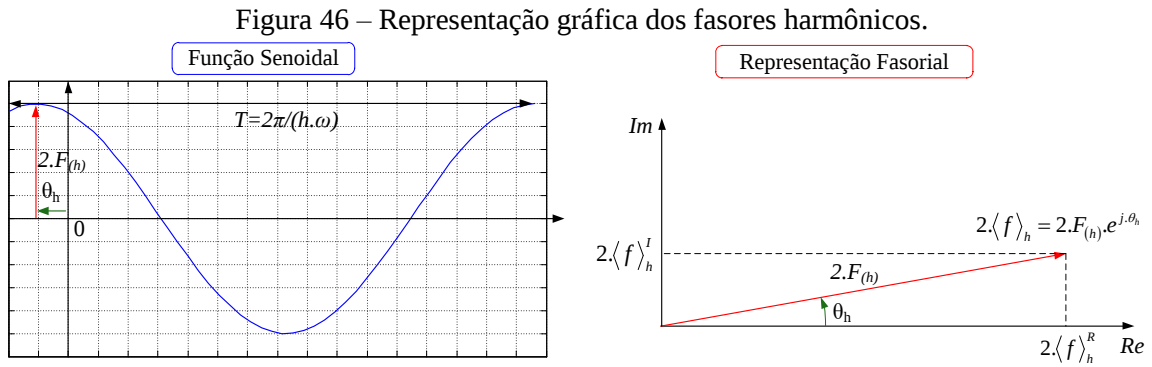
$$\begin{aligned}
f(t) &= (F_{(1)} \cdot e^{j \cdot \theta_1}) \cdot e^{j \cdot \omega t} + (F_{(1)} \cdot e^{-j \cdot \theta_1}) \cdot e^{-j \cdot \omega t} \\
&= F_{(1)} \cdot (e^{j \cdot (\omega t + \theta_1)} + e^{-j \cdot (\omega t + \theta_1)}) \\
&= 2 \cdot F_{(1)} \cdot \cos(\omega t + \theta_1)
\end{aligned} \tag{117}$$

Portanto, tem-se em (118) e (119) a generalização das soluções obtidas em (114) e (117) para qualquer que seja a componente harmônica da função analisada.

$$f(t)_{(h)} = 2 \cdot \langle f \rangle_h^R \cdot \cos(h \cdot \omega t) - 2 \cdot \langle f \rangle_h^I \cdot \sin(h \cdot \omega t) \quad (118)$$

$$f(t)_{(h)} = 2 \cdot F_{(h)} \cdot \cos(h \cdot \omega t + \theta_h) \quad (119)$$

A representação gráfica dos fasores harmônicos expostos em (118) ou (119) pode ser visualizada na Figura 46. Cada componente harmônico pode ser representada por um diagrama fasorial que indica a amplitude e ângulo de fase do harmônico analisado; a frequência do componente harmônico é conhecida, pois é múltipla da frequência fundamental.



Fonte: Próprio autor

3.1.3 Fasores dinâmicos

Os fasores dinâmicos são representados pelos coeficientes complexos de *Fourier* variantes no tempo, e representam as dinâmicas de amplitude e de ângulo de fase das variáveis analisadas. As equações de síntese e análise da série de *Fourier* complexa, definidas em (111) e (112), são retomadas em (120) e (121) considerando os fasores harmônicos variantes no tempo $\langle f \rangle_h(t)$ e a função $f(\tau)$ periódica definida no intervalo $\tau \in (t - T, t]$ com frequência angular fixa $\omega = 2\pi/T$. O modelo dinâmico considera os coeficientes ou fasores dominantes da série de *Fourier* descritos em (121) a partir de uma ‘janela’ de comprimento T que desliza sobre as formas de onda de interesse.

$$f(\tau) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} \langle f \rangle_h(t) \cdot e^{j \cdot h \cdot \omega \tau} \quad (120)$$

$$\langle f \rangle_h(t) = \frac{1}{T} \cdot \int_t^{t+T} f(\tau) \cdot e^{-j \cdot h \cdot \omega \tau} \cdot d\tau \quad (121)$$

Para se obter o modelo dinâmico fasorial do TCSC, serão utilizadas duas importantes propriedades da série de *Fourier* para sinais contínuos: a propriedade da diferenciação no tempo e a propriedade de modulação e convolução de funções contínuas no tempo.

➤ Diferenciação no tempo de uma função periódica em termos dos coeficientes complexos

Aplicando-se a diferenciação temporal em ambos os lados de (120), têm-se:

$$\begin{aligned}
 \frac{df}{dt}(t) &= \frac{d}{dt} \left(\sum_{h=-\infty}^{\infty} \langle f \rangle_h(t) \cdot e^{j \cdot h \cdot \omega \tau} \right) \\
 &= \sum_{h=-\infty}^{\infty} \frac{d}{dt} \left(\langle f \rangle_h(t) \cdot e^{j \cdot h \cdot \omega \tau} \right) \\
 &= \sum_{h=-\infty}^{\infty} \left(\frac{d}{dt} \langle f \rangle_h(t) \cdot e^{j \cdot h \cdot \omega \tau} + j \cdot h \cdot \omega \cdot \langle f \rangle_h(t) \cdot e^{j \cdot h \cdot \omega \tau} \right) \\
 &= \sum_{h=-\infty}^{\infty} \left(\frac{d}{dt} \langle f \rangle_h(t) + j \cdot h \cdot \omega \cdot \langle f \rangle_h(t) \right) \cdot e^{j \cdot h \cdot \omega \tau}
 \end{aligned} \tag{122}$$

Comparando-se (120) e (122), obtém-se em (123) a transformada fasorial da derivada temporal das formas de onda relativas a cada componente harmônica.

$$\left\langle \frac{df}{dt}(t) \right\rangle_h = \frac{d}{dt} \langle f \rangle_h(t) + j \cdot h \cdot \omega \cdot \langle f \rangle_h(t) \tag{123}$$

Nota-se que, em RPS, as amplitudes e ângulos de fase de cada componente harmônica não sofrem variações no tempo, assim a derivada dos fasores harmônicos é nula e a relação de (123) fica:

$$\left\langle \frac{df}{dt}(t) \right\rangle_h = j \cdot h \cdot \omega \cdot \langle f \rangle_h(t) \tag{124}$$

Ou seja, as variações em amplitude e ângulo de fase das componentes harmônicas são representadas pela parcela real de (123). Já, a parcela imaginária, representa as variações das formas de onda instantâneas que ocorrem em RPS para cada harmônica analisada, onde $h \cdot \omega$ representa a frequência angular da componente estudada.

➤ Modulação e convolução de funções no domínio do tempo e da frequência

Duas das propriedades mais importantes de representações da série de *Fourier* são a convolução e a modulação. Uma forma de modulação refere-se à multiplicação de dois sinais; um destes sinais muda ou modula a amplitude do outro sinal. A modulação no domínio do tempo pode ser transformada em convolução no domínio da frequência, e vice-versa.

Define-se, respectivamente em (125) e (126), a modulação de dois sinais no domínio do tempo e a convolução entre dois fasores harmônicos no domínio da frequência.

$$y(t) = x \cdot z \quad (125)$$

$$\langle x \rangle_h * \langle z \rangle_h = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \langle x \rangle_{h-l} \cdot \langle z \rangle_l \quad (126)$$

A propriedade da modulação para sinais periódicos diz que a transformada fasorial da multiplicação de sinais no tempo corresponde à convolução dos respectivos fasores no domínio da frequência. Assim, tem-se em (127):

$$\langle x \cdot z \rangle_h = \langle x \rangle_h * \langle z \rangle_h = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \langle x \rangle_{h-l} \cdot \langle z \rangle_l \quad (127)$$

As propriedades apresentadas em (123) e (127) serão extremamente importantes para transformar as equações que representam o comportamento dinâmico do TCSC no domínio do tempo em equações que representem as dinâmicas fasoriais do TCSC para cada componente harmônica no domínio de frequência.

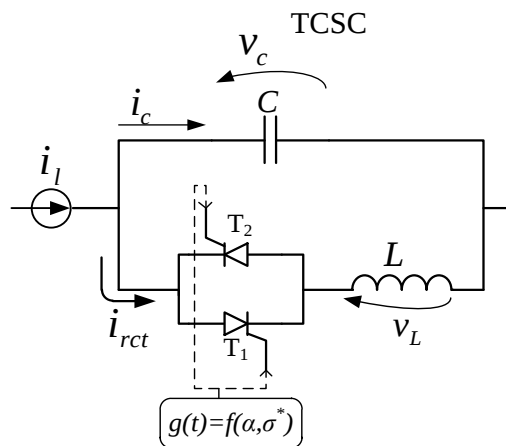
3.1.4 Modelo dinâmico do TCSC no domínio do tempo

Considere novamente o modelo do TCSC ilustrado na Figura 47, onde a corrente de linha é imposta pelo carregamento do sistema e pode ser representada no circuito como uma fonte independente. Os disparos dos tiristores serão representados pela função de chaveamento $g(t)$, que é função do ângulo de disparo α e do ângulo de condução em regime permanente σ^* .

A corrente de linha é apresentada em (128) na referência fasorial, com ângulo de fase nulo e amplitude I_l .

$$i_l = I_l \cdot \cos(\omega t) \quad (128)$$

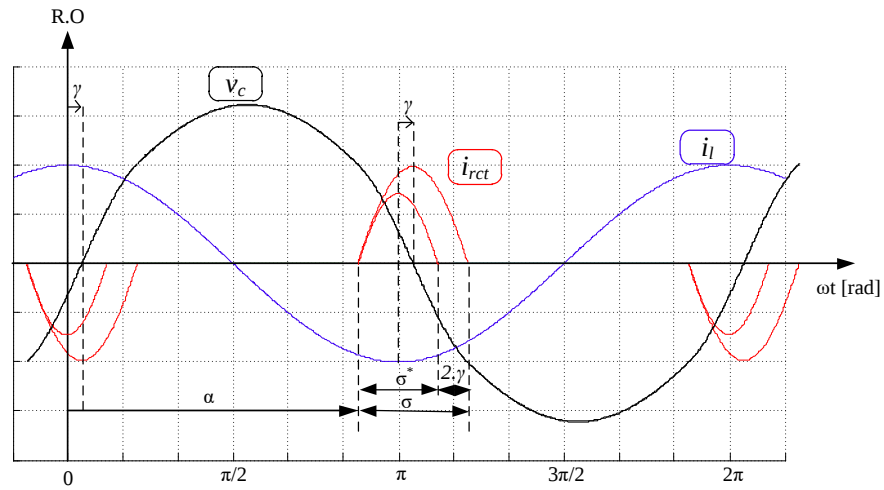
Figura 47 – Modelo do TCSC.



Fonte: Próprio autor

O transitório das formas de onda da tensão no capacitor, da corrente no RCT e da corrente de linha é apresentado na Figura 48. Nota-se que, além das variáveis angulares já conhecidas, α e σ , define-se uma nova variável angular γ . A variável γ representa um deslocamento de fase transitório na corrente do RCT e é utilizada para inserir no modelo a característica dinâmica existente no ângulo de condução σ . Quando a entrada de controle, representada pelo ângulo de disparo α , é alterada para controlar a reatância do TCSC, a corrente no RCT passa por um transitório até atingir o novo ponto de operação. Esse transitório deve ser representado tanto pela variação de amplitude, quanto pela variação de ângulo de condução da corrente no RCT.

Figura 48 – Transitório das formas de onda do TCSC.



Fonte: Próprio autor

A relação entre o ângulo de disparo e o ângulo de condução é descrita em (129), tanto para o regime permanente quanto para o transitório. Nota-se que, em regime permanente, σ^* é igual a σ e γ é igual a zero.

$$\begin{cases} \sigma = \sigma^* + 2 \cdot \gamma \\ \sigma^* = 2 \cdot (\pi - \alpha) \end{cases} \quad (129)$$

A componente transitória do ângulo de condução é definida em (130) em função dos ângulos de fase dos fasores fundamentais de corrente no RCT e corrente na linha em (130).

$$\gamma = \arg \left[-\langle i_l \rangle \cdot \langle i_{rct} \rangle_1^* \right] \quad (130)$$

A função de chaveamento é definida por

$$g(t) = \begin{cases} 1; & \omega t \in [-\sigma_a, \sigma_a] \\ 0; & \omega t \in [\sigma_a, \pi - \sigma_a] \\ 1; & \omega t \in [\pi - \sigma_a, \pi + \sigma_a] \\ 0; & \omega t \in [\pi + \sigma_a, 2\pi - \sigma_a] \end{cases} \quad (131)$$

O modelo dinâmico do TCSC no domínio do tempo pode ser descrito em (132), a partir das equações que descrevem o comportamento dinâmico nos elementos reativos do TCSC. A função de chaveamento é o fator que representa a não linearidade característica da operação dos tiristores.

$$\begin{aligned} C \cdot \frac{dv_c}{dt} &= i_l - i_{rct} \\ L \cdot \frac{di_{rct}}{dt} &= g \cdot v_c \end{aligned} \quad (132)$$

Quando os tiristores estão conduzindo, a função de chaveamento é igual a um, as tensões sobre o indutor e o capacitor são iguais e a corrente no capacitor é composta da diferença entre a corrente de linha e a corrente no RCT. Quando os tiristores estão bloqueados, a função de chaveamento é nula, não há corrente nem tensão sobre o RCT e, portanto, a corrente no capacitor é igual a corrente de linha.

3.1.5 Modelo dinâmico fasorial na frequência fundamental

Aplicando-se a transformada fasorial nas equações dinâmicas descritas no domínio do tempo em (132), tem-se em (133) o modelo dinâmico fasorial para cada componente harmônica.

$$\begin{cases} \left\langle C \cdot \frac{dv_c}{dt} \right\rangle_h = \langle i_l \rangle_h - \langle i_{rct} \rangle_h \\ \left\langle L \cdot \frac{di_{rct}}{dt} \right\rangle_h = \langle g \cdot v_c \rangle_h \end{cases} \quad (133)$$

Aplicando-se a propriedade (123) em (133), têm-se:

$$\begin{cases} C \cdot \left(\frac{d}{dt} \langle v_c \rangle_h + j \cdot h \cdot \omega \cdot \langle v_c \rangle_h \right) = \langle i_l \rangle_h - \langle i_{rct} \rangle_h \\ L \cdot \left(\frac{d}{dt} \langle i_{rct} \rangle_h + j \cdot h \cdot \omega \cdot \langle i_{rct} \rangle_h \right) = \langle g \cdot v_c \rangle_h \end{cases} \quad (134)$$

Isolando-se as variáveis de estado de (134),

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \langle v_c \rangle_h = \frac{1}{C} \cdot \langle i_l \rangle_h - \frac{1}{C} \cdot \langle i_{rct} \rangle_h - j \cdot h \cdot \omega \cdot \langle v_c \rangle_h \\ \frac{d}{dt} \langle i_{rct} \rangle_h = \frac{1}{L} \cdot \langle g \cdot v_c \rangle_h - j \cdot h \cdot \omega \cdot \langle i_{rct} \rangle_h \end{cases} \quad (135)$$

O modelo dinâmico de (135) pode ser reduzido, uma vez que a corrente no RCT, na representação fasorial, não se comporta mais como uma variável de estado. As dinâmicas das

componentes da corrente no RCT são extremamente rápidas comparadas à tensão no capacitor e cessam em um tempo menor que um período fundamental $T=2\pi/(\omega)$. Observe que, enquanto descontínua, qualquer variação instantânea na corrente do RCT se inicia e finda dentro de um ciclo fundamental. Apesar de não contribuir para a dinâmica do modelo fasorial, o valor de regime permanente do fasor da corrente no RCT influencia no sistema e pode ser obtido anulando-se a segunda equação de estado em (135).

$$\frac{d}{dt}\langle i_{rct} \rangle_h = 0 \Rightarrow \langle i_{rct} \rangle_h = \frac{1}{j \cdot h \cdot \omega \cdot L} \langle g \cdot v_c \rangle_h \quad (136)$$

Substituindo-se (136) na primeira equação de estado de (135), tem-se o modelo dinâmico fasorial de ordem reduzida em (137).

$$\frac{d}{dt}\langle v_c \rangle_h = \frac{1}{C} \cdot \langle i_l \rangle_h - \frac{1}{j \cdot h \cdot \omega \cdot L \cdot C} \langle g \cdot v_c \rangle_h - j \cdot h \cdot \omega \cdot \langle v_c \rangle_h \quad (137)$$

Comparando-se (128) à (118), tem-se o fasor da corrente de linha em (138).

$$\langle i_l \rangle_h = \begin{cases} \frac{I_l}{2}; & h = 1 \\ 0; & h \neq 1 \end{cases} \quad (138)$$

Substituindo-se (138) em (137), têm-se:

$$\frac{d}{dt}\langle v_c \rangle_h = \frac{I_l}{2 \cdot C} - \frac{1}{j \cdot h \cdot \omega \cdot L \cdot C} \langle g \cdot v_c \rangle_h - j \cdot h \cdot \omega \cdot \langle v_c \rangle_h \quad (139)$$

O modelo fasorial descrito em (139) ainda leva em consideração as dinâmicas de todas as componentes harmônicas da tensão no capacitor. Obviamente, quanto mais componentes harmônicas são consideradas no modelo de (139), maior é a precisão em prever as respostas dinâmicas, no entanto, o sistema torna-se maior e mais complexo. Porém, como demonstrado na Seção 2.2.3, as amplitudes das componentes harmônicas da tensão no capacitor são pequenas comparadas à componente fundamental, principalmente para a operação na região capacitiva. Portanto, o modelo dinâmico fasorial na frequência fundamental, expresso em (140), torna-se interessante, pois além de simplificado, é muito preciso.

$$\frac{d}{dt}\langle v_c \rangle_1 = \frac{I_l}{2 \cdot C} - \frac{1}{j \cdot \omega \cdot L \cdot C} \langle g \cdot v_c \rangle_1 - j \cdot \omega \cdot \langle v_c \rangle_1 \quad (140)$$

Separando-se as parcelas real e imaginária de (140),

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \langle v_c \rangle_1 &= \frac{I_l}{2 \cdot C} + j \cdot \frac{1}{\omega \cdot L \cdot C} \left(\langle g \cdot v_c \rangle_1^R + j \cdot \langle g \cdot v_c \rangle_1^I \right) - j \cdot \omega \cdot \left(\langle v_c \rangle_1^R + j \cdot \langle v_c \rangle_1^I \right) \\
&= \left(\frac{I_l}{2 \cdot C} - \frac{\langle g \cdot v_c \rangle_1^I}{\omega \cdot L \cdot C} + \omega \cdot \langle v_c \rangle_1^I \right) + j \cdot \left(\frac{\langle g \cdot v_c \rangle_1^R}{\omega \cdot L \cdot C} - \omega \cdot \langle v_c \rangle_1^R \right)
\end{aligned} \tag{141}$$

Aplicando-se a propriedade da convolução descrita em (127) para avaliar o fasor $\langle g \cdot v_c \rangle_1$, têm-se:

$$\langle g \cdot v_c \rangle_1 = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \langle g \rangle_{1-l} \cdot \langle v_c \rangle_l \tag{142}$$

O cálculo do fasor $\langle g \cdot v_c \rangle_1$ pode ser composto por quantas harmônicas forem necessárias. No entanto, como o exposto na Seção 2.2.3 (Figura 35, Figura 36 e Figura 38), além da componente fundamental, as harmônicas significantes para tensão no capacitor são as componentes de terceira e quinta ordem. Incorporando tais componentes no cálculo de $\langle g \cdot v_c \rangle_1$ têm-se:

$$\begin{aligned}
\langle g \cdot v_c \rangle_1 &= \langle g \cdot v_c \rangle_1^R + j \cdot \langle g \cdot v_c \rangle_1^I \\
&= \langle g \rangle_6 \cdot \langle v_c \rangle_{-5} + \langle g \rangle_4 \cdot \langle v_c \rangle_{-3} + \langle g \rangle_2 \cdot \langle v_c \rangle_{-1} + \\
&\quad + \langle g \rangle_0 \cdot \langle v_c \rangle_1 + \langle g \rangle_{-2} \cdot \langle v_c \rangle_3 + \langle g \rangle_{-4} \cdot \langle v_c \rangle_5
\end{aligned} \tag{143}$$

Separando os termos reais e imaginários de cada fasor em (143) e aplicando-se as propriedades (107) e (108) têm-se:

$$\begin{aligned}
\langle g \cdot v_c \rangle_1^R &= (\langle g \rangle_0^R + \langle g \rangle_2^R) \cdot \langle v_c \rangle_1^R + (\langle g \rangle_2^R + \langle g \rangle_4^R) \cdot \langle v_c \rangle_3^R + (\langle g \rangle_4^R + \langle g \rangle_6^R) \cdot \langle v_c \rangle_5^R + \\
&\quad + \langle g \rangle_2^I \cdot \langle v_c \rangle_1^I + (\langle g \rangle_2^I + \langle g \rangle_4^I) \cdot \langle v_c \rangle_3^I + (\langle g \rangle_4^I + \langle g \rangle_6^I) \cdot \langle v_c \rangle_5^I \\
\langle g \cdot v_c \rangle_1^I &= (\langle g \rangle_0^R - \langle g \rangle_2^R) \cdot \langle v_c \rangle_1^I + (\langle g \rangle_2^R - \langle g \rangle_4^R) \cdot \langle v_c \rangle_3^I + (\langle g \rangle_4^R - \langle g \rangle_6^R) \cdot \langle v_c \rangle_5^I + \\
&\quad + \langle g \rangle_2^I \cdot \langle v_c \rangle_1^R + (\langle g \rangle_4^I - \langle g \rangle_2^I) \cdot \langle v_c \rangle_3^R + (\langle g \rangle_6^I - \langle g \rangle_4^I) \cdot \langle v_c \rangle_5^R
\end{aligned} \tag{144}$$

Nota-se como (144) é o termo que contém tanto as características harmônicas da tensão no capacitor, como o comportamento não linear dos tiristores do RCT. Além disso, o termo também contém as dinâmicas da parcela real e imaginária do fasor fundamental da tensão do capacitor, que atua como variável de estado.

Na Seção 2.2.3 já havia sido realizada a expansão em série de *Fourier* da tensão no capacitor normalizada em função da tensão mínima de pico no capacitor ($X_c \cdot I_l$). Comparando-se os resultados obtidos em (77) com (118), define-se em (145) as parcelas real e imaginária do fasor de tensão no capacitor.

$$\begin{cases} \langle v_c \rangle_h^R = 0 \\ \langle v_c \rangle_h^I = -\frac{V_{c(h)} \cdot X_C \cdot I_l}{2} \end{cases} \quad (145)$$

Substituindo-se $V_{c(h)}$, descrito em (80) para $h > 1$, em (145) têm-se:

$$\begin{cases} \langle v_c \rangle_h^R = 0 \\ \langle v_c \rangle_h^I = -\frac{2 \cdot X_C \cdot I_l \cdot \bar{\omega} \cdot \cos\left(\frac{\sigma}{2}\right) \cdot \cos\left(h \cdot \frac{\sigma}{2}\right)}{\pi \cdot (\bar{\omega}^2 - 1)} \cdot \left[\frac{h \cdot \text{tg}\left(\bar{\omega} \cdot \frac{\sigma}{2}\right) - \bar{\omega} \cdot \text{tg}\left(h \cdot \frac{\sigma}{2}\right)}{\bar{\omega}^2 - h^2} + \frac{\bar{\omega} \cdot \text{tg}\left(h \cdot \frac{\sigma}{2}\right) - h \cdot \bar{\omega} \cdot \text{tg}\left(\frac{\sigma}{2}\right)}{1 - h^2} + \right. \\ \left. + \frac{\text{tg}\left(\bar{\omega} \cdot \frac{\sigma}{2}\right) - \bar{\omega} \cdot \text{tg}\left(\frac{\sigma}{2}\right)}{h} \right] \end{cases} \quad (146)$$

Aplicando-se a equação de análise (112) na função de chaveamento definida em (131), obtêm-se os coeficientes complexos ou fasores harmônicos da função de chaveamento em (147).

$$\begin{cases} \langle g \rangle_h^R = \frac{\sigma}{\pi}; & h = 0 \\ \langle g \rangle_h^R = \frac{1}{h \cdot \pi} \cdot [\text{sen}(h \cdot (\alpha + \sigma)) - \text{sen}(h \cdot \alpha)]; & h \neq 0 \\ \langle g \rangle_h^I = 0; & h = 0 \\ \langle g \rangle_h^I = \frac{1}{h \cdot \pi} \cdot [\cos(h \cdot (\alpha + \sigma)) - \cos(h \cdot \alpha)]; & h \neq 0 \end{cases} \quad (147)$$

Conhecendo-se os termos nulos de (145) e (147), pode-se simplificar o resultado de (144). Lembre-se que o fasor fundamental da tensão no capacitor atua como variável de estado e, portanto, $\langle v_c \rangle_1^R$ não é anulado por (145).

$$\begin{aligned} \langle g \cdot v_c \rangle_1^R &= (\langle g \rangle_0^R + \langle g \rangle_2^R) \cdot \langle v_c \rangle_1^R + \langle g \rangle_2^I \cdot \langle v_c \rangle_1^I + (\langle g \rangle_2^I + \langle g \rangle_4^I) \cdot \langle v_c \rangle_3^I + \\ &\quad + (\langle g \rangle_4^I + \langle g \rangle_6^I) \cdot \langle v_c \rangle_5^I \\ \langle g \cdot v_c \rangle_1^I &= (\langle g \rangle_0^R - \langle g \rangle_2^R) \cdot \langle v_c \rangle_1^I + (\langle g \rangle_2^R - \langle g \rangle_4^R) \cdot \langle v_c \rangle_3^I + \\ &\quad + (\langle g \rangle_4^R - \langle g \rangle_6^R) \cdot \langle v_c \rangle_5^I + \langle g \rangle_2^I \cdot \langle v_c \rangle_1^R \end{aligned} \quad (148)$$

Como indicado em (146) e (147), os termos de (148) dependerão do ângulo de disparo dos tiristores α , que é a entrada de controle do sistema, e do ângulo de condução σ da corrente no RCT. No entanto, o ângulo de condução contém o comportamento transitório exposto em (130). Se a corrente de linha é fixa na referência fasorial e o fasor fundamental da corrente no RCT foi definido em função do fasor de tensão no capacitor, (130) pode ser reescrito em (149).

$$\begin{aligned}
\gamma &= \arg[-\langle i_l \rangle \cdot \langle i_{rct} \rangle_1^*] \\
&= \arg\left[-\langle i_l \rangle \cdot \left(\frac{\langle v_c \rangle_1}{j \cdot \omega \cdot L}\right)^*\right] \\
&= \arg\left[-\langle v_c \rangle_1^I - j \cdot \langle v_c \rangle_1^R\right] \\
&= \arctg\left(\frac{-\langle v_c \rangle_1^R}{-\langle v_c \rangle_1^I}\right)
\end{aligned} \tag{149}$$

Combinando-se (149) e (129), pode-se reescrever o ângulo de condução em (150) em função das variáveis de estado, $\langle v_c \rangle_1^R$ e $\langle v_c \rangle_1^I$, e da entrada de controle α .

$$\sigma = 2 \cdot \left[\pi - \alpha + \arctg\left(\frac{-\langle v_c \rangle_1^R}{-\langle v_c \rangle_1^I}\right) \right] \tag{150}$$

Substituindo-se (148) em (141), obtêm-se em (151) as duas equações de estado que representam o modelo dinâmico fasorial do TCSC na frequência fundamental, em suas componentes real e imaginária.

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \langle v_c \rangle_1^R &= \frac{I_l}{2 \cdot C} - \frac{(\langle g \rangle_0^R - \langle g \rangle_2^R) \cdot \langle v_c \rangle_1^I + (\langle g \rangle_2^R - \langle g \rangle_4^R) \cdot \langle v_c \rangle_3^I + (\langle g \rangle_4^R - \langle g \rangle_6^R) \cdot \langle v_c \rangle_5^I}{\omega \cdot L \cdot C} + \\
&\quad - \frac{\langle g \rangle_2^I \cdot \langle v_c \rangle_1^R}{\omega \cdot L \cdot C} + \omega \cdot \langle v_c \rangle_1^I \\
\frac{d}{dt} \langle v_c \rangle_1^I &= \frac{(\langle g \rangle_0^R + \langle g \rangle_2^R) \cdot \langle v_c \rangle_1^R + \langle g \rangle_2^I \cdot \langle v_c \rangle_1^I + (\langle g \rangle_2^I + \langle g \rangle_4^I) \cdot \langle v_c \rangle_3^I}{\omega \cdot L \cdot C} + \frac{(\langle g \rangle_4^I + \langle g \rangle_6^I) \cdot \langle v_c \rangle_5^I}{\omega \cdot L \cdot C} \\
&\quad - \omega \cdot \langle v_c \rangle_1^R
\end{aligned} \tag{151}$$

Rearranjando-se os termos de (151) para representar na forma padrão as equações de estado.

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \langle v_c \rangle_1^R &= \left(-\frac{\langle g \rangle_2^I}{\omega \cdot L \cdot C} \right) \cdot \langle v_c \rangle_1^R + \left(-\frac{(\langle g \rangle_0^R - \langle g \rangle_2^R)}{\omega \cdot L \cdot C} + \omega \right) \cdot \langle v_c \rangle_1^I + \frac{I_l}{2 \cdot C} - \frac{(\langle g \rangle_2^R - \langle g \rangle_4^R) \cdot \langle v_c \rangle_3^I}{\omega \cdot L \cdot C} + \\
&\quad - \frac{(\langle g \rangle_4^R - \langle g \rangle_6^R) \cdot \langle v_c \rangle_5^I}{\omega \cdot L \cdot C} \\
\frac{d}{dt} \langle v_c \rangle_1^I &= \left(\frac{(\langle g \rangle_0^R + \langle g \rangle_2^R)}{\omega \cdot L \cdot C} - \omega \right) \cdot \langle v_c \rangle_1^R + \left(\frac{\langle g \rangle_2^I}{\omega \cdot L \cdot C} \right) \cdot \langle v_c \rangle_1^I + \frac{(\langle g \rangle_2^I + \langle g \rangle_4^I) \cdot \langle v_c \rangle_3^I}{\omega \cdot L \cdot C} + \\
&\quad + \frac{(\langle g \rangle_4^I + \langle g \rangle_6^I) \cdot \langle v_c \rangle_5^I}{\omega \cdot L \cdot C}
\end{aligned} \tag{152}$$

Um sistema dinâmico não linear pode ser descrito analiticamente por suas equações diferenciais na forma matricial:

$$\dot{\mathbf{x}}_{n \times 1} = \mathbf{f}_{n \times 1}(\mathbf{x}_{n \times 1}, t) \quad (153)$$

Sendo $\mathbf{f}$ o vetor de função não linear, $\mathbf{x}$ o vetor de estado e n o número de estados.

Em (154), pode-se representar o modelo dinâmico fasorial na frequência fundamental do TCSC em espaço de estados.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} \langle v_c \rangle_1^R \\ \frac{d}{dt} \langle v_c \rangle_1^I \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{\langle g \rangle_2^I}{\omega \cdot L \cdot C} & -\frac{(\langle g \rangle_0^R - \langle g \rangle_2^R)}{\omega \cdot L \cdot C} + \omega \\ \frac{(\langle g \rangle_0^R + \langle g \rangle_2^R)}{\omega \cdot L \cdot C} - \omega & \frac{\langle g \rangle_2^I}{\omega \cdot L \cdot C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \langle v_c \rangle_1^R \\ \langle v_c \rangle_1^I \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \cdot C \\ 0 \end{bmatrix} \cdot [I_L] + \begin{bmatrix} -\frac{(\langle g \rangle_2^R - \langle g \rangle_4^R) \cdot \langle v_c \rangle_3^I + (\langle g \rangle_4^R - \langle g \rangle_6^R) \cdot \langle v_c \rangle_5^I}{\omega \cdot L \cdot C} \\ \frac{(\langle g \rangle_2^I + \langle g \rangle_4^I) \cdot \langle v_c \rangle_3^I + (\langle g \rangle_4^I + \langle g \rangle_6^I) \cdot \langle v_c \rangle_5^I}{\omega \cdot L \cdot C} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (154)$$

O vetor de estados é composto das parcelas real e imaginária do fasor de tensão no capacitor. A corrente de linha, entrada no modelo dinâmico fasorial do TCSC, representa as variações de carga ou de carregamento no sistema. Reescrevendo-se (154) na forma

$$\dot{\mathbf{x}}_{2 \times 1} = \mathbf{A}_{2 \times 2} \cdot \mathbf{x}_{2 \times 1} + \mathbf{B}_{1 \times 2 \times 1} \cdot \mathbf{u}_{1 \times 1} + \mathbf{K}_{2 \times 1}, \quad (155)$$

têm-se as definições do vetor de estado $\mathbf{x}$, da matriz de estado $\mathbf{A}$, da matriz de entrada $\mathbf{B}$ e da matriz constante $\mathbf{K}$, ambos representados, respectivamente, em (156), (157), (158) e (159).

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \langle v_c \rangle_1^R \\ \langle v_c \rangle_1^I \end{bmatrix} \quad (156)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{\langle g \rangle_2^I}{\omega \cdot L \cdot C} & -\frac{(\langle g \rangle_0^R - \langle g \rangle_2^R)}{\omega \cdot L \cdot C} + \omega \\ \frac{(\langle g \rangle_0^R + \langle g \rangle_2^R)}{\omega \cdot L \cdot C} - \omega & \frac{\langle g \rangle_2^I}{\omega \cdot L \cdot C} \end{bmatrix} \quad (157)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1 \\ 2 \cdot C \\ 0 \end{bmatrix} \quad (158)$$

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} -\frac{(\langle g \rangle_2^R - \langle g \rangle_4^R) \cdot \langle v_c \rangle_3^I + (\langle g \rangle_4^R - \langle g \rangle_6^R) \cdot \langle v_c \rangle_5^I}{\omega \cdot L \cdot C} \\ \frac{(\langle g \rangle_2^I + \langle g \rangle_4^I) \cdot \langle v_c \rangle_3^I + (\langle g \rangle_4^I + \langle g \rangle_6^I) \cdot \langle v_c \rangle_5^I}{\omega \cdot L \cdot C} \end{bmatrix} \quad (159)$$

As relações identificadas em (146), (147) e (150) mostram que os elementos das matrizes $\mathbf{A}$ e $\mathbf{K}$ dependem tanto da entrada de controle, α , como do ângulo de condução, σ ;

que por sua vez tem dependência com os estados. Portanto, as não linearidades do TCSC estão representadas de maneira implícita no modelo dinâmico fasorial fundamental.

$$\dot{\mathbf{x}}_{2 \times 1} = \mathbf{A}_{2 \times 2}(\alpha, \sigma(x_1, x_2)) \mathbf{x}_{2 \times 1} + \mathbf{B}_{2 \times 1} \mathbf{u}_{1 \times 1} + \mathbf{K}_{2 \times 1}(\alpha, \sigma(x_1, x_2)) \quad (160)$$

O comportamento da componente real e imaginária do fasor de tensão representa as variações de amplitude e ângulo de fase da componente fundamental da tensão sobre o capacitor do TCSC. Das relações fasoriais de (118) e (119), têm-se em (161) e (162), a relação de amplitude e ângulo de fase da tensão fundamental do capacitor do TCSC com as variáveis de estado $\langle v_c \rangle_1^R$ e $\langle v_c \rangle_1^I$. Lembre-se que o sistema dinâmico fasorial apresenta o ângulo de fase da corrente de linha como referência angular para todas as variáveis do sistema.

$$V_{c(1)} = 2 \cdot \sqrt{(\langle v_c \rangle_1^R)^2 + (\langle v_c \rangle_1^I)^2} \quad (161)$$

$$\theta_{v(1)} = \arctg \left(\frac{\langle v_c \rangle_1^I}{\langle v_c \rangle_1^R} \right) \quad (162)$$

Apesar de representar somente as dinâmicas da componente fundamental do fasor de tensão, o modelo (160) é preciso em prever os transitórios da tensão no capacitor, uma vez que as dinâmicas das componentes harmônicas são extremamente rápidas. No entanto, a contribuição contínua das componentes harmônicas no fasor resultante da tensão no capacitor, ou seja, a contribuição na amplitude resultante da tensão no capacitor é significativa e deve ser levada em consideração. Portanto, de (118) e (146), pode-se avaliar a influência das componentes harmônicas na amplitude da tensão no capacitor, bem como obter a tensão sobre o capacitor corrigida em (163) e simplificada em (164). Nota-se que o incremento no valor corrigido corresponde exatamente aos valores instantâneos das componentes harmônicas no instante de pico da componente fundamental, ou seja, em $\omega t = -\theta_{v(1)}$.

$$V'_{c(1)} = 2 \cdot \sqrt{(\langle v_c \rangle_1^R)^2 + (\langle v_c \rangle_1^I)^2} + 2 \cdot \sum_{h>1} (\langle v_c \rangle_h^R \cdot \cos(-h \cdot \theta_{v(1)}) - \langle v_c \rangle_h^I \cdot \sin(-h \cdot \theta_{v(1)})) \quad (163)$$

Sabendo-se que as parcelas reais das harmônicas da tensão no capacitor são nulas, têm-se:

$$V'_{c(1)} = 2 \cdot \sqrt{(\langle v_c \rangle_1^R)^2 + (\langle v_c \rangle_1^I)^2} + 2 \cdot \sum_{h>1} \langle v_c \rangle_h^I \cdot \sin(h \cdot \theta_{v(1)}) \quad (164)$$

Em regime permanente, para a operação na região capacitiva, o ângulo do fasor fundamental da tensão no capacitor deve ser igual a 90° negativos, uma vez que a tensão no capacitor está atrasada da corrente de linha. Assim, a amplitude de tensão no capacitor para o regime permanente resulta:

$$V_{cRP} = 2 \cdot \left| \langle v_c \rangle_1^I \right| - 2 \cdot \sum_{h>1} \langle v_c \rangle_h^I \cdot \sin\left(h \cdot \frac{\pi}{2}\right) \quad (165)$$

Como as parcelas imaginárias dos fasores harmônicos de tensão são negativas para operação capacitiva em (165), a componente de terceira harmônica deve diminuir a magnitude da tensão resultante no capacitor e a componente de quinta harmônica deve incrementá-la.

Em resumo, a dinâmica fasorial na frequência fundamental do TCSC pode ser descrita pelo modelo não linear em espaço de estados apresentado em (160), com a correção do valor de *offset* do fasor fundamental da tensão descrito em (164). O modelo fasorial obtido é adequado em prever as dinâmicas da tensão no capacitor do TCSC para grandes sinais. As simulações computacionais do modelo fasorial, no domínio da frequência, são extremamente rápidas quando comparadas às simulações tradicionais realizadas por *softwares* no domínio do tempo, uma vez que desprezam as dinâmicas de chaveamento dos tiristores que ocorrem dentro de um ciclo de rede. No entanto, para aplicação e desenvolvimento de sistemas clássicos de controle linear, as não linearidades do modelo (164) dificultam o projeto dos controladores.

Assim, a fim de se projetar os ganhos dos controladores proporcionais-integrais presentes no sistema de controle com realimentações multirressonantes, será apresentado na sequência o modelo linear na frequência fundamental proposto em Jovcic e Pillai (2005). Aplicando-se o modelo citado serão determinadas as Funções de Transferência (FT) de interesse e, utilizando-se o critério de margem de fase para a estabilidade de sistemas, serão projetados os ganhos do controlador propriamente dito.

3.2 Modelo dinâmico linear na frequência fundamental.

Como visto anteriormente, a impedância equivalente do TCSC é determinada pela relação entre a tensão no capacitor do dispositivo e a corrente demandada na linha. Dado que a corrente de linha é função da potência demandada no sistema elétrico, então a impedância equivalente do TCSC é controlada indiretamente pela tensão no capacitor. Esta tensão pode ser representada por duas parcelas distintas: parcela controlável, que varia em função da corrente no RCT; e parcela não controlável, que varia em função das variações da corrente de linha. Para o projeto de um sistema de controle em malha fechada do TCSC, é necessário encontrar matematicamente seu modelo dinâmico, e desta forma obter o comportamento das variáveis dinâmicas para diferentes pontos de operação. Inicialmente realiza-se uma representação em espaço de estados do modelo não linear instantâneo. A resposta em frequência das componentes fundamentais da parcela não linear é investigada via simulação

computacional. O modelo resultante representa a resposta dinâmica das componentes fundamentais das variáveis elétricas linearizadas em torno de um ponto de operação.

Através da análise dos autovalores do modelo resultante e dos diagramas de Bode das funções de transferências obtidas, projeta-se o controlador utilizando-se dos critérios de margem de fase para garantir a estabilidade do sistema.

A resposta dinâmica do dispositivo é obtida através de um modelo linear na frequência fundamental para respostas a pequenos sinais. Para a representação do modelo dinâmico em espaço de estados do *TCSC*, considera-se novamente a Figura 47 e as equações dinâmicas no domínio do tempo do *TCSC*.

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_l - \frac{1}{C} \cdot g \cdot i_{rct} \quad (166)$$

$$\frac{di_{rct}}{dt} = \frac{1}{L} \cdot g \cdot v_c \quad (167)$$

A tensão no capacitor pode ser dividida em uma parcela dita controlável e não linear (v_2) e outra não controlável e linear (v_1). Além disso, presume-se que a corrente de linha é constante em um ciclo fundamental, ou seja, só serão admitidas variações em frequências abaixo da componente fundamental. Integrando-se (166) têm-se a tensão no capacitor e suas parcelas indicadas de (168) a (170).

$$v_1 = \frac{1}{C} \cdot \int i_l \cdot dt \quad (168)$$

$$v_2 = \frac{1}{C} \cdot \int g \cdot i_{rct} \cdot dt \quad (169)$$

$$v_c = v_1 - v_2 \quad (170)$$

Derivando-se (168) e (169) e substituindo-se (170) em (167), têm-se as equações de estado do modelo não linear do *TCSC* no domínio do tempo:

$$\frac{dv_1}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_l \quad (171)$$

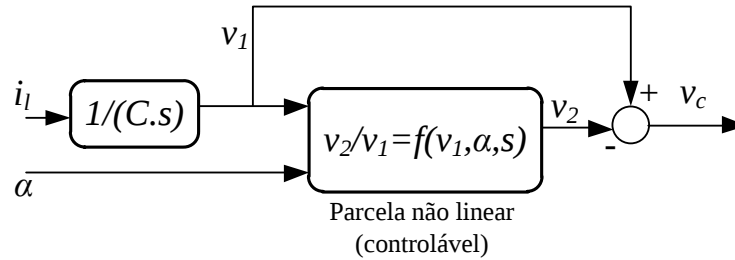
$$\frac{dv_2}{dt} = \frac{1}{C} \cdot g \cdot i_{rct} \quad (172)$$

$$\frac{di_{rct}}{dt} = \frac{1}{L} \cdot g \cdot v_1 - \frac{1}{L} \cdot g \cdot v_2 \quad (173)$$

As não linearidades do sistema estão representadas nas equações (172) e (173) pela função de chaveamento. O diagrama apresentado na Figura 49 representa o modelo do *TCSC* descrito de (170) a (173). A parcela linear é representada por (171) e a parcela não linear por

(172) e (173), sendo a tensão resultante no capacitor composta pela contribuição das duas parcelas.

Figura 49 - Diagramas de bloco do modelo instantâneo do TCSC.



Fonte: (JOVCIC; PILLAI, 2005)

Para derivar o correspondente modelo linear na frequência fundamental é postulado que o novo modelo do sistema tenha a estrutura apresentada de (174) a (177), onde as variáveis instantâneas são representadas agora pelas suas componentes fundamentais, e as não linearidades, que eram representadas pela função de chaveamento g , são totalmente incorporadas em (173) pelas constantes $k_1(\alpha)$ e $k_2(\alpha)$, que dependem do ponto de operação no modelo linear.

$$\frac{dv_1}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_l \quad (174)$$

$$\frac{dv_2}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_{rct} \quad (175)$$

$$\frac{di_{rct}}{dt} = k_1(\alpha) \cdot v_1 - k_2(\alpha) \cdot v_2 \quad (176)$$

$$v_c = v_1 - v_2 \quad (177)$$

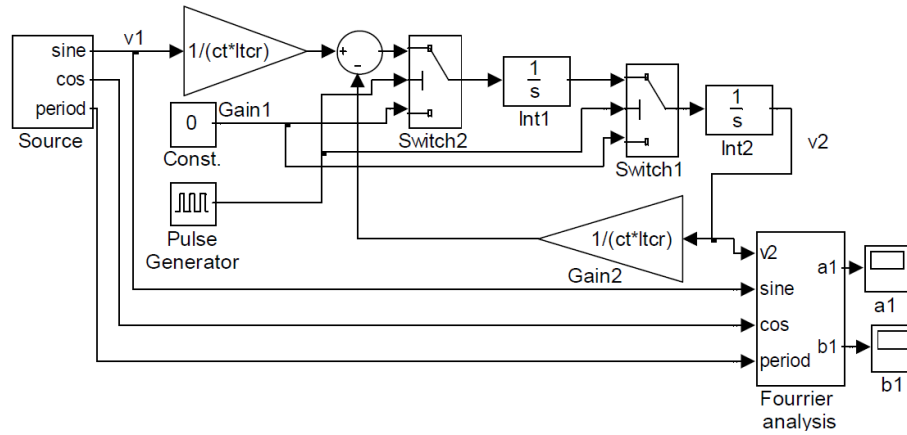
Aplicando-se a transformada de *Laplace* em (175) e (176), pode-se obter a função de transferência que relaciona as variáveis v_2 e v_1 no domínio da frequência. Portanto, basta conhecer as constantes k_1 e k_2 para determinar o comportamento não linear do sistema.

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = f(v_1, \alpha, s) = \frac{\left(\frac{k_1(\alpha)}{k_2(\alpha)} \right)}{\frac{s^2}{\left(\frac{k_2(\alpha)}{C} \right)} + 1} \quad (178)$$

A função de transferência que relaciona as componentes fundamentais da parcela não linear, v_2 , com a parcela linear, v_1 , da tensão no capacitor, é obtida via simulação computacional, considerando-se o modelo dinâmico não linear no domínio do tempo descrito

nas equações de (170) a (173). O modelo instantâneo não linear implementado via *software Matlab/Simulink* é ilustrado na Figura 50.

Figura 50 - Modelo instantâneo implementado via *software Matlab/Simulink*.



Fonte: (JOVCIC; PILLAI, 2005)

O objetivo do modelo matemático é derivar uma expressão dinâmica para $f(v_1, \alpha, s)$ de precisão satisfatória nas faixas de frequência abaixo da frequência fundamental, considerando a resposta à pequenos sinais. O valor de RPS para o sistema CA é uma forma de onda periódica com amplitude e fase constantes na frequência fundamental. Considere um sinal de entrada para v_1 em (179).

$$v_1(t) = A_1 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) + A_{inj} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{inj} \cdot t) \quad (179)$$

O primeiro termo da equação indica o valor de regime permanente na frequência fundamental, enquanto o segundo termo indica o valor injetado que será a excitação do sistema para análise a pequenos sinais. A amplitude de excitação deve ser bem menor que a amplitude de regime ($A_{inj} \ll A_1$). Para cada ângulo de disparo, considera-se o valor de regime permanente nulo, mantem-se fixo A_{inj} e varia-se a frequência de 0 a 150 Hz. Para cada valor de frequência, mede-se a amplitude e fase de v_2 , de modo a obter o ganho em magnitude e fase da função de transferência. Para cada ponto de operação, ângulo de disparo distinto, realiza-se toda a varredura em frequência para magnitude e fase. Através do comportamento dos gráficos obtidos em Jovicic e Pillai (2005), têm-se em (180) a Função de Transferência (FT) que relaciona a parcela não linear da tensão no capacitor, v_2 , com a parcela linear da tensão no capacitor v_1 .

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = f(v_1, \alpha, s) = \frac{\frac{s^2}{\omega_n^2(\alpha)} + \frac{2 \cdot \xi_n(\alpha) \cdot s}{\omega_n(\alpha)} + 1}{\frac{s^2}{\omega_d^2(\alpha)} + \frac{2 \cdot \xi_d(\alpha) \cdot s}{\omega_d(\alpha)} + 1} \quad (180)$$

Os coeficientes de (180) são obtidos de (181) a (184) pela interpolação matemática da localização dos polos e zeros nas funções de transferência para os diferentes pontos de operação estudados. É importante observar que os coeficientes são obtidos considerando o ângulo de disparo tendo como referência o cruzamento por zero da corrente de linha. Para representar os coeficientes considerando o sincronismo realizado pela tensão no capacitor, basta subtrair $0,5\pi$ radianos das variáveis α .

$$\omega_d = \frac{\pi - 2 \cdot \alpha}{\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (181)$$

$$\xi_d = 0,38 \cdot \cos(\alpha) \quad (182)$$

$$\omega_n = \frac{\pi \cdot f \cdot 1 \cdot 10^{-3}}{\sqrt{L \cdot C}} \cdot \left(1,7 + \sqrt{10} \cdot \frac{\alpha}{\text{tg}^4(\alpha)} \right) \quad (183)$$

$$\xi_n = 0,20 \cdot \cos(\alpha) \quad (184)$$

Para transferir o sistema para a representação em espaço de estados, definem-se as variáveis de estados no domínio da frequência em (185) a (188). Nota-se que as variáveis de estado não representam variáveis físicas reais do sistema. O estado $X_1(s)$ representa a parcela linear da tensão no capacitor, $X_2(s)$ representa a saída de um filtro passa baixas de segunda ordem aplicado à $X_1(s)$, $X_3(s)$ representa a derivada temporal de $X_2(s)$, e $X_4(s)$ representa a saída de um filtro passa baixa de primeira ordem aplicada à tensão no capacitor. Ainda, se t_f for muito pequeno, $X_4(s)$ representa a própria tensão no capacitor e não introduz dinâmica no sistema. Tal operação é realizada apenas para permitir a representação da tensão no capacitor como uma variável de estado.

$$X_1(s) = V_1(s) = \frac{1}{s \cdot C} \cdot I_l(s) \quad (185)$$

$$X_2(s) = \frac{V_1(s)}{\frac{s^2}{\omega_d^2} + \frac{2 \cdot \xi_d \cdot s}{\omega_d} + 1} = \frac{V_2(s)}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2 \cdot \xi_n \cdot s}{\omega_n} + 1} \quad (186)$$

$$X_3(s) = s \cdot X_2(s) \quad (187)$$

$$X_4(s) = \frac{V_c(s)}{t_f \cdot s + 1} = \frac{V_1(s) - V_2(s)}{t_f \cdot s + 1} \quad (188)$$

Aplicando-se a transformada inversa de *Laplace* nas equações de (185) a (188), têm-se:

$$\frac{dx_1}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_l \quad (189)$$

$$\frac{1}{\omega_d^2} \cdot \frac{d^2 x_2}{dt^2} + \frac{2 \cdot \xi_d}{\omega_d} \cdot \frac{dx_2}{dt} + x_2 = x_1 \quad (190)$$

$$\frac{1}{\omega_n^2} \cdot \frac{d^2 x_2}{dt^2} + \frac{2 \cdot \xi_n}{\omega_n} \cdot \frac{dx_2}{dt} + x_2 = v_2 \quad (191)$$

$$x_3 = \frac{dx_2}{dt} \quad (192)$$

$$t_f \cdot \frac{dx_4}{dt} + x_4 = v_1 - v_2 \quad (193)$$

Combinando-se as relações de (189) a (193), têm-se as equações de estado do modelo linear na frequência fundamental do *TCSC*.

$$\dot{x}_1 = \frac{dx_1}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_l \quad (194)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{dx_2}{dt} = x_3 \quad (195)$$

$$\dot{x}_3 = \frac{dx_3}{dt} = \omega_d^2 \cdot x_1 - \omega_d^2 \cdot x_2 - 2 \cdot \xi_d \cdot \omega_d \cdot x_3 \quad (196)$$

$$\dot{x}_4 = \frac{dx_4}{dt} = \frac{1}{t_f} \cdot \left(1 - \frac{\omega_d^2}{\omega_n^2}\right) \cdot x_1 + \frac{1}{t_f} \cdot \left(-1 + \frac{\omega_d^2}{\omega_n^2}\right) \cdot x_2 + \frac{2}{t_f} \cdot \left(\frac{\xi_d \cdot \omega_d}{\omega_n^2} - \frac{\xi_n}{\omega_n}\right) \cdot x_3 - \frac{1}{t_f} \cdot x_4 \quad (197)$$

A corrente de linha é considerada uma entrada no sistema.

$$u = i_l \quad (198)$$

A representação em espaço de estados é apresentada em (199) e as respectivas matrizes de coeficientes em (200) e (201).

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 \cdot \mathbf{u} \quad (199)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ \omega_d^2 & -\omega_d^2 & -2 \cdot \xi_d \cdot \omega_d & 0 \\ \frac{1}{t_f} \cdot \left(1 - \frac{\omega_d^2}{\omega_n^2}\right) & \frac{1}{t_f} \cdot \left(-1 + \frac{\omega_d^2}{\omega_n^2}\right) & \frac{2}{t_f} \cdot \left(\frac{\xi_d \cdot \omega_d}{\omega_n^2} - \frac{\xi_n}{\omega_n}\right) & -\frac{1}{t_f} \end{bmatrix} \quad (200)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{C} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (201)$$

Nota-se que os elementos da matriz $\mathbf{A}$ são fortemente dependentes do ângulo de disparo. No entanto, como o ângulo de disparo deve ser a entrada de controle, é interessante que esta variável se torne uma entrada no modelo. Assim, a partir da linearização das equações de estado com relação ao ângulo de disparo, têm-se o novo sistema em (202).

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 \cdot \dot{i}_l + \mathbf{B}_2 \cdot \alpha \quad (202)$$

Sendo:

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} b_{21} \\ b_{22} \\ b_{23} \\ b_{24} \end{bmatrix} \quad (203)$$

Os coeficientes de $\mathbf{B}_2$ são determinados a partir da linearização em torno do ponto de operação do sistema de equações de estado descrito em (199):

$$b_{21} = \left. \frac{\partial \dot{x}_1}{\partial \alpha} \right|_{PO} \quad (204)$$

$$b_{22} = \left. \frac{\partial \dot{x}_2}{\partial \alpha} \right|_{PO} \quad (205)$$

$$b_{23} = \left. \frac{\partial \dot{x}_3}{\partial \alpha} \right|_{PO} \quad (206)$$

$$b_{24} = \left. \frac{\partial \dot{x}_4}{\partial \alpha} \right|_{PO} \quad (207)$$

➤ Ponto de Operação:

Como indicado em (124) na Seção 3.2.3, o valor de RPS de uma forma de onda instantânea ocorre quando a derivada temporal do fasor associado à forma de onda é nula. Ou seja, as variações instantâneas ainda ocorrem dentro de um ciclo fundamental, mas não há variação de amplitude, nem de frequência ou fase. Para tal condição, a relação (208) é válida. Onde ω é a frequência angular fundamental.

$$s = j \cdot \omega \quad (208)$$

Substituindo-se (208) nos estados definidos no domínio da frequência em (185) a (188), têm-se os valores em magnitude para a operação em RPS.

$$X_1 = \frac{I_L}{\omega \cdot C} \quad (209)$$

$$X_2 = \frac{X_1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_d^2}\right)^2 + \left(\frac{2 \cdot \xi_d \cdot \omega}{\omega_d}\right)^2}} \quad (210)$$

$$X_3 = \omega \cdot X_2 \quad (211)$$

$$X_4 = X_1 \cdot \frac{\sqrt{\left(-\frac{\omega^2}{\omega_d^2} + \frac{\omega^2}{\omega_n^2}\right)^2 + 4 \cdot \omega^2 \cdot \left(\frac{\xi_d}{\omega_d} - \frac{\xi_n}{\omega_n}\right)^2}}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_d^2}\right)^2 + \left(\frac{2 \cdot \xi_d \cdot \omega}{\omega_d}\right)^2}} \quad (212)$$

Aplicando a transformada de *Laplace* em (202), considerando-se nulas as variações de corrente na linha, tem-se em (213) as FTs que relacionam as variáveis de estado com a entrada de controle (α):

$$\mathbf{X}(s) = (s \cdot \mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{B}_2 \cdot \alpha(s) = \begin{bmatrix} \frac{0}{b_{23}} \\ \frac{\frac{b_{23}}{s^2 + 2 \cdot \xi_d \cdot \omega_d \cdot s + \omega_d^2}}{b_{23} \cdot s} \\ \frac{b_{23} \cdot (2 \cdot \xi_d \cdot \omega_d \cdot s - 2 \cdot \xi_n \cdot \omega_n \cdot s - \omega_n^2 + \omega_d^2)}{\omega_n^2 \cdot (s^2 + 2 \cdot \xi_d \cdot \omega_d \cdot s + \omega_d^2) \cdot (s \cdot t_f + 1)} + \frac{b_{24}}{s + \frac{1}{t_f}} \end{bmatrix} \cdot \alpha(s) \quad (213)$$

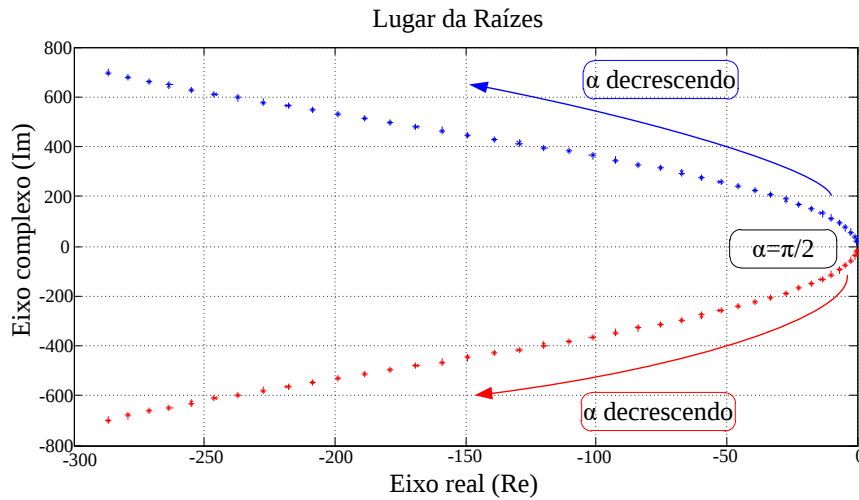
Os autovalores da matriz de estado $\mathbf{A}$, apresentados em (214), são os polos da FT e indicam o comportamento dinâmico do sistema.

$$\begin{aligned} s_{p1} &= 0 \\ s_{p2} &= -\frac{1}{t_f} \\ s_{p3} &= -\xi_d \cdot \omega_d + j \cdot \omega_d \cdot \sqrt{1 - \xi_d^2} \\ s_{p4} &= -\xi_d \cdot \omega_d - j \cdot \omega_d \cdot \sqrt{1 - \xi_d^2} \end{aligned} \quad (214)$$

O polo na origem é introduzido pela variável de estado v_1 , que não depende de nenhuma variável de estado. O segundo polo vem da operação realizada para transformar a tensão no capacitor em variável de estado, e como t_f é muito pequeno, não altera a dinâmica

no sistema. Portanto, os polos dominantes do sistema são compostos pelo par complexo conjugado s_{p3} e s_{p4} . Como já indicado em (181) e (182), o coeficiente de amortecimento e a frequência natural não amortecida variam e dependem do ponto de operação do TCSC. Na Figura 51 é apresentado o lugar das raízes para os polos s_{p3} e s_{p4} , considerando variações em α . Quando o TCSC opera em malha aberta com baixo nível de compensação e ângulo de disparo elevado, ξ_d diminui e o sistema torna-se mais oscilatório e menos amortecido.

Figura 51– Lugar das raízes.



Fonte: Próprio autor

A FT de interesse para o projeto do controlador é a que representa os efeitos das variações do ângulo de disparo na tensão do capacitor. Tal função, que está representada pela última linha da matriz em (213), é destacada em (215).

$$G_{v\alpha}(s) = \frac{b_{23} \cdot (2 \cdot \xi_d \cdot \omega_d \cdot s - 2 \cdot \xi_n \cdot \omega_n \cdot s - \omega_n^2 + \omega_d^2)}{\omega_n^2 \cdot (s^2 + 2 \cdot \xi_d \cdot \omega_d \cdot s + \omega_d^2) \cdot (s \cdot t_f + 1)} + \frac{b_{24}}{s + \frac{1}{t_f}} \quad (215)$$

Rearranjando-se os termos de (215), tem-se:

$$G_{v\alpha}(s) = \frac{b_{23}}{\omega_n^2} \cdot \frac{2 \cdot (\xi_d \cdot \omega_d - \xi_n \cdot \omega_n) \cdot s + (\omega_d^2 - \omega_n^2)}{(s^2 + 2 \cdot \xi_d \cdot \omega_d \cdot s + \omega_d^2) \cdot (s \cdot t_f + 1)} + \frac{t_f \cdot b_{24}}{t_f \cdot s + 1} \quad (216)$$

Considerando-se t_f muito pequeno ($t_f \ll 1$) pode-se obter a função de transferência simplificada em (217).

$$G_{v\alpha}(s) = \frac{b_{23}}{\omega_n^2} \cdot \frac{2 \cdot (\xi_d \cdot \omega_d - \xi_n \cdot \omega_n) \cdot s + (\omega_d^2 - \omega_n^2)}{(s^2 + 2 \cdot \xi_d \cdot \omega_d \cdot s + \omega_d^2)} \quad (217)$$

Rearranjando-se (217) a fim de evidenciar o ganho em baixas frequências na função de transferência, têm-se:

$$G_{v\alpha}(s) = G_{v\alpha 0} \cdot \frac{\left(\frac{s}{\omega_z} + 1\right)}{\left(\frac{s^2}{\omega_d^2} + \frac{2 \cdot \xi_d \cdot s}{\omega_d} + 1\right)} = \frac{b_{23} \cdot (\omega_d^2 - \omega_n^2)}{\omega_n^2 \cdot \omega_d^2} \cdot \frac{2 \cdot (\xi_d \cdot \omega_d - \xi_n \cdot \omega_n) \cdot s + 1}{\left(\frac{s^2}{\omega_d^2} + \frac{2 \cdot \xi_d \cdot s}{\omega_d} + 1\right)} \quad (218)$$

Assim:

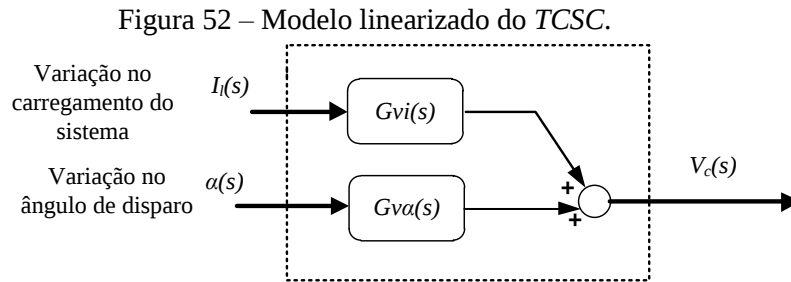
$$G_{v\alpha 0} = b_{23} \cdot \left(\frac{1}{\omega_n^2} - \frac{1}{\omega_d^2} \right) \quad (219)$$

$$\omega_z = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{\omega_d^2 - \omega_n^2}{\xi_d \cdot \omega_d - \xi_n \cdot \omega_n} \right) \quad (220)$$

Como a constante de tempo t_f é desprezível, o termo b_{24} da matriz $\mathbf{B}_2$ não influencia na função de transferência $G_{v\alpha}(s)$. Assim, para obter $G_{v\alpha}(s)$, é necessário conhecer o ganho em baixas frequências ($G_{v\alpha 0}$) e a frequência do zero da função de transferência (ω_z) indicados em (219) e (220). Estes parâmetros relacionam-se com ω_n , ξ_n , ω_d , ξ_d , e b_{23} . Os coeficientes de amortecimento e frequências angulares não amortecidas já foram indicados em (181) a (184). Através da operação descrita em (206), o elemento b_{23} é determinado por:

$$b_{23} = \left(\frac{4}{\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \right) \cdot \left(\frac{\pi - 2 \cdot \alpha}{\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \right) \cdot (X_2 - X_1) + \left(\frac{X_3 \cdot 0,76}{\pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \right) \cdot ((\pi - 2 \cdot \alpha) \cdot \text{sen}(\alpha) + 1,52 \cdot \cos(\alpha)) \quad (221)$$

O diagrama de blocos do modelo linearizado do TCSC é ilustrado na Figura 52.



Fonte: Próprio autor

O diagrama de blocos do modelo linearizado indica os efeitos na tensão do capacitor provocados pelas variações de carga e pelas variações do ângulo de disparo. O ângulo de disparo representa a entrada de controle do sistema e a corrente de linha representa as perturbações ou variações de carga. Ainda, se no modelo, as variações de corrente são determinadas pelo carregamento do sistema elétrico e, portanto, não há relação direta entre ela e o ângulo de disparo, a função de transferência que relaciona a impedância fundamental do TCSC com o ângulo de disparo é apresentada em (222).

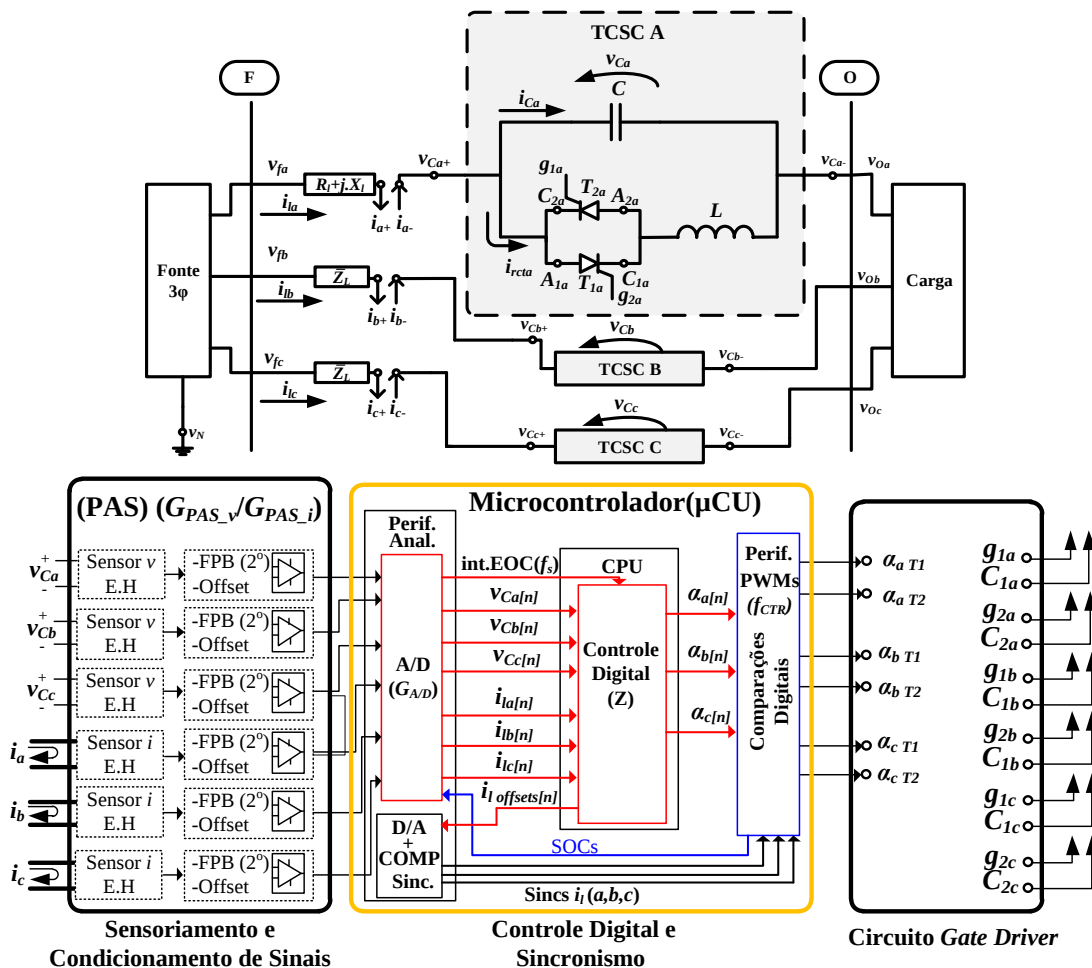
$$G_{x\alpha}(s) = \frac{X_{TCSC(1)}(s)}{\alpha(s)} = \frac{V_c(s)}{I_l \cdot \alpha(s)} = \frac{G_{v\alpha}(s)}{I_l} \quad (222)$$

Portanto, basta conhecer a amplitude da corrente de linha do sistema no ponto de operação e a função de transferência $G_{v\alpha}(s)$ para se obter a função de transferência $G_{x\alpha}(s)$.

3.3 Controle de reatância do TCSC com realimentação via Integradores Generalizados de Segunda Ordem Multirressonantes (IGSOM)

Na Figura 53 é apresentado um diagrama completo e simplificado do sistema microcontrolado do TCSC.

Figura 53 – Sistema microcontrolado do TCSC.



Fonte: Próprio autor

O sistema divide-se em quatro subsistemas principais: estágio de potência (TCSC), placa de Processamento Analógico dos Sinais (PAS) sensorados, controle digital e sincronismo, e circuito de *gate driver*. O sistema de controle da reatância fundamental do TCSC com realimentação via Integradores Generalizados de Segunda Ordem

Multirressonantes (IGSOM) é, efetivamente, realizado no sistema microcontrolado (μ CU) destacado na Figura 53. Obviamente, o projeto correto dos sistemas de condicionamento dos sinais analógicos e do circuito de *gate driver* é requisito essencial para o sucesso da operação microcontrolada do equipamento, no entanto, nesta seção, será enfatizado o sistema de controle embarcado, bem como os subsistemas e processos que o integram. No entanto, de maneira geral, a placa de PAS é composta, basicamente, por sensores de tensão e corrente de efeito *hall* e por amplificadores operacionais. O requerido processamento analógico têm as funções de filtragem anti-*aliasing*, e de adequação dos níveis dos sinais sensorados para a faixa de leitura dos canais de conversão analógico-digital (A/D) do microcontrolador, tipicamente de 0 a 3,3 volts para microcontroladores da *texas instruments*. Quanto ao circuito de *gate driver*, estes recebem os pulsos lógicos enviados pelo microcontrolador, são composto basicamente por transistores de potência e transformadores de pulso, e têm como funções principais o isolamento e a amplificação de corrente necessários para o disparo eficaz e seguro dos tiristores de potência que compõem os RCTs.

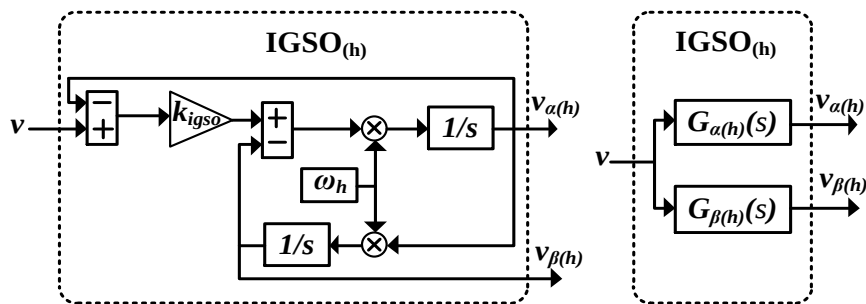
O Microcontrolador (μ CU), indicado na Figura 53, é dividido de maneira simplificada, em 3 subsistemas essenciais para a operação microcontrolada: Unidade Central de Processamento (*Central Processing Unit (CPU)*) e periféricos referentes ao módulo de entrada analógico e módulo digital de saída *Pulse Width Modulation (PWM)*. Os principais recursos referentes ao *hardware* do microcontrolador serão apresentados na seção posterior 3.3.3. No entanto, neste momento, é importante compreender a estrutura e as especificações para o projeto do sistema de controle digital. Como ilustrado na Figura 53, os sinais de tensão e corrente, processados analogicamente e digitalizados nos canais de conversão A/D do microcontrolador, são disponibilizados para os processos de controle programados na *CPU*. A malha de controle digital é descrita em uma rotina de interrupção, que é acionada pelo final da conversão (*End Of Conversion (EOC)*) do último canal A/D configurado. Por sua vez, o início da conversão (*Start Of Conversion (SOC)*) nos canais A/D é disparado periodicamente pelos pulsos gerados por um canal de *PWM*. Assim, o canal de *PWM* controla os períodos de amostragem e de processamento do sistema, uma vez que a duração total dos processos sequenciais desempenhados na *CPU* deve ser menor que o período configurado pelo *PWM*. Esta característica é imprescindível quando se busca controle digital em “tempo real” de qualquer processo. A Figura 54 apresenta o diagrama de blocos referente à malha de controle digital da reatância fundamental do TCSC.

3.3.1 Integradores Generalizados de Segunda Ordem Multirressonantes

Os IGSO são compostos por dois filtros sintonizados capaz de decompor instantaneamente um sinal de entrada em dois sinais ortogonais de mesma amplitude na saída, denominados de componente α , para o sinal em fase com o sinal de entrada, e componente β , para o sinal em quadratura com o sinal de entrada. A geração de um sistema ortogonal α - β , com capacidade de filtragem sintonizada, diferencia o IGSO dos demais sistemas de geração de sinais ortogonais, e o habilita para uma diversidade de aplicações, em especial em sistemas que operem na presença de sinais distorcidos. Dentre as aplicações, citam-se a presença dos IGSO nos algoritmos de sincronização (*PLL-Phase Locked Loop*) de conversores de potência, na geração de referências para filtros ativos de potência, na aplicação de métodos para a medição instantânea de componentes harmônicas e componentes simétricas de tensões e correntes em sistemas monofásicos ou trifásicos (CIOBOTARU, TEODORESCU e BLAABJERG, 2006; GOLESTAN, MONFARED e GUERRERO, 2013; RODRIGUEZ, LUNA, *et al.*, 2011).

Na Figura 55 é apresentado o diagrama de blocos equivalente do IGSO, ainda considerando o sistema no tempo contínuo. Os integradores são representados no domínio de frequência como função da variável de *Laplace* (s). O sistema também pode ser representado por dois filtros sintonizados de segunda ordem, um para geração da componente α , em fase com o sinal de entrada, e outro para geração da componente β , em quadratura com o sinal de entrada.

Figura 55 – Integrador Generalizado de Segunda Ordem (IGSO).



Fonte: (CIOBOTARU, TEODORESCU e BLAABJERG, 2006)

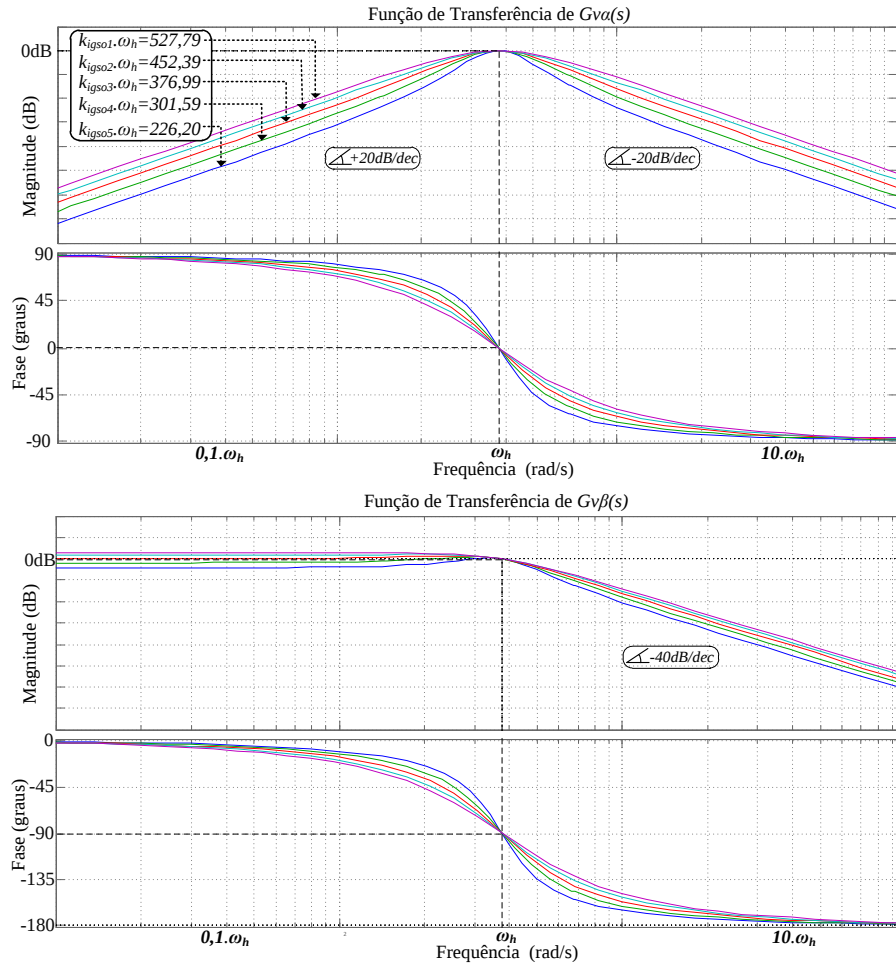
As funções de transferência do IGSO que relacionam as componentes ortogonais, v_α e v_β , com o sinal de entrada, v , são apresentadas, respectivamente, em (223) e (224).

$$G_{\alpha(h)}(s) = \frac{V_\alpha(s)}{V(s)} = \frac{k_{igso}}{\omega_h} \cdot \frac{s}{\left(\frac{s^2}{\omega_h^2} + \frac{k_{igso}}{\omega_h} \cdot s + 1 \right)} \quad (223)$$

$$G_{\beta(h)}(s) = \frac{V_{\beta}(s)}{V(s)} = \frac{k_{igso}}{\left(\frac{s^2}{\omega_h^2} + \frac{k_{igso}}{\omega_h} \cdot s + 1 \right)} \quad (224)$$

Na Figura 56 são apresentados os diagramas de Bode de $G_{\alpha(h)}$ e $G_{\beta(h)}$, considerando a frequência de ressonância ω_h fixa para valores distintos de k_{igso} .

Figura 56 - Diagrama de Bode de $G_{\alpha(h)}$ e $G_{\beta(h)}$.



Fonte: Próprio autor

Nota-se na Figura 56 que a componente α é obtida através da função de transferência de um filtro passa-faixa com ganho unitário e deslocamento de fase nulo na frequência de ressonância sintonizada, ω_h . A componente β é determinada através da função de transferência de um filtro passa-baixas, também com ganho unitário na frequência de ressonância, porém, com deslocamento de fase de 90° em atraso com relação ao sinal de entrada. Como apresentado nos diagramas de Bode, a constante k_{igso} determina o fator de qualidade e, conseqüentemente, a seletividade dos filtros; quanto menor é o valor de k_{igso} , mais seletivo é o filtro. Ainda, observando a resposta em frequência do sistema, é importante notar que a componente em quadratura não rejeita componentes de baixa frequência, assim,

deve-se garantir a eliminação total da componente de corrente contínua adicionada ao sinal de entrada na placa de PAS para a leitura nos canais A/D do microcontrolador. Caso contrário, a realimentação da reatância fundamental do TCSC para a malha de controle pode ser comprometida e gerar oscilações nos ângulos de disparos e, conseqüentemente, nas tensões e correntes da malha do TCSC.

Além de influenciar na resposta em frequência dos filtros, a constante k_{igso} também influenciará no tempo de resposta do IGSO para a geração das componentes ortogonais necessárias para a obtenção da reatância de realimentação. A resposta transitória do IGSO, sintonizado na frequência fundamental ω_1 , à uma entrada v senoidal é apresentada em (225) e (226).

$$v_\alpha(t) = v(t) + A_\alpha \cdot \cos\left(\omega_1 \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{k_{igso}}{2}\right)^2} \cdot t + \varphi_\alpha\right) \cdot e^{-\frac{k_{igso} \cdot \omega_1}{2} \cdot t} \quad (225)$$

$$v_\beta(t) = v\left(t - \frac{\pi}{2 \cdot \omega_1}\right) + A_\beta \cdot \sin\left(\omega_1 \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{k_{igso}}{2}\right)^2} \cdot t + \varphi_\beta\right) \cdot e^{-\frac{k_{igso} \cdot \omega_1}{2} \cdot t} \quad (226)$$

Analizando a resposta transitória e considerando somente as dinâmicas fasoriais, o IGSO pode ser representado no modelo a pequenos sinais como um filtro passa-baixas de primeira ordem.

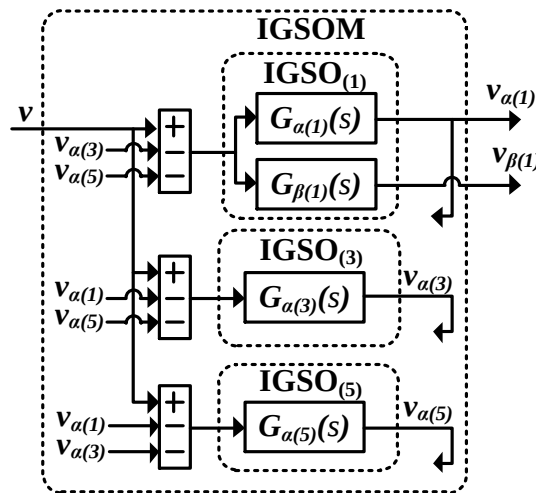
$$G_{IGSO}(s) = \frac{1}{1 + \frac{2}{k_{igso} \cdot \omega_1} \cdot s} \quad (227)$$

Nota-se que, valores muito pequenos de k_{igso} em (227) e (223) implicam em respostas dinâmicas mais lentas e filtragens mais seletivas do IGSO, no entanto, valores muito elevados levam à respostas dinâmicas mais rápidas e filtragens pouco seletivas. Assim, é preciso manter equilíbrio na especificação da constante k_{igso} , buscando-se um compromisso adequado entre boa resposta dinâmica e capacidade seletiva para extração das componentes fundamentais ortogonais.

As respostas apresentadas em (225) e (226) são válidas para sinais de entrada não distorcidos. No entanto, a presença de harmônicas de baixas ordens nos sinais de entrada do IGSO provocam desequilíbrios entre as componentes ortogonais geradas. Tal desequilíbrio é justificado pela análise dos diagramas de Bode contidos na Figura 56; nota-se que a resposta em magnitude para as componentes harmônicas, componentes de frequência múltiplas da frequência fundamental, tem característica de atenuação de 20 decibéis (dB) por década para

o filtro $G_{\alpha(h)}$ e 40dB por década para o filtro $G_{\beta(h)}$. Assim, a distorção harmônica presente na tensão sobre o TCSC, devido às componentes de terceira e quinta harmônicas, principalmente em elevados níveis de compensação, deve influenciar muito mais na componente α que na componente β , gerando oscilações nos sinais de magnitudes de tensão e corrente e, conseqüentemente, no sinal da reatância de realimentação. Por isso, como ilustrado no diagrama de blocos da Figura 54, propõem-se a aplicação dos IGSO simples para o processamento digital das correntes de linha e os IGSOM para o processamento da tensão no capacitor. O diagrama de blocos do IGSOM, para geração de sinais ortogonais fundamentais com rejeição às componentes harmônicas de terceira e quinta ordens, é apresentado na Figura 57.

Figura 57 – Integrador Generalizado de Segunda Ordem Multirressonante (IGSOM).



Fonte: (RODRIGUEZ, LUNA, *et al.*, 2011)

O IGSOM utiliza múltiplos IGSO sintonizados na componente fundamental e nas componentes harmônicas que se deseja mitigar. As componentes harmônicas filtradas são realimentadas internamente e subtraídas do sinal de entrada, que é processado pelos filtros $G_{\alpha(1)}$ e $G_{\beta(1)}$ para gerar as componentes ortogonais na frequência fundamental $v_{\alpha(1)}$ e $v_{\beta(1)}$. Os filtros harmônicos também recebem o sinal de entrada, que é subtraído da componente fundamental e das demais componentes harmônicas realimentadas dos demais filtros. Os filtros das componentes em quadratura, $G_{\beta(h)}$, não são utilizados para as componentes harmônicas, uma vez que não há a necessidade de realimentação das componentes $v_{\beta(h)}$ nas entradas. Obviamente, se houver a necessidade do cálculo instantâneo de magnitude ou de valor eficaz para as componentes harmônicas, os filtros ortogonais deverão ser adicionados. Avaliando-se o diagrama de blocos ilustrado na Figura 57 é possível obter as funções de transferência que relacionam as componentes ortogonais do IGSOM com o sinal de entrada.

As novas funções de transferência são definidas em (228) e (229) e podem ser obtidas como função das funções de transferências dos IGSO individuais. A componente direta do sinal de entrada ($V_{\alpha(h)}$) pode ser descrita, no domínio de frequência, de acordo com a relação exposta em (230).

$$G'_{\alpha(h)}(s) = \frac{V_{\alpha(h)}(s)}{V(s)} \quad (228)$$

$$G'_{\beta(h)}(s) = \frac{V_{\beta(h)}(s)}{V(s)} \quad (229)$$

$$V_{\alpha(h)}(s) = G_{\alpha(h)}(s) \cdot \left(V(s) - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq h}}^n V_{\alpha(j)}(s) \right) \quad (230)$$

Sendo:

- $V_{\alpha(h)}(s)$ – componente harmônica direta do sinal de entrada no domínio de frequência. Para h igual a 1 têm-se a componente fundamental direta;
- $V_{\beta(h)}(s)$ – componente harmônica em quadratura do sinal de entrada no domínio de frequência;
- $V(s)$ – sinal de entrada no domínio de frequência;
- $G_{\alpha/\beta(h)}(s)$ – função de transferência do IGSO individual nas componentes α ou β considerando a componente harmônica h ;
- $G'_{\alpha/\beta(h)}(s)$ – função de transferência do IGSO nas componentes α ou β considerando a componente harmônica h ;

Combinando-se (228) e (230) têm-se em (231) o sistema de equações lineares que descrevem a relação entre as funções de transferência do IGSO com as funções de transferência do IGSO individuais.

$$G'_{\alpha(h)}(s) = G_{\alpha(h)}(s) \cdot \left(1 - \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq h}}^n G'_{\alpha(j)}(s) \right) \quad (231)$$

Rearranjando-se os termos,

$$G'_{\alpha(h)}(s) + G_{\alpha(h)}(s) \cdot \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq h}}^n G'_{\alpha(j)}(s) = G_{\alpha(h)}(s) \quad (232)$$

Resolvendo-se o sistema linear, de n equações, descrito em (232), têm-se em (233) a solução isolada para as funções de transferência do IGSO como função das funções de transferência dos filtros individuais, já descritas anteriormente em (223) e (224). Para

descrever $G'_{\alpha(h)}$ em termos do produtório de funções de transferência do tipo *notch*, desprezou-se os termos de ordem elevadas, irrelevantes para a resposta em magnitude de $G'_{\alpha(h)}$ nas frequências sintonizadas e nas frequências abaixo da frequência fundamental.

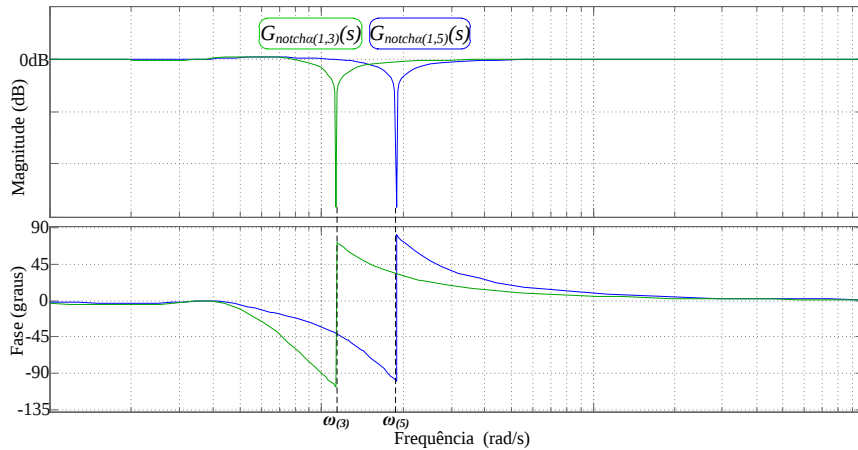
$$G'_{\alpha(h)}(s) = G_{\alpha(h)}(s) \cdot \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq h}}^n \left(\frac{1 - G_{\alpha(j)}(s)}{1 - G_{\alpha(h)}(s) \cdot G_{\alpha(j)}(s)} \right) = G_{\alpha(h)}(s) \cdot \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq h}}^n (G_{notch\alpha(h,j)}(s)) \quad (233)$$

Realizando-se o mesmo procedimento para análise das componentes em quadratura, têm-se as respectivas funções de transferências descritas em (234).

$$G'_{\beta(h)}(s) = G_{\beta(h)}(s) \cdot \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq h}}^n \left(\frac{1 - G_{\alpha(j)}(s)}{1 - G_{\alpha(h)}(s) \cdot G_{\alpha(j)}(s)} \right) = G_{\beta(h)}(s) \cdot \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq h}}^n (G_{notch\alpha(h,j)}(s)) \quad (234)$$

Na Figura 58 apresenta-se a resposta em frequência característica do filtro *notch* $G_{notch\alpha(h,j)}$ contido no produtório, exemplificado para a rejeição das componentes de terceira e quinta harmônicas.

Figura 58 - Diagrama de Bode de $G_{notch\alpha(1,3)}$ e $G_{notch\alpha(1,5)}$.



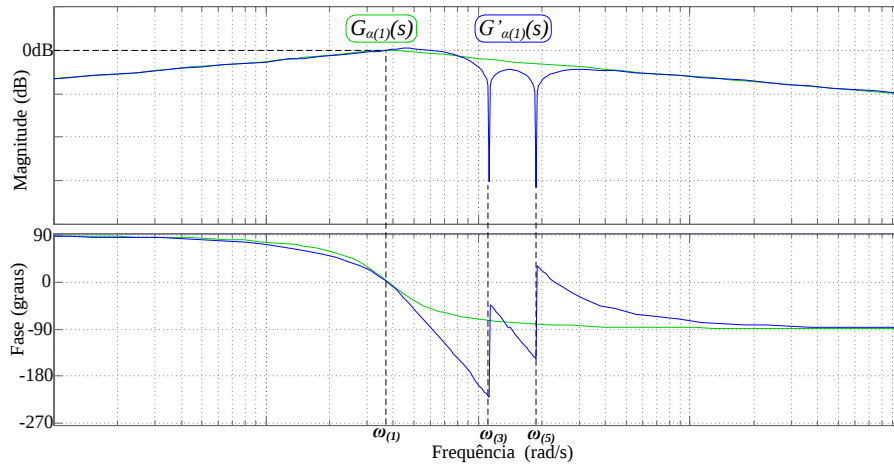
Fonte: Próprio autor

Nota-se em (233), na Figura 56 e na Figura 58 que, avaliada na componente de frequência sintonizada (j), $G_{\alpha(j)}$ é unitária e, portanto, $G_{notch\alpha(h,j)}$ é nula, garantindo a rejeição da componente sintonizada. Ainda, nas faixas de frequências não sintonizadas, os valores em magnitude de $G_{\alpha(h)}$ e $G_{\alpha(j)}$ diminuem muito, levando $G_{notch\alpha(h,j)}$ à unidade. Portanto, as funções de transferência resultantes do IGSOM, $G'_{\alpha(h)}$ e $G'_{\beta(h)}$, devem manter o comportamento das funções de transferência dos IGSO individuais, no entanto, com o efeito de forte rejeição nas múltiplas ressonâncias sintonizadas.

O diagrama de Bode das funções de transferência de $G_{\alpha(h)}$ e de $G'_{\alpha(h)}$ para um IGSOM com três realimentações é apresentado na Figura 59. Neste exemplo, $G_{\alpha(1)}$ e $G'_{\alpha(1)}$ referem-se à componente fundamental ($h=1$) considerando rejeições às componentes de terceira e quinta

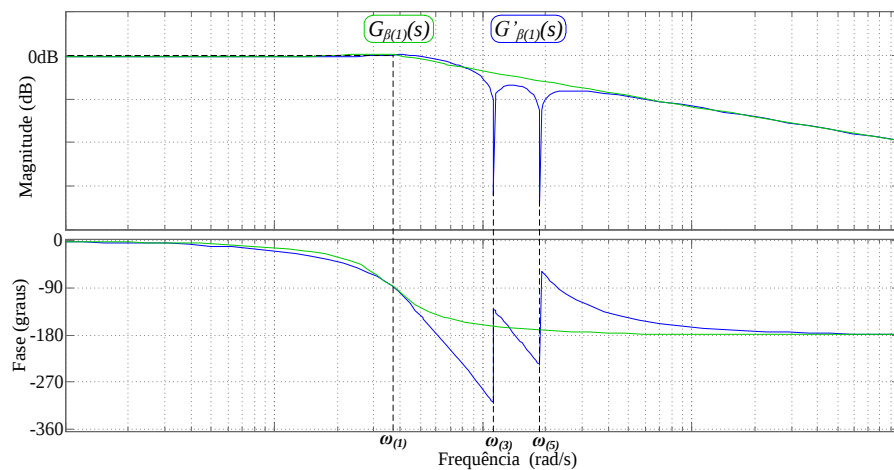
harmônicas ($j=3,5$). Analogamente, apresentam-se na Figura 60 os diagramas de Bode de $G_{\beta(1)}$ e $G'_{\beta(1)}$.

Figura 59 - Diagrama de Bode de $G_{\alpha(1)}$ e $G'_{\alpha(1)}$.



Fonte: Próprio autor

Figura 60 - Diagrama de Bode de $G_{\beta(1)}$ e $G'_{\beta(1)}$



Fonte: Próprio autor

Para o modelo à pequenos sinais, a função de transferência descrita em (227) continua sendo válida para IGSOM, uma vez que o comportamento nas faixas frequências abaixo da frequência fundamental não foram alteradas pela adição da característica multirressonante.

Agora, é importante que se recorra ao contexto da implementação digital dos blocos funcionais do IGSO e IGSOM, indicados, anteriormente, na Figura 54. As funções de transferência de cada subsistema, descritas até o momento no domínio de frequência contínua (s), deverão ser obtidas em função do “tempo” discreto $[n]$, para que se possa explicitar as funções referentes a cada estrutura integrante do algoritmo implementado via microcontrolador.

O método utilizado para obtenção das equações diferenças discretas é conhecido como método de emulação ou de integração numérica. Aplicando este método nas funções de transferências contínuas (s), é possível determinar diretamente as funções de transferências discretas (z). Dentre os métodos mais simples, aplicados para passo fixo e em sistemas lineares, citam-se os métodos de *forward differences*, *backward differences* e de integração trapezoidal (*tustin*) (FRANKLIN, POWELL e WORKMAN, 1997).

O método de *forward differences* é obtido da comparação direta entre a transformada de Laplace da derivada primeira de uma função contínua com a transformada z da derivação numérica progressiva da respectiva função discreta. O método de *backward differences* é obtido de maneira similar, no entanto, utiliza a derivação numérica regressiva da função discreta para relacionar as variáveis s e z . Ainda, o método de *tustin* utiliza a solução da integral numérica obtida pela soma de sucessivas áreas trapezoidais de uma função contínua discretizada.

Do ponto de vista de estabilidade de sistemas, o mapeamento das regiões estáveis de s em z , pode indicar algumas precauções que se deva tomar para a aplicação dos métodos de substituição direta. No método *forward differences*, ocorre que nem toda região estável em s será estável em z , assim, é preciso sempre verificar a estabilidade do sistema já discretizado. No método de *backward differences*, toda região estável em s é também estável em z , no entanto, nem toda região estável em z pode ser descrita em s , limitando-se o desenvolvimento de controladores digitais quando se busca determinados requisitos de desempenho. Neste sentido, o método de integração trapezoidal pode ser o mais seguro para substituições diretas, uma vez que, para este método, toda região estável em s é estável em z e, toda região estável em z também está contida em s . Além disso, o método de integração trapezoidal é o único entre os citados que não altera o comportamento, em fase, quando se compara o diagrama de Bode da função contínua e da respectiva função discretizada para toda a faixa de frequência.

Por todas as características supracitadas, o método de integração trapezoidal será utilizado para a obtenção das funções de transferência dos IGSO no domínio z , bem como para a determinação das equações diferenças, implementadas efetivamente no algoritmo referente ao sistema de controle digital. A relação entre as variáveis s e z para o método de integração trapezoidal é exposto em (235).

$$s = \frac{2}{T_s} \cdot \frac{(1 - z^{-1})}{(1 + z^{-1})} \quad (235)$$

Substituindo-se (235) em (223) e (224) têm-se, respectivamente, as funções de transferências discretas de $G_{\alpha(h)}(z)$ e $G_{\beta(h)}(z)$ descritas em (236) e (237).

$$G_{\alpha(h)}(z) = \frac{V_{\alpha(h)}(z)}{V(z)} = \frac{b_{0\text{ igso}} \cdot (1 - z^{-2})}{a_{0\text{ igso}} - a_{1\text{ igso}} \cdot z^{-1} - a_{2\text{ igso}} \cdot z^{-2}} \quad (236)$$

$$G_{\beta(h)}(z) = \frac{V_{\beta(h)}(z)}{V(z)} = \frac{b_{0\beta\text{ igso}} + b_{1\beta\text{ igso}} \cdot z^{-1} + b_{0\beta\text{ igso}} \cdot z^{-2}}{a_{0\text{ igso}} - a_{1\text{ igso}} \cdot z^{-1} - a_{2\text{ igso}} \cdot z^{-2}} \quad (237)$$

Ambas as funções de transferências apresentam a estrutura de filtros digitais do tipo *IIR (Infinite Impulse Response)*, também conhecidos como filtros recursivos, uma vez que a obtenção da amostra atual do sinal de saída do filtro depende, além das amostras do sinal de entrada, das próprias amostras atrasadas do sinal de saída. Aplicando-se a propriedade do atraso de amostras para a transformada inversa z em (236) e (237), é possível explicitar em (238) e (239) as saídas das componentes α e β dos filtros digitais do IGSO. O algoritmo de controle referente ao processamento das estruturas do tipo IGSO devem seguir a relação matemática descrita em (238) e (239).

$$v_{\alpha(h)[n]} = \frac{a_{1\text{ igso}} \cdot v_{\alpha(h)[n-1]} + a_{2\text{ igso}} \cdot v_{\alpha(h)[n-2]} + b_{0\text{ igso}} \cdot (v[n] - v[n-2])}{a_{0\text{ igso}}} \quad (238)$$

$$v_{\beta(h)[n]} = \frac{a_{1\text{ igso}} \cdot v_{\beta(h)[n-1]} + a_{2\text{ igso}} \cdot v_{\beta(h)[n-2]} + b_{0\beta\text{ igso}} \cdot (v[n] + v[n-2]) + b_{1\beta\text{ igso}} \cdot v[n-1]}{a_{0\text{ igso}}} \quad (239)$$

Nota-se que a obtenção do valor atual da saída do processo dependerá de duas amostras anteriores da própria saída e das últimas três amostras referentes à entrada. Os coeficientes das equações dos filtros digitais relacionam-se com os parâmetros das funções de transferência contínuas e são apresentados nas equações de (240) a (245).

$$a_{0\text{ igso}} = 4 + 2 \cdot k_{\text{igso}} \cdot (\omega_{(h)} \cdot T_s) + (\omega_{(h)} \cdot T_s)^2 \quad (240)$$

$$a_{1\text{ igso}} = 8 - 2 \cdot (\omega_{(h)} \cdot T_s)^2 \quad (241)$$

$$a_{2\text{ igso}} = -4 + 2 \cdot k_{\text{igso}} \cdot (\omega_{(h)} \cdot T_s) - (\omega_{(h)} \cdot T_s)^2 \quad (242)$$

$$b_{0\text{ igso}} = 2 \cdot k_{\text{igso}} \cdot (\omega_{(h)} \cdot T_s) \quad (243)$$

$$b_{0\beta\text{ igso}} = 0,5 \cdot b_{0\text{ igso}} \cdot (\omega_{(h)} \cdot T_s) \quad (244)$$

$$b_{1\beta\text{ igso}} = 2 \cdot b_{0\beta\text{ igso}} \quad (245)$$

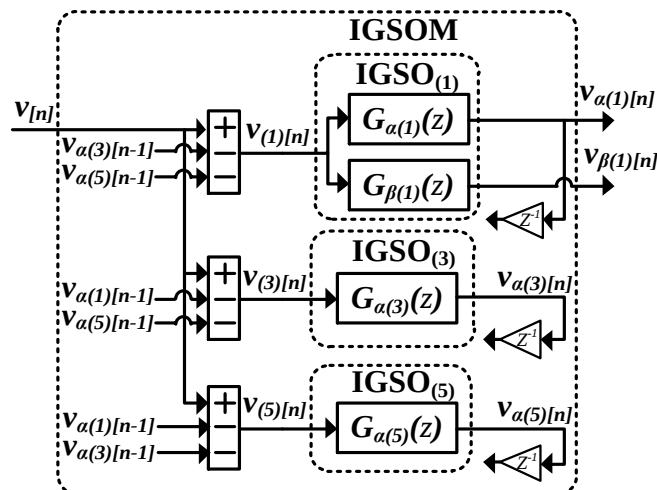
O modelo a pequenos sinais discreto do IGSO também é obtido em (246) aplicando-se o método de integração trapezoidal à função de transferência contínua de (227).

$$G_{IGSO}(z) = \frac{1 + z^{-1}}{\left(1 + \frac{4}{k_{igso} \cdot \omega_1 \cdot T_s}\right) + \left(1 - \frac{4}{k_{igso} \cdot \omega_1 \cdot T_s}\right) \cdot z^{-1}} \quad (246)$$

É importante observar que, para se obter um desempenho muito próximo da resposta em frequência do sistema contínuo, o período de amostragem (T_s), utilizado no cálculo dos coeficientes dos filtros, deve ser efetivamente o período de amostragem e processamento praticado em tempo real pela malha de controle digital no microcontrolador. Caso contrário, a sintonia do filtro digital pode ser prejudicada na proporção em que o valor do período de amostragem seja maior. Ainda, há a possibilidade de adaptação do filtro digital se os valores inicializados dos coeficientes forem periodicamente calculados na malha de controle. Logicamente, em se tratando de processos sequenciais para controle digital em tempo real, a duração total do processamento das funções requeridas não deve ultrapassar o período de amostragem (T_s) dos sinais analógicos convertidos. Ou seja, os sinais convertidos nos canais A/D do microcontrolador devem ser totalmente processados pela CPU antes que o próximo ciclo de conversão controlada ocorra.

O diagrama de blocos funcional do IGSOm discreto, ilustrado na Figura 61, é basicamente o mesmo da Figura 57, no entanto, os processos referentes aos IGSO individuais são descritos pelas respectivas funções discretas e as realimentações são realizadas via operador de atraso z^{-1} .

Figura 61 – Integrador Generalizado de Segunda Ordem Multirressonante (IGSOm).



Fonte: (RODRIGUEZ *et al.*, 2011)

Portanto, para o sistema de controle digital proposto apresentado na Figura 54, são aplicados três IGSO simples para a obtenção das magnitudes instantâneas das correntes de linha e três IGSOm para a obtenção das magnitudes instantâneas das tensões sobre o

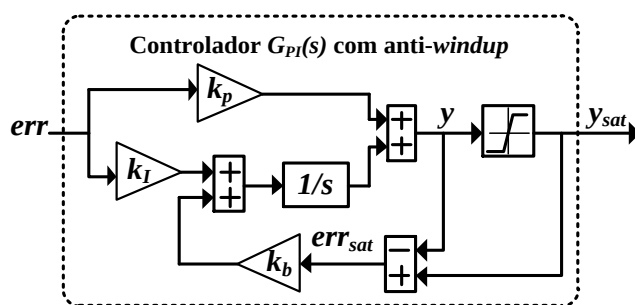
capacitor do TCSC. Os IGSO simples são sintonizados na frequência fundamental e os IGSO são sintonizados na componente fundamental e nas componentes de terceira e de quinta ordens harmônicas. Assim, a reatância fundamental instantânea do TCSC é obtida da relação entre as magnitudes instantâneas fundamentais de tensão e de corrente para cada fase. Na soma, são dezoito filtros digitais de segunda ordem para a realização de um sistema de controle independente multirressonante por fase.

3.3.2 Controladores Proporcional-Integral com anti-windup

Se as reatâncias fundamentais do TCSC são obtidas com precisão e instantaneidade, o sistema de controle é capaz de processar tais valores, compará-los com os níveis de referência desejados e atuar no sistema via atualização do ângulo de disparo dos tiristores dos RCTs, sempre buscando garantir erro nulo em regime permanente e resposta dinâmica adequada. Inicialmente é importante conhecer a estrutura do controlador aplicado, a resposta em frequência deste sistema contínuo (s) e a equivalente resposta em frequência discreta (z). Depois, é necessário que se conheça o modelo a pequenos sinais equivalente do sistema completo, para que se determinem os ganhos dos controladores baseados em metodologias e técnicas de controle linear.

A estrutura do controlador, integrante do sistema completo de controle digital ilustrado na Figura 54, é destacada individualmente na Figura 62. A estrutura trata-se de um controlador proporcional-integral com saturação anti-windup.

Figura 62 – Controlador PI com anti-windup.



Fonte: Próprio autor

O controlador pode ser dividido em duas parcelas, com comportamentos lineares e não-lineares. A parcela linear, constituída pelos ganhos proporcional (k_p) e integral (k_I), é responsável por processar e manter nulo o erro em regime permanente do sistema, atuando na entrada de controle não-saturada da planta (y). A característica não-linear, inserida pelo saturador, têm as funções de limitar a entrada de controle da planta (y_{sat}), de modo que o sistema sempre opere em regiões seguras. Ainda, toda vez que o controlador operar saturado,

a malha anti-*windup* realimentará o erro referente à saturação na parcela de ganho integral, evitando que a saída não-saturada (y) “estoure” e, ainda, permitindo que o sistema possa retornar à operação na região linear.

A operação do saturador, descrita em (247), é definida pelos limites máximos e mínimos de saturação especificados pelo projetista. O erro de saturação é definido em (248).

$$y_{sat} = \begin{cases} y_{\max} & \text{se } (y \geq y_{\max}) \\ y_{\min} & \text{se } (y \leq y_{\min}) \\ y & \text{se } (y_{\min} < y < y_{\max}) \end{cases} \quad (247)$$

$$err_{sat} = y_{sat} - y \quad (248)$$

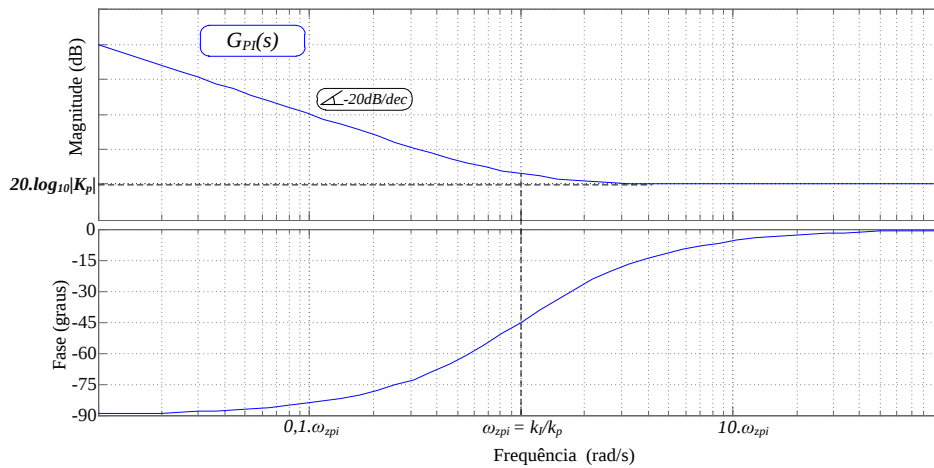
A saída do controlador no domínio de frequência (s) pode ser descrita em (249) como função das entradas $ERR(s)$ e $ERR_{sat}(s)$.

$$Y(s) = \left(k_p + \frac{k_I}{s} \right) \cdot ERR(s) + \frac{k_b}{s} \cdot ERR_{sat}(s) \quad (249)$$

Quando o controlador opera na região linear, o erro de saturação é nulo, e a função de transferência para o modelo a pequenos sinais é evidenciada em (250). Na Figura 63 é apresentado o diagrama de Bode de G_{PI} para tal condição.

$$G_{PI}(s) = \frac{Y(s)}{ERR(s)} = \left(k_p + \frac{k_I}{s} \right) = \left(\frac{k_p \cdot s + k_I}{s} \right) \quad (250)$$

Figura 63 - Diagrama de Bode de G_{PI} .



Fonte: Próprio autor

Nota-se que, o polo na origem garante magnitude elevada e decremento de fase nas frequências alocadas abaixo da frequência do zero do controlador. A frequência do zero do controlador é determinada pela relação entre as constantes k_I e k_p , e o ganho do controlador,

para as frequências elevadas, é determinado exclusivamente pela constante k_p para a resposta em magnitude, com ângulo de fase nulo para a resposta em fase.

A técnica de substituição direta pelo método de integração trapezoidal é mais uma vez utilizada para a obtenção das funções de transferências discretas (z) do controlador. Substituindo-se (235) em (249) e aplicando-se o operador z^{-1} à realimentação do erro de saturação, tem-se a transformada z da saída do controlador não saturada em (251).

$$Y(z) = \left(k_p + \left(\frac{T_s}{2} \cdot \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \right) \cdot k_I \right) ERR(z) + \left(\frac{T_s}{2} \cdot \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}} \right) \cdot k_b \cdot z^{-1} \cdot ERR_{sat}(z) \quad (251)$$

Para a operação na região linear, a função de transferência discreta do controlador é obtida em (252) com os respectivos coeficientes apresentados em (253) e (254).

$$G_{PI}(z) = \frac{Y(z)}{ERR(z)} = \frac{b_{0pi} + b_{1pi} \cdot z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (252)$$

$$b_{0pi} = k_p + k_I \cdot \frac{T_s}{2} \quad (253)$$

$$b_{1pi} = -k_p + k_I \cdot \frac{T_s}{2} \quad (254)$$

Ainda, para a implementação do controle digital faz-se necessária a obtenção da resposta completa do controlador discretizado, incluindo o saturador e a malha de realimentação anti-*windup*. Rearranjando-se os termos de (251) e aplicando-se a transformada z inversa, têm-se em (255) a função discreta da saída não saturada do controlador $y_{[n]}$, que ainda é processada pelas funções discretas do saturador e do erro de saturação, ambas descritas em (256) e (257).

$$y_{[n]} = y_{[n-1]} + b_{0pi} \cdot err_{[n]} + b_{1pi} \cdot err_{[n-1]} + c_{0pi} \cdot (err_{sat[n-1]} + err_{sat[n-2]}) \quad (255)$$

$$y_{sat[n]} = \begin{cases} y_{\max[n]} & se(y_{[n]} \geq y_{\max[n]}) \\ y_{\min[n]} & se(y_{[n]} \leq y_{\min[n]}) \\ y_{[n]} & se(y_{\min[n]} < y_{[n]} < y_{\max[n]}) \end{cases} \quad (256)$$

$$err_{sat[n]} = y_{sat[n]} - y_{[n]} \quad (257)$$

O coeficiente c_{0pi} referente à parcela da malha anti-*windup* é apresentado em (258).

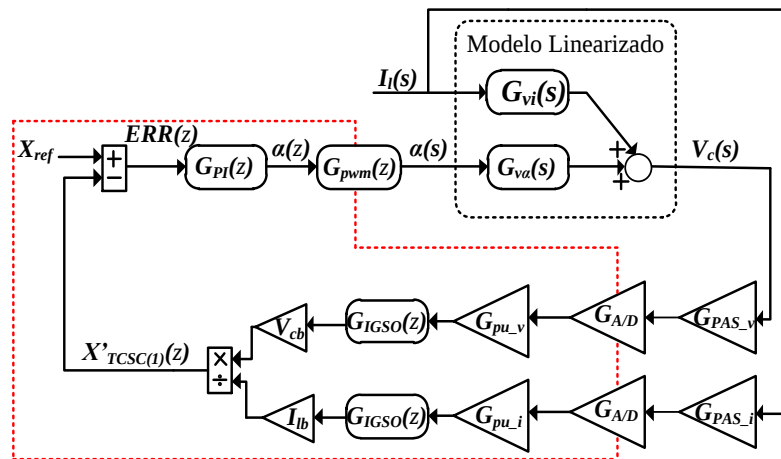
$$c_{0pi} = k_b \cdot \frac{T_s}{2} \quad (258)$$

Os processos descritos de (255) a (257) resumem as funções do algoritmo referentes às estruturas dos controladores PI com saturação anti-*windup*. Tais funções são calculadas para as

três fases do sistema e as respectivas variáveis são atualizadas ciclo a ciclo de conversão. Nota-se que os valores dos coeficientes dos controladores digitais dependem, basicamente, dos ganhos k_p , k_I e do período de amostragem do sistema T_s . A determinação do período de amostragem dependerá da quantidade de processos que integram o algoritmo de controle digital e da capacidade da *CPU* em realizá-los. Portanto, projetar os controladores digitais implica, diretamente, no processo de obtenção dos valores dos ganhos k_p e k_I .

Uma vez já detalhadas as estruturas principais do sistema de controle digital ilustrado na Figura 54, é importante agora apresentar a metodologia para o projeto dos ganhos destes controladores. Tais valores serão especificados com base nos conceitos de estabilidade segundo critério de margem de fase aplicado ao modelo a pequenos sinais ilustrado na Figura 64.

Figura 64 - Modelo do sistema de controle de reatância fundamental.



Fonte: Próprio autor

Nota-se na Figura 64 que as funções de transferência referentes à planta linearizada do TCSC ainda apresentam-se no domínio de frequência contínua (s). Apesar de o sistema ter, efetivamente, um comportamento contínuo no tempo, a planta pode ser modelada no tempo discreto considerando-se o efeito de amostragem e retenção nos canais de conversão A/D do microcontrolador. Aplicando-se o método de substituição direta pelo processo de derivação numérica *forward differences*, também conhecido como *zoh* (*zero-order hold*) e descrito em (259), têm-se a transformação das funções de transferências contínuas $G_{va}(s)$ e $G_{xa}(s)$ em funções de transferências discretas $G_{va}(z)$ e $G_{xa}(z)$.

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{T_s \cdot z^{-1}} \quad (259)$$

$$G_{v\alpha}(z) = \frac{V_c(z)}{\alpha(z)} = \frac{G_{v\alpha 0} \cdot \omega_d^2}{\omega_z} \cdot \frac{T_s \cdot z^{-1} + (\omega_z \cdot T_s - 1) \cdot T_s \cdot z^{-2}}{1 + \left(\frac{2 \cdot \xi_d}{\omega_d} \cdot T_s - \frac{2}{\omega_d^2} \right) \cdot z^{-1} + \left(\frac{1}{\omega_d^2} - \frac{2 \cdot \xi_d}{\omega_d} \cdot T_s + T_s^2 \right) \cdot z^{-2}} \quad (260)$$

$$G_{x\alpha}(z) = \frac{X_{TCSC(1)}(z)}{\alpha(z)} = \frac{G_{v\alpha}(z)}{I_l} \quad (261)$$

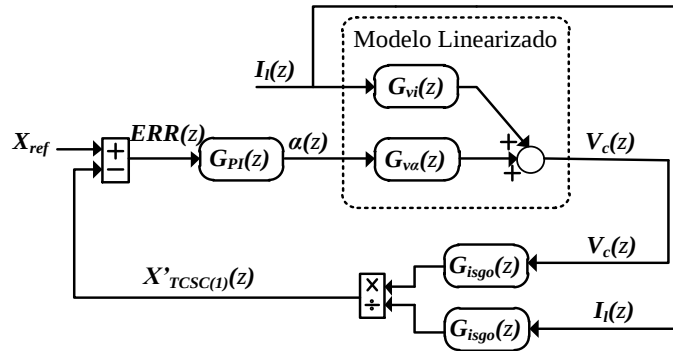
Ainda, algumas considerações devem ser observadas, pois implicam na simplificação do modelo ilustrado na Figura 64. Primeiro, o resultado do produto dos ganhos na malha de realimentação de tensão e de corrente é sempre unitário; as funções de transferência dos IGSO implicam nos mesmos atrasos de transporte para as medições de tensão e de corrente; os ganhos dos módulos de *PWMs*, responsáveis pela geração dos pulsos sincronizados para o disparo dos RCTs, também são representados por ganhos unitários. Assim, considerando-se tais relações descritas de (262) a (264), têm-se o modelo a pequenos sinais reduzido apresentado na Figura 65.

$$G_{PAS_v} \cdot G_{A/D} \cdot G_{pu_v} \cdot V_{cb} = 1 \quad (262)$$

$$G_{PAS_i} \cdot G_{A/D} \cdot G_{pu_i} \cdot I_{lb} = 1 \quad (263)$$

$$G_{PWM}(z) = 1 \quad (264)$$

Figura 65 - Modelo a pequenos sinais simplificado do sistema de controle de reatância fundamental.

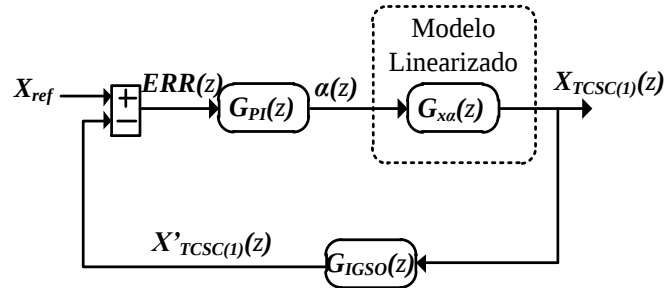


Fonte: Próprio autor

O diagrama de blocos apresentado na Figura 65 ainda pode ser representado na como função de $G_{x\alpha}$, para a corrente de linha constante. As respostas dinâmicas de $G_{v\alpha}$ e $G_{x\alpha}$ são as mesmas, a não ser por uma relação de ganho determinada pelo valor da corrente de linha do sistema de distribuição. O fato é justificável, uma vez que, no modelo, a corrente de linha é entrada do sistema e tem forte dependência com as cargas, não sendo afetada diretamente pelas variações do ângulo de disparo. Assim, as dinâmicas no ângulo de disparo

que impactam na tensão sobre o capacitor serão as mesmas que impactarão sobre a reatância fundamental do *TCSC*.

Figura 66 - Modelo a pequenos sinais do sistema de controle de reatância fundamental.



Fonte: Próprio autor

A reatância fundamental do *TCSC* é descrita em (265) como função da referência de reatância a ser seguida pelo sistema de controle.

$$X_{TCSC(1)}(z) = \frac{G_{PI}(z) \cdot G_{xa}(z)}{1 + G_{IGSO}(z) \cdot G_{PI}(z) \cdot G_{xa}(z)} \cdot X_{ref}(z) \quad (265)$$

Define-se o ganho de malha de reatância em (266).

$$T_x(z) = G_{IGSO}(z) \cdot G_{PI}(z) \cdot G_{xa}(z) \quad (266)$$

Substituindo-se (266) em (265) pode-se reescrever a reatância fundamental do *TCSC*.

$$X_{TCSC(1)}(z) = \frac{1}{G_{IGSO}(z)} \cdot \frac{T_x(z)}{1 + T_x(z)} \cdot X_{ref}(z) \quad (267)$$

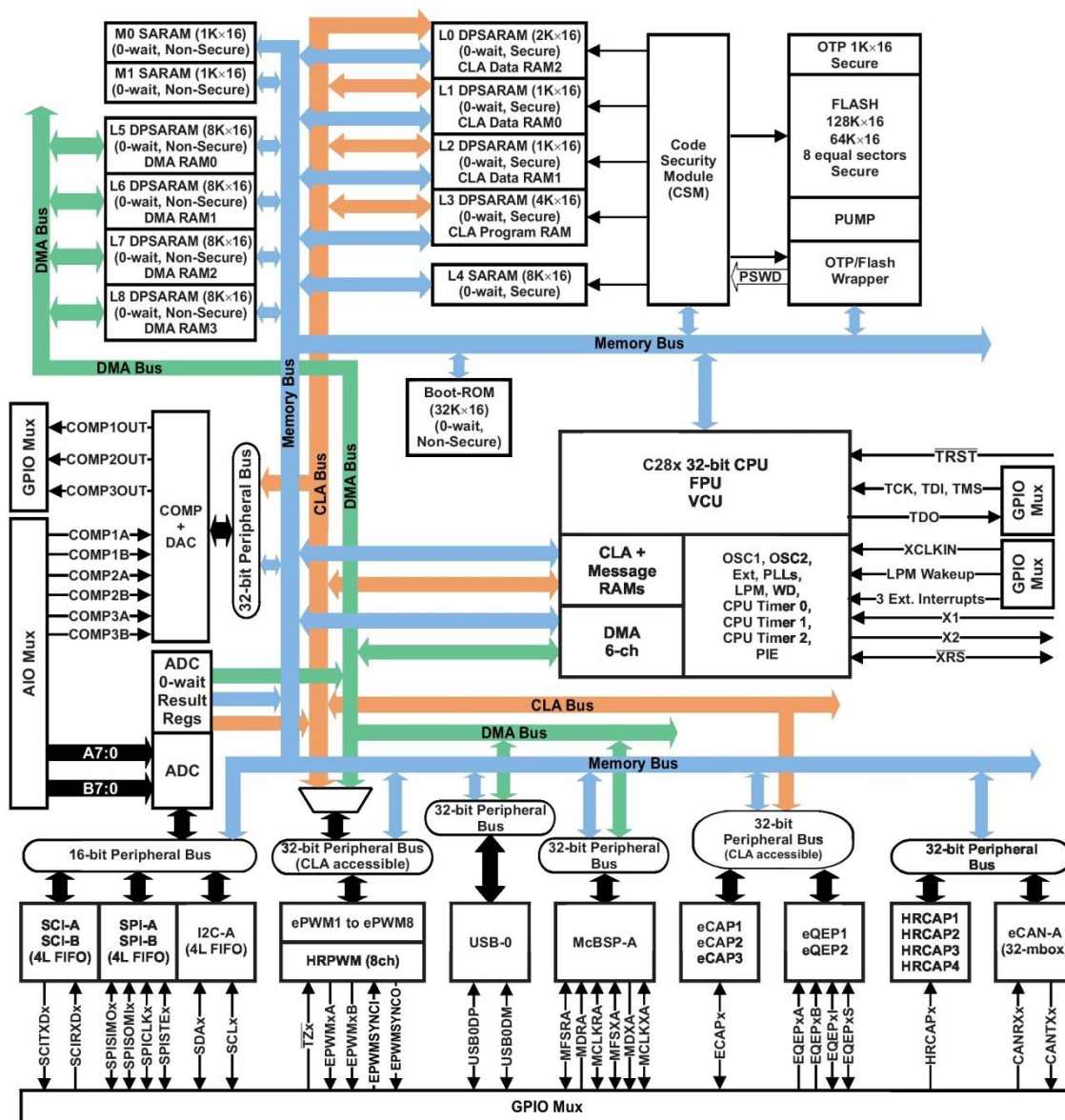
O projeto do controlador de reatância baseia-se na análise da resposta em frequência do ganho de malha $T_x(z)$. Quando a magnitude de $T_x(z)$ é elevada, a saída tende a seguir a referência e rejeitar os efeitos das perturbações no sistema. Caso contrário, quando $T_x(z)$ é pequeno, o sistema torna-se fragilizado aos distúrbios. A equação (268) evidencia o comportamento da reatância fundamental realimentada do *TCSC* com relação à reatância de referência.

$$\frac{X'_{TCSC(1)}(z)}{X_{ref}(z)} = \frac{T_x(z)}{1 + T_x(z)} \approx \begin{cases} 1 & \text{quando } |T_x(z)| \gg 1 \\ T_x(z) & \text{quando } |T_x(z)| \ll 1 \end{cases} \quad (268)$$

Para que a reatância do *TCSC* mantenha-se regulada no valor de referência, com erro nulo em regime permanente, a magnitude do ganho da malha $T_x(z)$ deve ser elevada nas baixas frequências. No entanto, um ganho de malha elevado pode levar o sistema à instabilidade ocasionada pela inversão de fase na malha de realimentação. Nesse sentido, a fase da função transferência de $T_x(z)$ não deve ultrapassar 180° na frequência de cruzamento, respeitando assim o critério de margem de fase (MF) para a estabilidade de sistemas. A frequência de cruzamento de $T_x(z)$ determina a largura de banda passante do sistema em

O diagrama de blocos funcional do microcontrolador *PICCOLO TMS320C28069M*, da *Texas Instruments*, utilizado no projeto é apresentado na Figura 68 (TEXAS INSTRUMENTS, 2010-2014, 2011-2016).

Figura 68 – Diagrama de blocos funcional do microcontrolador *TMS320C28069M*.



Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2010-2014)

Comparando-se o sistema simplificado, apresentado na Figura 67, com o diagrama de blocos funcional, apresentado na Figura 68, pode-se citar os recursos do microcontrolador que mais influirão na aplicação para o controle de reatância do *TCSC*:

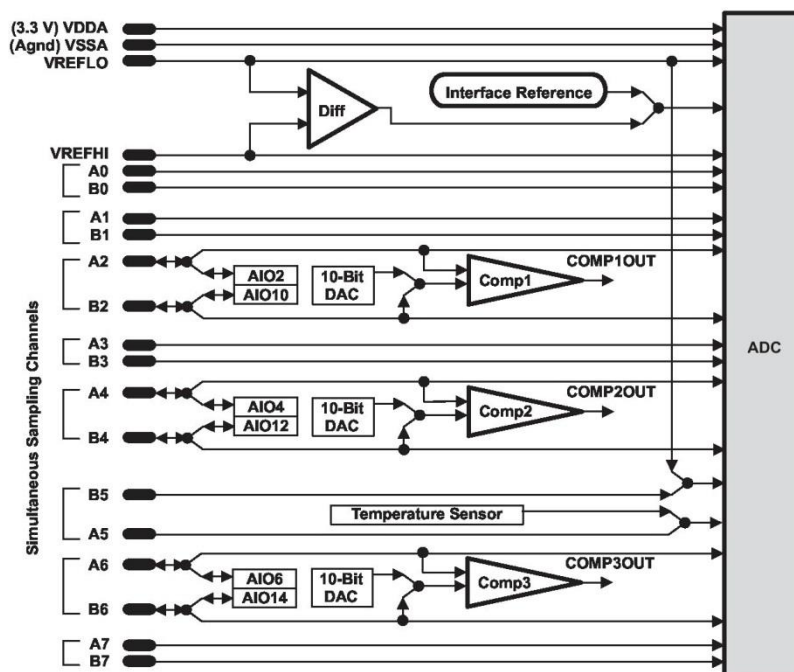
- CPU de 32 bits com frequência de clock de até 90 MHz;
- Unidade de cálculo em ponto flutuante (*Floating Point Unit (FPU)*) em hardware;
- 256KB de memória *FLASH* e 96KB de memória *RAM* dividida em setores;

- Bloco de expansão periférica de interrupção (*Peripheral Interrupt Expansion (PIE)*);
- 16 canais de conversão Analógico/Digital (A/D) com duplo *Sample/Hold (S/H)*, com 12 *bits* de resolução e com frequência de amostragem de até 3,46 *Mega-Sample Per Second (MSPS)*;
- 3 comparadores analógicos com entradas comuns aos canais A/D e com possibilidade de multiplexação na entrada inversora para uma interface com o sistema digital via conversor Digital/Analógico (D/A) de 10 *bits*. As saídas estão disponíveis nos pinos de *Input/Output (I/O)* e podem ser guiadas internamente para disparo de eventos nos módulos de saída *PWMs*;
- 16 canais de *PWMs* baseados em contadores digitais de 16 *bits* com possibilidade de configuração de frequência por par de canal, comparações digitais individuais, disparos de *SOCs* para os canais A/D e entradas para sincronismo.

Como já explicado anteriormente, é importante que as funções de controle digital sejam processadas na *CPU* com um período de tempo fixo, T_s , a fim de garantir o desempenho dos controladores especificado pelo projetista. Tal taxa é garantida via interrupção, que pode ser configurada para ser disparada pelo final da conversão (*EOCx*) de até 9 canais A/D distintos do microcontrolador. Desta forma, os dados só são processados pela malha de controle digital assim que o último canal é convertido. Ainda, cada canal A/D deve receber um sinal indicando o início da conversão (*SOCx*), que pode ser gerado por múltiplas fontes de disparo: canal de *PWM (ePWM)*, temporizadores (*Timer*), sinais externos via pino de entrada e saída (*GPIO*) ou por pulsos forçados via *software (SW)*. No caso específico do projeto, os 6 canais de conversão A/D utilizados para as leituras e conversões das tensões e correntes trifásicas são configurados para serem disparados (*SOC 0 - SOC 5*) por uma mesma fonte, o canal de *PWM 8A*. Os resultados da conversão são armazenados em registradores contendo os respectivos resultados representados em variáveis de 16 *bits* do tipo inteiro e sem sinal (*uint16*). A rotina de interrupção é configurada na *PIE* para ser disparada pelo final da conversão do último canal configurado (*EOC5*). Nota-se que, o processo sendo periódico, é a configuração da frequência do canal *PWM 8A* que determinará o período de amostragem e de processamento T_s . A Figura 69 apresenta o diagrama de blocos funcional do conversor A/D, referido na Figura 68 pelo termo em inglês *Analog to Digital Converter*

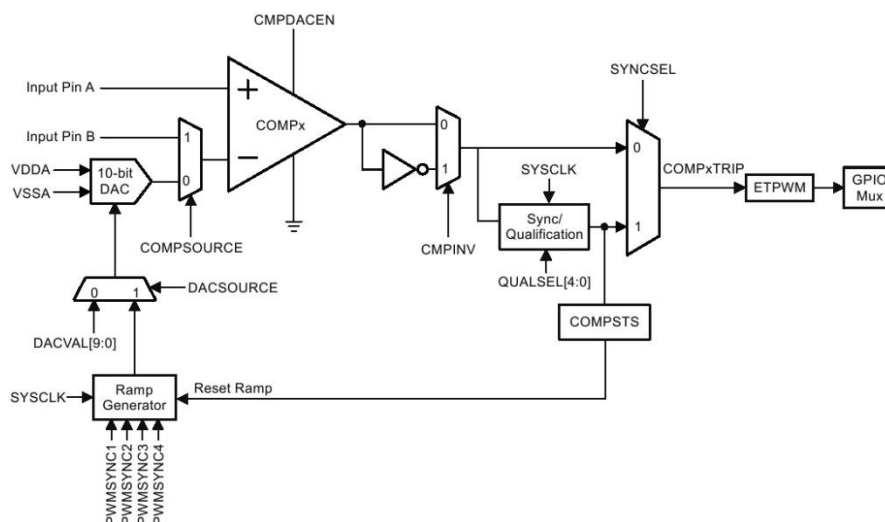
ADCINA6-ADCINB6. O diagrama de blocos mais detalhado do comparador analógico integrado ao microcontrolador é apresentado na Figura 71.

Figura 70 – Blocos analógicos integrados ao microcontrolador.



Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2010-2014)

Figura 71 – Comparadores analógicos.



Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2011-2016)

A entrada inversora do comparador pode ser multiplexada entre a entrada analógica ADCINBx e a saída de um conversor D/A (DAC) de 10 bits. O registrador de controle COMPxSOURCE define a multiplexação entre as entradas e o registrador DACVAL define o valor da saída analógica do conversor D/A. O conversor D/A é importante uma vez que permite a realimentação digital, via atualização do registrador DACVAL, para a entrada

registradores de controle *TBCTL*, pode contar de três formas distintas: incrementando (*up-count*), decrementando (*down-count*), ou incrementando e decrementando (*up-down-count*) tempos base. Na operação mais comum, quando o contador *TBCTR* atinge o valor carregado no registrador de período *TBPRD*, o valor de *TBCTR* é reiniciado. A base de tempo para a operação do contador digital é o ciclo de *clock* do processador, mas este valor pode ser preescalado via registradores *TBCTL[CLKDIV]* e *TBCTL[HSPCLKDIV]* de modo que a variável *TBCTR* não “estoure” quando o período de tempo a ser contado é longo. Se o registrador *TBCTL[PHSEN]* é habilitado, o contador *TBCTR* do *PWM* será carregado com o valor pré-determinado no registrador de fase (*TBPHS*) toda vez que este receber um pulso de sincronismo gerado por qualquer uma das seguintes fontes: *EPWMxSINCI*, *DCAEVT1.sync*, *DCBEVT1.sync* ou *TBCTL[SWFSYNC]*. Ainda, há uma diferença importante no que diz respeito às fontes de sincronismo, além da própria origem destas. O pulso de sincronismo *EPWMxSINCI* é recebido de uma fonte externa via pino de *GPIO*, mas só chega ao primeiro módulo de *PWM* (*EPWM1*), sendo os módulos subsequentes “escravos” do antecessor. Nesses casos, um primeiro e único pulso de sincronismo pode ser passado sequencialmente e na ordem para os demais módulos de *PWM*, uma vez que o pulso de saída de sincronismo *EPWMxSINCO* de um *PWM* antecessor já é conectado ao sinal de entrada de sincronismo *EPWMxSINCI* de um *PWM* subsequente, sendo somente multiplexado via registrador *TBCTL[SINCOSEL]*. As fontes de sincronismo *DCAEVT1.sync* e *DCBEVT1.sync* são geradas no submódulo de comparação digital e podem ser configuradas para receber os pulsos digitais da saída dos comparadores analógicos. Estes pulsos podem disparar sincronismos independentes em cada módulo de *PWM*.

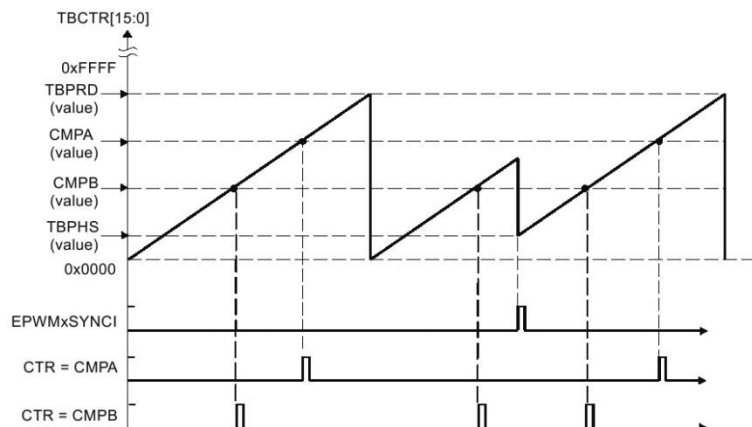
A especificação do valor do registrador de período *TBPRD* é descrito em (271) como função da base de tempo do contador T_{TBCLK} e do período do *PWM* T_{pwm} . Este valor também pode ser descrito em função da frequência base, e da frequência do *PWM*. Nota-se que, a base de tempo e de frequência são, respectivamente, iguais ao período e à frequência do *clock* do processador quando os valores de preescalas são unitários.

$$TBPRD = \frac{T_{pwm}}{T_{TBCLK}} = \frac{T_{pwm}}{T_{CLK} \cdot (HSPCLKDIV \cdot CLKDIV)} = \frac{f_{CLK}}{f_{pwm} \cdot (HSPCLKDIV \cdot CLKDIV)} \quad (271)$$

Outros dois subsistemas importantes para geração e qualificação dos pulsos nas saídas dos módulos *PWM* são os submódulos *Counter-Compare (CC)* e *Action Qualifier (AQ)*. O subsistema *CC* é composto por dois registradores de 16 bits, *CMPA* e *CMPB*, que geram pulsos de curta duração a partir de comparações com o contador *TBCTR* do módulo *PWM*. A

Figura 73 ilustra as formas de onda para eventos de comparação quando o módulo de *PWM* opera no modo *up-count*. Na mesma figura também é ilustrado o efeito de um pulso de sincronismo *EPWMxSINCI* no contador *TBCTR* do *PWM*. Quando este ocorre, o contador é instantaneamente carregado pelo valor pré-fixado no registrador de fase *TBPHS*.

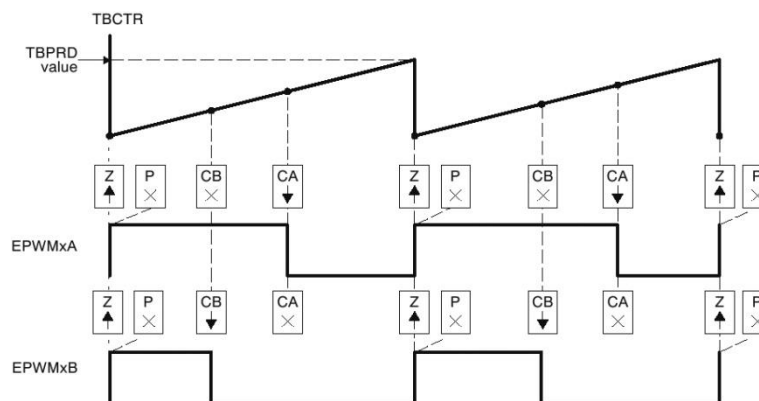
Figura 73 – Formas de onda para eventos de comparação no modo *up-count*.



Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2011-2016)

O submódulo *AQ* qualifica a saída do canal de *PWM* a partir dos pulsos de comparação gerados no subsistema *CC*. Tal qualificação é determinada pela configuração de seus registradores de controle *AQCTL_A/B*, que definem o estado da saída quando cada evento de comparação ocorre. Os estados podem ser definidos para cada evento como nível alto, nível baixo, inversor (*toggle*) ou indiferente (*X*). Um exemplo de qualificação para as saídas *EPWMxA* e *EPWMxB* no modo *up-count* é ilustrada na Figura 74.

Figura 74 – Qualificação das saídas *EPWMxA* e *EPWMxB* para a operação *up-count*.



Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2011-2016)

Os eventos indicados na figura pelos acrônimos *Z*, *P*, *CA* e *CB* indicam, respectivamente, os instantes de comparações de *TBCTR* com o nível Zero, com o Período, com o registrador *CMPA* e com o registrador *CMPB*. As ações de qualificação das saídas *EPWMxA* e *EPWMxB*, para cada evento, são indicadas por símbolos que indicam nível alto,

nível baixo e indiferente. Neste exemplo as saídas *EPWMxA* e *EPWMxB* são configuradas para serem independentes, uma vez que o pulso da saída de *EPWMxA* não depende da comparação com *CMPB*, ocorrendo de maneira análoga para a saída *EPWMxB*. Estritamente, no exemplo exposto, a saída *EPWMxA* vai para nível baixo quando *TBCTR* é igual a *CMPA* e para nível alto quando *TBCTR* é igual a zero, sendo insensível aos níveis *CMPB* e *TBPRD*. No entanto, nada impede que, na qualificação das saídas dos módulos *A* e *B*, haja dependências com os demais eventos.

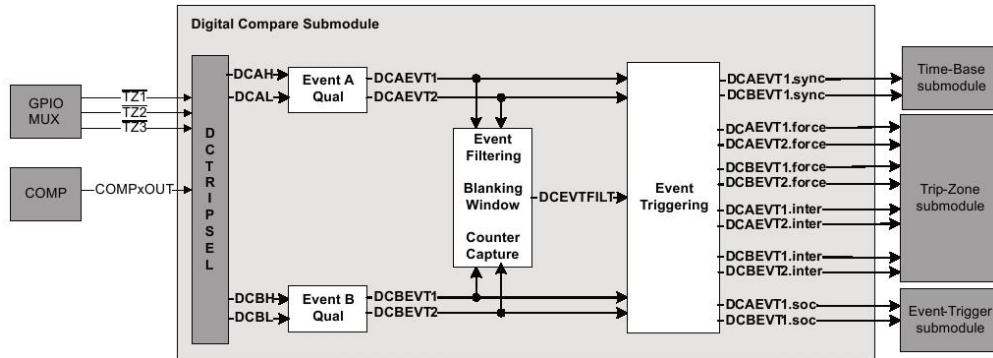
Os submódulos *Dead Band (DB)* e *PWM Chopper (PC)* são utilizados frequentemente para modulações de conversores chaveados em alta-frequência e não serão utilizados no projeto. Basicamente, os registradores do submódulo *DB* garantem uma banda “morta” entre as saídas dos canais *EPWMxA* e *EPWMxB*, a fim de se evitar curto-circuitos de braços de conversores em ponte. O submódulo *PC* é utilizado para gerar trem de pulsos com frequências elevadas e múltiplas da frequência do módulo de *PWM*.

O submódulo *Trip Zone (TZ)* é desenvolvido para que, na presença de um sinal de alarme, a saída do módulo de *PWM* seja prioritariamente “forçada” para um valor predeterminado seguro. Ainda, na ocorrência do evento de *TZ*, o subsistema pode solicitar uma interrupção para uma rotina de segurança pré-estabelecida.

Como já citado anteriormente, as conversões nos canais *A/D* devem ser disparadas por fontes que indiquem, periodicamente, o início da conversão destes (*SOCs*). Se os canais de *PWM* são configurados como fonte para o início da conversão (*SOC*) nos registradores dos módulos dos canais *A/D*, é no submódulo de *Event Trigger (ET)* que se determinam quais eventos de comparação e com que frequência estes irão disparar os *SOCs*. Nesse caso e mais especificamente, o registrador *ETSEL* determina o evento de comparação que tem potencial de gerar o *SOC* e o registrador *ETPS* determina se é no primeiro, no segundo ou no terceiro evento que o *SOC* será efetivamente disparado. O submódulo de *ET* ainda pode ser configurado como fonte de interrupção para a *CPU*.

Por fim, faz-se necessário a apresentação do submódulo de comparação digital, *Digital Compare (DC)*, ilustrado no diagrama de blocos da Figura 75. Este submódulo permite que comparações externas tenham efeito sobre outros subsistemas do módulo de *PWM*. A saída de um comparador analógico pode ser processada no submódulo *DC* para disparar eventos de sincronismo no submódulo *TB*, ou para forçar eventos e gerar interrupções no submódulo *TZ* ou, ainda, para gerar eventos de *SOC* dos canais *A/D* no submódulo de *ET*.

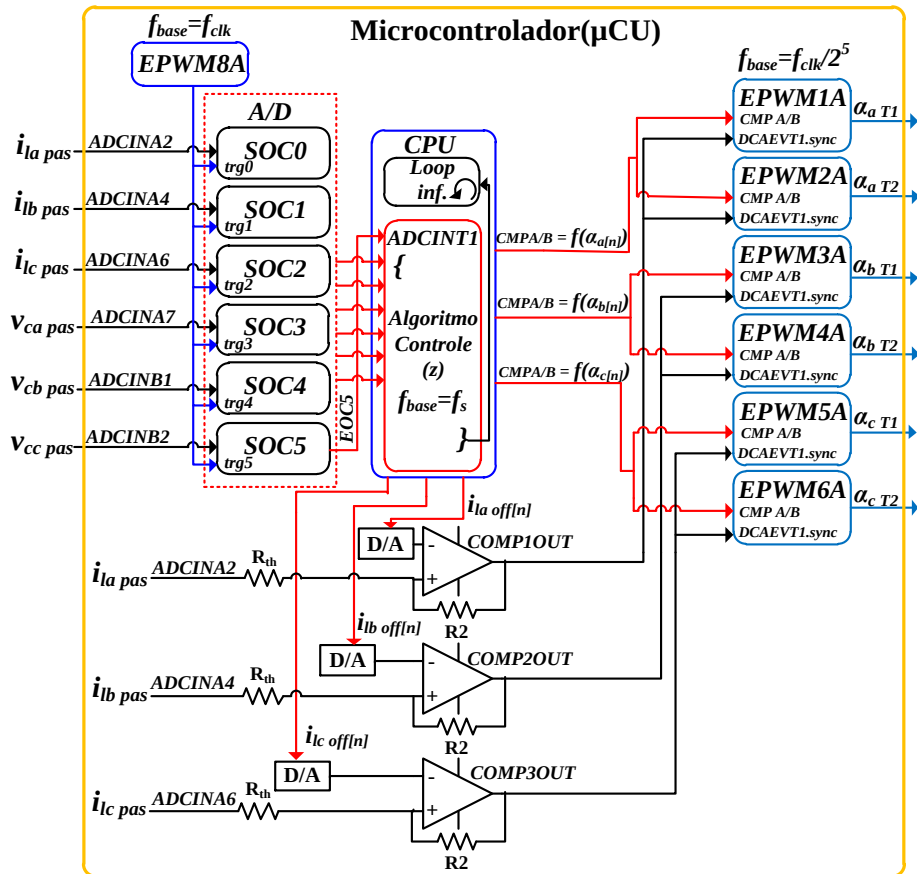
Figura 75 – Diagrama de blocos do submódulo de comparação digital.



Fonte: (TEXAS INSTRUMENTS, 2011-2016)

Uma vez apresentadas as características principais dos periféricos do microcontrolador, apresenta-se na Figura 76 o diagrama de blocos do sistema proposto para o controle do TCSC, com destaque para o aproveitamento do *hardware* do microcontrolador.

Figura 76 – Diagrama de blocos completo do sistema microcontrolado

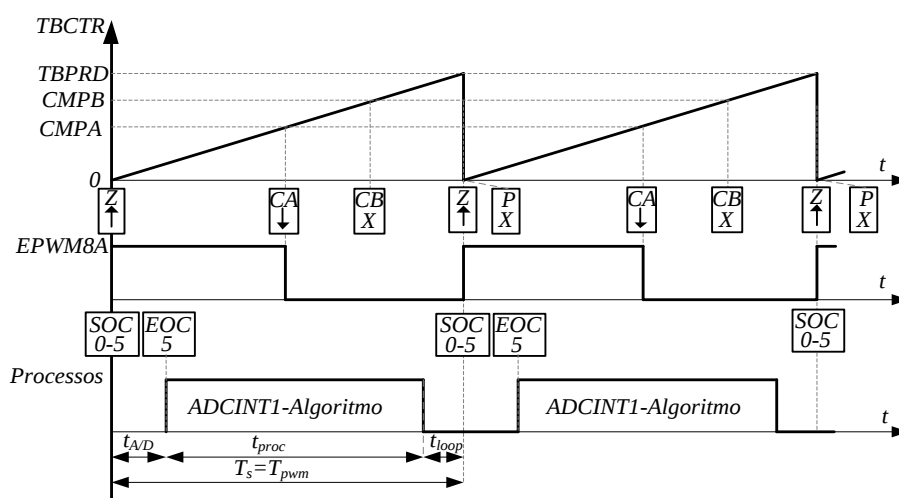


Fonte: Próprio autor

O canal EPWM8A é configurado como fonte para o disparo do início de conversão de todos os canais A/D (SOC0-SOC5) sempre que o contador TBCTR do PWM8 é reiniciado para o valor nulo. Por sua vez, o final da conversão do último canal A/D (EOC5) é

configurado para disparar a interrupção *ADCINT1*, que solicita da *CPU* o pronto atendimento à rotina de interrupção, onde está descrito o algoritmo do controle digital da reatância fundamental do *TCSC*. Assim que todas as instruções são processadas e os valores correspondentes dos ângulos de disparos são atualizados, o processador retorna à rotina principal e permanece em *loop* infinito esperando o próximo ciclo de interrupção. Todo este processo é sequencial e periódico com o período de amostragem T_s controlado pelo canal *EPWM8A*. O diagrama temporal ilustrado na Figura 77 resume o processo descrito.

Figura 77 – Qualificação das saída *EPWM8A* para disparo da interrupção.



Fonte: Próprio autor

Apesar de não depender de resultados de comparações com os registradores *CMPA* e *CMPB* para disparar os *SOCs* dos conversores A/D, já que tal evento é configurado baseado somente no período do contador *TBCTR*, a saída do *EPWM8A* é qualificada de acordo com as comparações ilustradas na Figura 77, a fim de que se possa verificar a frequência real dos pulsos de disparo de interrupção via osciloscópio. Um cuidado especial deve ser tomado quando se avalia a frequência de amostragem requerida do sistema de controle digital, uma vez que o desempenho dos controladores e filtros tem forte dependência com tal parâmetro. Assim, para se garantir o desempenho especificado no projeto do sistema de controle, a soma do tempo de conversão dos canais A/D (t_{AD}) e do tempo de processamento do algoritmo (t_{proc}) não deve ultrapassar o período de amostragem (T_s) controlado pelo canal *EPWM8A*.

Se os registradores de pré-escalas *HSPCLKDIV* e *CLKDIV* do módulo *EPWM8* são unitários, o valor do registrador *TBPRD* pode ser calculado em (271) como função da frequência de amostragem f_s e da frequência de *clock* f_{clk} do sistema microcontrolado.

A segunda análise do diagrama apresentado na Figura 76 diz respeito aos sistemas de sincronismo e geração dos pulsos para o disparo dos tiristores dos RCTs. O sincronismo para os disparos dos tiristores é realizado tomando como base as correntes de linha de cada fase do sistema elétrico. Um pulso de sincronismo é gerado, individualmente, através de um comparador de nível com histerese. O nível, referente à componente média ou ao valor de *offset* do sinal analógico de corrente, é calculado na rotina de interrupção e convertido via conversor D/A para as portas inversoras dos comparadores analógicos. A histerese, implementada via realimentação positiva resistiva, evita que possíveis ruídos nos sinais de corrente em torno do nível de comparação gerem múltiplas detecções e disparos indesejáveis dos tiristores. As relações matemáticas, apresentadas em (272), (273) e (274), representam, respectivamente, os limites inferior, superior e a largura de banda da histerese de corrente. Tais valores dependem da resistência de realimentação R_2 , da resistência de Thévenin R_{th} “vista” da saída da placa de PAS, e dos níveis das tensões de saturação positiva (3,3 V) e negativa (0,0 V) da saída do comparador.

$$I_{lh-} = \left(1 + \frac{R_{th}}{R_2}\right) \cdot I_{loff} - \frac{R_{th}}{R_2} \cdot (3,3) \quad (272)$$

$$I_{lh+} = \left(1 + \frac{R_{th}}{R_2}\right) \cdot I_{loff} \quad (273)$$

$$\Delta I_{lh} = \frac{R_{th}}{R_2} \cdot (3,3) \quad (274)$$

Os pulsos de sincronismo, provenientes dos comparadores com histerese analógicos, reiniciam os contadores digitais dos módulos de *PWM*, sensíveis à borda de subida. O pulso de saída do primeiro comparador *COMP1OUT* é responsável pelos sincronismos dos canais *EPWM1A* e *EPWM2A*. A saída do canal *EPWM1A* sempre será responsável por gerar os pulsos de disparo do tiristor T_{1a} , e o *EPWM2A* do tiristor em anti-paralelo T_{2a} . No entanto, os valores carregados nos registradores de comparação *CMPA* e *CMPB* dos módulos *EPWM1A* e *EPWM2A* dependerão da região de operação do *TCSC*. Nota-se que, para a operação na região capacitiva, o tiristor T_{2a} deve ser disparado no semiciclo positivo da corrente de linha, e o tiristor T_{1a} no semiciclo negativo, uma vez que a corrente no RCT está em fase oposta da corrente de linha. Se o sistema transita para a operação na região indutiva, a corrente de linha está em fase com a corrente do RCT e a lógica para o disparo é invertida, com o tiristor T_{1a} recebendo o pulso de disparado no semiciclo positivo e o tiristor T_{2a} no semiciclo negativo.

As relações lineares entre os registradores de comparação, $CMPA2$ e $CMPA1$, e o ângulo de disparo, $\alpha_{a[n]}$, são descritas em (275) e (276) para a operação na região capacitiva. Os registradores de comparação $CMPB2$ e $CMPB1$ determinam a extensão dos pulsos de disparo e são descritas em (277) e (278).

$$CMPA2 = \alpha_{a[n]} \cdot \left(\frac{TBPRD}{2\pi} \right) = \alpha_{a[n]} \cdot \left(\frac{f_{clk}}{2\pi \cdot f_{rede} \cdot 32} \right) \quad (275)$$

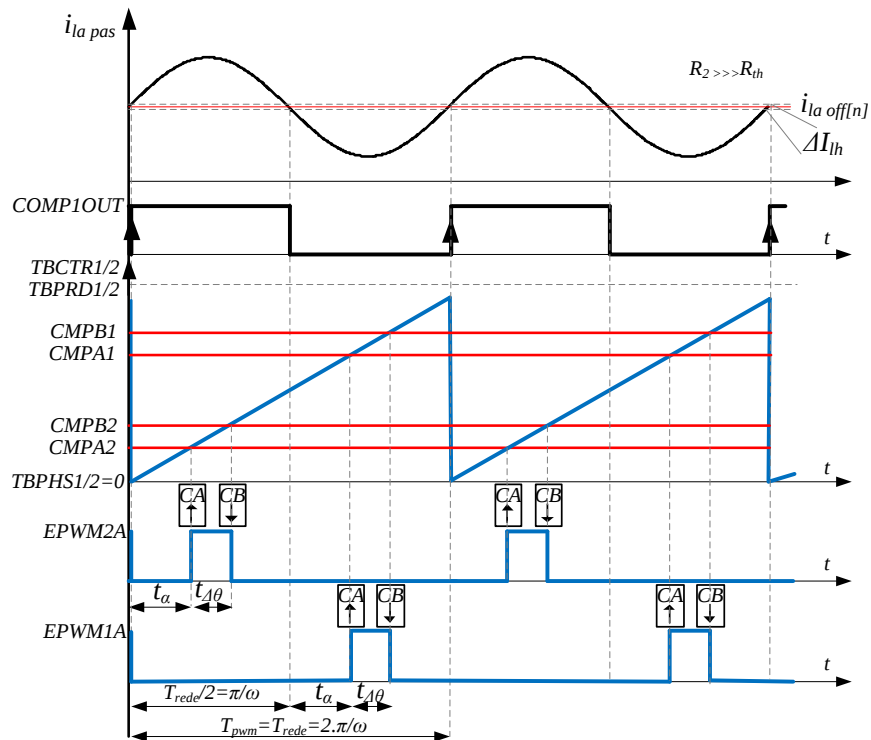
$$CMPA1 = (\alpha_{a[n]} + \pi) \cdot \left(\frac{f_{clk}}{2\pi \cdot f_{rede} \cdot 32} \right) = CMPA2 + \left(\frac{f_{clk}}{2 \cdot f_{rede} \cdot 32} \right) \quad (276)$$

$$CMPB2 = CMPA2 + \Delta\theta \cdot \left(\frac{f_{clk}}{2\pi \cdot f_{rede} \cdot 32} \right) \quad (277)$$

$$CMPB1 = CMPA1 + \Delta\theta \cdot \left(\frac{f_{clk}}{2\pi \cdot f_{rede} \cdot 32} \right) \quad (278)$$

A Figura 78 apresenta os principais sinais referentes à sincronização e à geração dos pulsos de disparo dos tiristores do RCT da fase A para operação na região capacitiva.

Figura 78 – Sincronização e geração dos pulsos de disparo para operação capacitiva.



Fonte: Próprio autor

A frequência base para a operação dos módulos de PWM é pré-escalada em 32 vezes pelo registrador $CLKDIV$ de modo que o contador alcance os valores referentes ao período

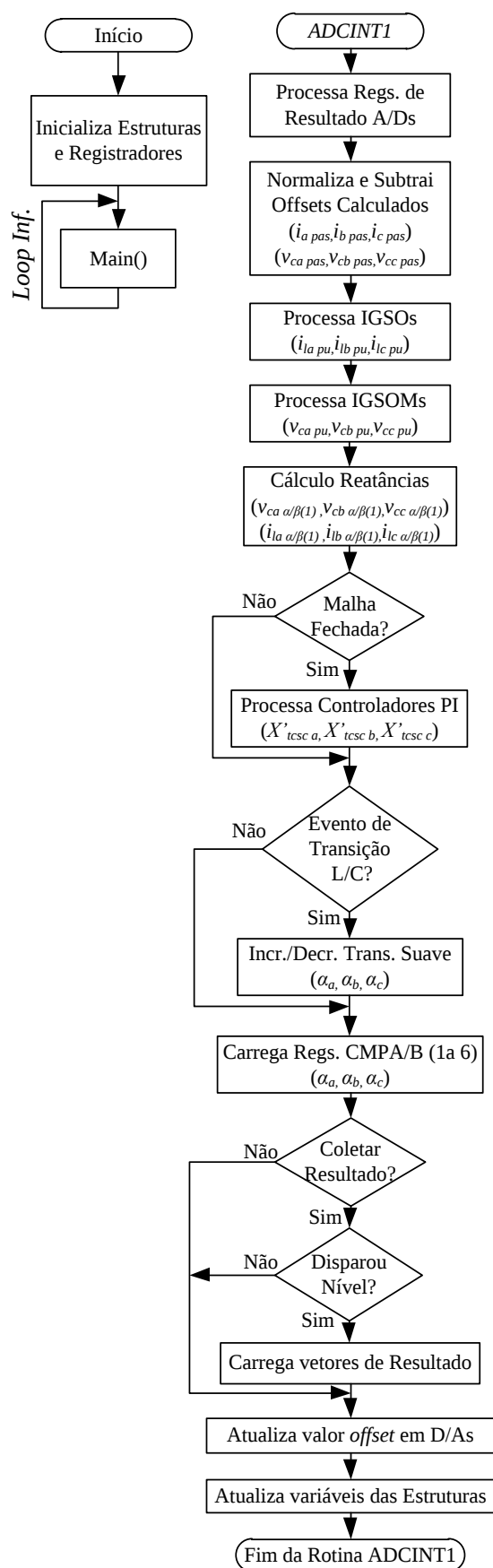
fundamental da rede. Ainda, é importante lembrar que o contador *TBCTR* do módulo de *PWM* reinicia sua contagem para o valor nulo do registrador de fase *TBPHS* ao atingir o nível *TBPRD* ou, toda vez que recebe um pulso de sincronismo. Assim, para que o contador seja reiniciado somente pelos pulsos de sincronismo, o valor especificado do registrador *TBPRD* deve ser maior que o valor referente ao período fundamental. É importante salientar que o processo descrito para o sincronismo apresenta elevada resposta em frequência, uma vez que ocorre paralelamente e independe da frequência de processamento f_s do algoritmo de controle. Apesar da atualização do ângulo de disparo e dos níveis de comparação dos módulos de *PWM* dependerem da frequência de processamento do algoritmo, o passo angular para a geração dos pulsos de disparo, descrito em (279), dependerá basicamente da frequência de operação dos módulos de *PWM*. Desta forma é possível alcançar altíssimas resoluções angulares e pulsos de disparo com características bem estáveis. Tal característica é imprescindível para estabilidade do sistema, dada a elevada sensibilidade do *TCSC* às variações angulares, principalmente em regiões de elevada compensação.

$$\Delta\alpha = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{rede}}{\left(\frac{f_{clk}}{32}\right)} \quad (279)$$

Obviamente, que a técnica de sincronismo via detecção analógica de nível exige um cuidado especial no tratamento analógico e na filtragem dos sinais de entrada, uma vez que se baseia na detecção de um único evento cíclico. Ainda, alternativamente, há uma diversidade de algoritmos baseados em *Phase Locked Loop (PLL)* que são desenvolvidos para obtenção de ângulos de fase fundamental para funções de sincronismos, inclusive baseados em *IGSO*, e que podem ser incorporados no algoritmo de controle. No entanto, a dependência do passo angular com o tempo de processamento destes algoritmos, que são relativamente custosos, torna a implementação via microcontrolador crítica, dada a elevada sensibilidade do *TCSC* às variações angulares.

As principais funções e técnicas para a determinação dos coeficientes das estruturas discretas, que integram o algoritmo de controle digital do sistema, já foram detalhadas nas subseções 3.3.1 e 3.3.2. Tais funções, implementadas na rotina de interrupção, integram o algoritmo completo do sistema de controle, apresentado na Figura 79 na forma de fluxograma. Na rotina principal, todas as variáveis das estruturas são inicializadas e os registradores de controle dos periféricos utilizados são configurados.

Figura 79 – Fluxograma do algoritmo de controle digital.



Fonte: Próprio autor

Assim que as variáveis são inicializadas, o programa principal entra em *loop* infinito e fica à espera das interrupções controladas ciclicamente pelo canal *EPWM8A*.

Na rotina de interrupção *ADCINT1*, os resultados das conversões de tensões e correntes são armazenados em registradores de *16 bits*. A componente média destes sinais, inserida durante o processamento analógico, é periodicamente obtida e subtraída dos próprios sinais convertidos. Na sequência, todos os processos referentes ao controle digital, ilustrados anteriormente na Figura 54, são processados sequencialmente e de forma intercalada para cada fase. Assim que o cálculo das reatâncias fundamentais é processado, uma variável de controle no processo permite que o sistema opere tanto em malha fechada quanto em malha aberta. Uma vez obtido o ângulo de disparo, o algoritmo verifica se houve solicitação de transição entre regiões de operação capacitiva e indutiva ou vice-versa. Caso haja a solicitação, o algoritmo garantirá uma transição suave através do incremento ou decremento controlado e gradual dos registradores de comparação dos módulos de *PWM*. Na prática, quando o sistema operar em malha fechada esta transição nunca ocorrerá, uma vez que as saídas dos controladores estarão limitadas aos valores mínimos e máximos dos ângulos de disparo que garantem a operação na região capacitiva.

Os valores dos ângulos de disparo, provenientes da atuação dos controladores quando o sistema opera em malha fechada, ou proveniente de uma entrada externa quando o sistema opera em malha aberta, são escalados e carregados nos registradores de comparação dos módulos de *PWM*, que já foram configurados nas rotinas de inicialização. Por fim, antes de atualizar todas as variáveis das estruturas para o processamento da próxima rotina de interrupção, o algoritmo verifica se há solicitação de captura de resultados para análise externa posterior. Se houver a solicitação e se um nível de disparo especificado for atingido, três vetores de resultados serão preenchidos e armazenados em um setor de memória *RAM* expandido (*RAML4*). Estes arquivos, de extensão *.dat*, são importados pelo *software MATLAB* para apresentação das formas de onda que representam o comportamento experimental dos sinais digitais do sistema de controle.

3.4 Considerações Finais

Neste capítulo foram desenvolvidos a modelagem dinâmica e o sistema de controle digital da reatância fundamental do *TCSC*, via realimentações multirressonantes, para aplicação em sistemas de distribuição de energia, e tendo como objetivo o efeito direto da compensação reativa na regulação de tensão na carga.

O primeiro modelo dinâmico, apresentado na Seção 3.1, contempla as dinâmicas fasoriais fundamentais da tensão no capacitor e considera a influência das primeiras componentes harmônicas no sistema. Este modelo apresenta fortes não-linearidades e, por representar somente as dinâmicas fasoriais, pode ser utilizado para obter as respostas dinâmicas do TCSC em simulações que são muito mais rápidas quando comparadas às simulações no domínio do tempo.

Na Seção 3.2 foi obtida a função de transferência que relaciona a reatância fundamental do TCSC com o ângulo de disparo dos tiristores, baseada no modelo linear fundamental, necessária para o desenvolvimento dos ganhos dos controladores digitais presentes no sistema de controle proposto na Seção 3.3.

Na referida Seção 3.3, foi desenvolvido e apresentado o sistema de controle digital da reatância fundamental do TCSC com realimentação via Integradores Generalizados de Segunda Ordem Multirressonantes (IGSOM). A metodologia para as especificações dos coeficientes dos filtros digitais e dos ganhos dos controladores foram baseadas na característica harmônica da tensão no capacitor do TCSC e no critério de margem de fase aplicado ao modelo à pequenos sinais obtido. As funções de transferências discretas, integrantes do modelo à pequenos sinais, foram obtidas diretamente das funções de transferências contínuas através de métodos de integração numérica; *tustin* para os controladores e para os IGSO, e *zoh* para a planta. As equações discretas, que devem integrar as funções de controle do algoritmo programado na memória do microcontrolador, foram obtidas aplicando-se a transformada *z* inversa nas funções de transferências discretas. Por fim, na subseção 3.3.3 foram apresentados as principais características referentes ao *hardware* do microcontrolador *TMS320F28069M* aplicado para o desenvolvimento do sistema de controle digital. As funções de sincronização foram implementadas utilizando-se os periféricos analógicos e digitais do microcontrolador, paralelamente ao processamento realizado na *CPU*, a fim de se garantir elevada resolução angular para os disparos dos tiristores e eliminar possíveis oscilações causadas no sistema de potência.

4 ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO E RESULTADOS

Dada as especificações da linha ou do ramal de distribuição que será instalado o *TCSC*, e a partir do desenvolvimento apresentado nos capítulos 2 e 3, é possível especificar corretamente o estágio de potência do *TCSC* e verificar o comportamento do sistema de controle de reatância fundamental do equipamento sobre determinadas condições. A análise e apresentação dos resultados serão divididas em três etapas:

- Operação em malha aberta;
- Operação em malha fechada via sistema de controle digital de reatância fundamental do *TCSC* com realimentações multirressonantes;
- Efeito de regulação de tensão do *TCSC* frente à partida de motores de indução.

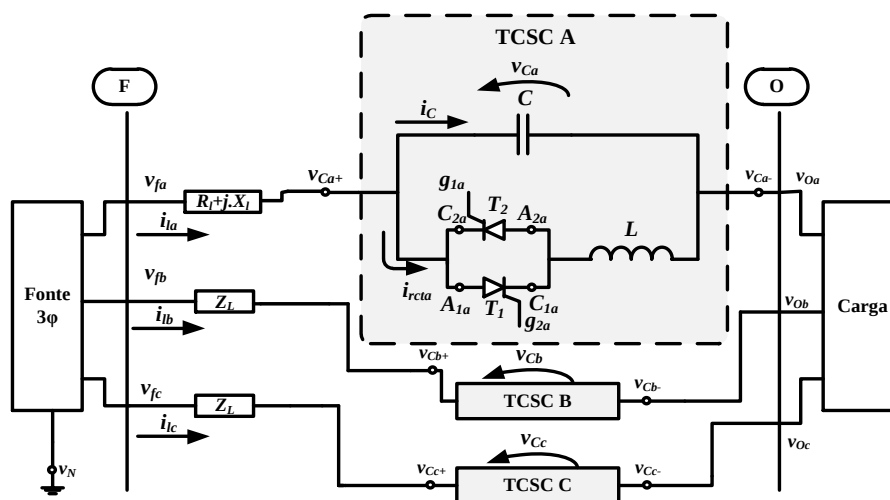
Para cada etapa e, sempre que possível, os resultados de simulação e experimentais serão apresentados de forma comparativa. As não-idealidades presentes nos elementos reativos e semicondutores do estágio de potência do *TCSC*, como resistências séries dos elementos reativos e tensões e resistências em condução dos tiristores, serão inseridas na simulação para verificação de possíveis efeitos no processamento de potência e no comportamento da curva de reatância. Estes resultados, obtidos por simulação computacional e por ensaios experimentais, serão apresentados de forma comparativa através de gráficos que indicam o comportamento do *TCSC* para uma ampla faixa de operação do compensador.

4.1 Especificação do sistema de potência

Na Figura 80 é apresentado o esquema elétrico do *TCSC* conectado em uma linha com impedância concentrada, com fonte trifásica representando o alimentador, e conjunto de carga trifásica também concentrada. Para as condições do sistema de distribuição, é comum considerar a carga do tipo potência constante.

As características da linha, consideradas para a realização dos ensaios de bancada e simulações do *TCSC*, ainda sem o efeito de compensação reativa, são apresentadas na Tabela 1.

Figura 80 – Esquemático do TCSC.



Fonte: Próprio autor

Tabela 1 - Característica da linha

Simbologia	Descrição	Valores
V_f	Tensão de linha eficaz da fonte	220 V
f	Frequência fundamental	60 Hz
R_l	Resistência da linha	0,67 Ω
X_l	Reatância de linha	2,00 Ω
P_o	Potência ativa trifásica equivalente da carga	3 kW
fp_o	Fator de potência equivalente da carga	0,89
I_{lef}	Corrente eficaz de linha	9,64 A
I_l	Amplitude da corrente de linha	13,64 A

Fonte: Próprio autor

Como foi visto na Capítulo 2, Seção 2.2.4, o cálculo da indutância e capacitância dos elementos reativos do TCSC dependem basicamente da reatância capacitiva mínima para operação na região capacitiva, da frequência da rede e da frequência de ressonância normalizada. Como o TCSC opera como um compensar de reatância série no sistema, define-se a relação entre a reatância série do dispositivo e a reatância indutiva da linha como o nível de compensação série do TCSC em (280).

$$k_c(\%) = \frac{X_{TCSC(i)}}{X_l} \cdot 100 \quad (280)$$

Assim, a reatância mínima capacitiva do TCSC pode ser escrita em (281) em função da reatância de linha e do nível mínimo de compensação desejada na região capacitiva.

$$X_{TCSCmin} = \frac{k_{cmin}(\%) \cdot X_l}{100} \quad (281)$$

A partir das especificações do TCSC, e considerando-se as relações dispostas no Capítulo 2, podem-se projetar os elementos reativos. As informações necessárias para o projeto dos elementos reativos são dispostas na Tabela 2.

Tabela 2 - Informações necessárias para projeto dos elementos L e C do TCSC

Simbologia	Descrição	Valores
α_r	Ângulo de ressonância sinc(v_c)	135° (0,75 π rad)
	Ângulo de ressonância sinc(i_l)	45° (0,25 π rad)
$k_{cmin}(\%)$	Nível mínimo de compensação capacitiva	60%

Fonte: Próprio autor

A frequência de ressonância normalizada tem relação direta com o ângulo de ressonância, como indicado em (92) e ilustrado na Figura 40. A fim de se obter um único ponto de ressonância paralela para α_r igual a 45°, considerando o sincronismo pela corrente de linha, equivalente a 135° para o sincronismo com a tensão no capacitor, resultando no valor calculado da frequência de ressonância normalizada em (282).

$$\bar{\omega} = \frac{\pi}{2 \cdot (\pi - \alpha_r)} = \frac{\pi}{2 \cdot (\pi - 0,75 \cdot \pi)} = 2,0 \quad (282)$$

De (36) têm-se o valor calculado da frequência de ressonância paralela em (283).

$$\omega_0 = \omega \cdot \bar{\omega} = (2 \cdot \pi \cdot 60) \cdot 2 = 753,98 \text{ rad/s} \quad (283)$$

Recorrendo-se a (281), pode-se calcular o valor da reatância mínima do TCSC em (284) em função do nível de compensação mínima especificada e da reatância de linha do sistema.

$$X_{TCSCmin} = \frac{k_{cmin}(\%) \cdot X_l}{100} = \frac{60 \cdot 2}{100} = 1,2 \Omega \quad (284)$$

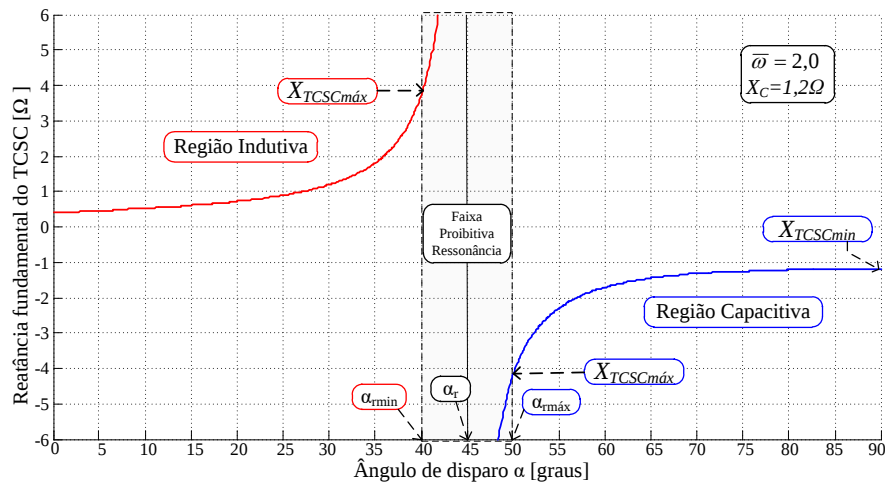
Substituindo-se em (93) e (94) os valores obtidos de reatância mínima capacitiva e frequência de ressonância normalizada, têm-se os valores calculados de capacitância e indutância dos elementos reativos do TCSC em (285) e (286).

$$C = \frac{1}{\omega \cdot X_{TCSC \min}} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 60) \cdot 1,2} = 2,2 \text{ mF} \quad (285)$$

$$L = \frac{1}{(\omega_0)^2 \cdot C} = \frac{1}{(\bar{\omega} \cdot \omega)^2 \cdot C} = \frac{1}{(753,98)^2 \cdot 2,2 \cdot 10^{-3}} = 799,6 \text{ } \mu\text{H} \quad (286)$$

A partir de (86) tem-se na Figura 81 a curva de reatância fundamental do TCSC dadas as especificações contidas na Tabela 2 e considerando os elementos reativos ideais. As equações no Capítulo 2 foram obtidas considerando a corrente de linha na referência fasorial e, portanto, o cruzamento por zero da tensão no capacitor como referência para o ângulo de disparo. No entanto, como indicado na subseção 3.3.3, a implementação digital do sincronismo dos tiristores é realizada pelo processamento analógico das correntes de linha. Assim, todos os gráficos, que integrarem os resultados que seguem, serão apresentados com referência ao ângulo de fase das correntes de linha, compreendidos na faixa de disparo $\alpha \in [0, \pi/2]$ ou, em graus, $\alpha \in [0, 90^\circ]$.

Figura 81 – Curva de reatância fundamental do TCSC.



Fonte: Próprio autor

Como já discutido anteriormente, a reatância capacitiva fixa representa a mínima reatância equivalente do TCSC e, no ponto de ressonância, a reatância fundamental tende ao infinito com aumento abrupto dos esforços de tensão e corrente na malha do TCSC. A fim de limitar os esforços de tensão e corrente sobre os elementos do TCSC, pode-se limitar ou determinar uma faixa proibitiva para operação de disparo dos tiristores contida em $\alpha \in (\alpha_{r \min}, \alpha_{r \max})$. Observe na Figura 81 que, apesar da curva de reatância fundamental conter uma faixa de 40° para disparo dos tiristores na região capacitiva, de 50° a 90°, as grandes variações de reatância ocorrem em uma faixa bem menor, basicamente de 50° a 60°. Esse efeito não linear já havia sido observado nas formas de onda instantâneas obtidas teoricamente no Capítulo 2. Na Tabela 3 estão resumidas as especificações do estágio de potência do TCSC.

Tabela 3 - Valores dos principais parâmetros do estágio de potência

Simbologia	Descrição	Valores
$\bar{\omega}$	Frequência de ressonância normalizada	2,00
ω_0	Frequência de ressonância paralela	753,98 rad/s
C	Capacitância do TCSC	2,2 mF
L	Indutância do TCSC	799,6 μ H
$X_{TCSC\ min}$	Reatância fixa capacitiva ou reatância mínima do TCSC	1,20 Ω
X_L	Reatância indutiva para condução total dos tiristores ($\alpha=0^\circ$)	0,301 Ω
$\alpha_{r\ min}$	Ângulo mínimo da faixa de ressonância	40°
$\alpha_{r\ max}$	Ângulo máximo da faixa de ressonância	50°
$k_{c\ min}(\%)$	Compensação mínima capacitiva	60% (1,2 Ω)
$k_{c\ max}(\%)$	Compensação máxima capacitiva	200% (4,0 Ω)

Fonte: Próprio autor

É natural que o ponto de operação de maior interesse para a especificação dos componentes do TCSC na região capacitiva ocorra quando o ângulo de disparo é igual a 50°, pois é nesta condição que os elementos do equipamento estarão sujeitos aos maiores esforços de tensão e corrente. Os esforços de corrente do TCSC, para o ponto de operação citado, são apresentados na Tabela 4 em função das relações matemáticas desenvolvidas na subseção 2.2.2 e considerando a base de corrente indicada na Tabela 1 ($I_l = 13,64$ A). Os esforços de corrente também são apresentados na Tabela 5 para a operação na região indutiva, quando o ângulo de disparo é igual a 40°.

Tabela 4 - Esforços de corrente para a região capacitiva

	Eficaz (A)	Pico (A)	Média (A)
Capacitor	37,68	75,68	-
Indutor	29,42	62,04	-
Tiristor	20,81	62,04	8,85

Fonte: Próprio autor

Tabela 5 - Esforços de corrente para a região indutiva

	Eficaz (A)	Pico (A)	Média (A)
Capacitor	36,58	71,87	-
Indutor	44,79	85,51	-
Tiristor	31,67	85,51	15,00

Fonte: Próprio autor

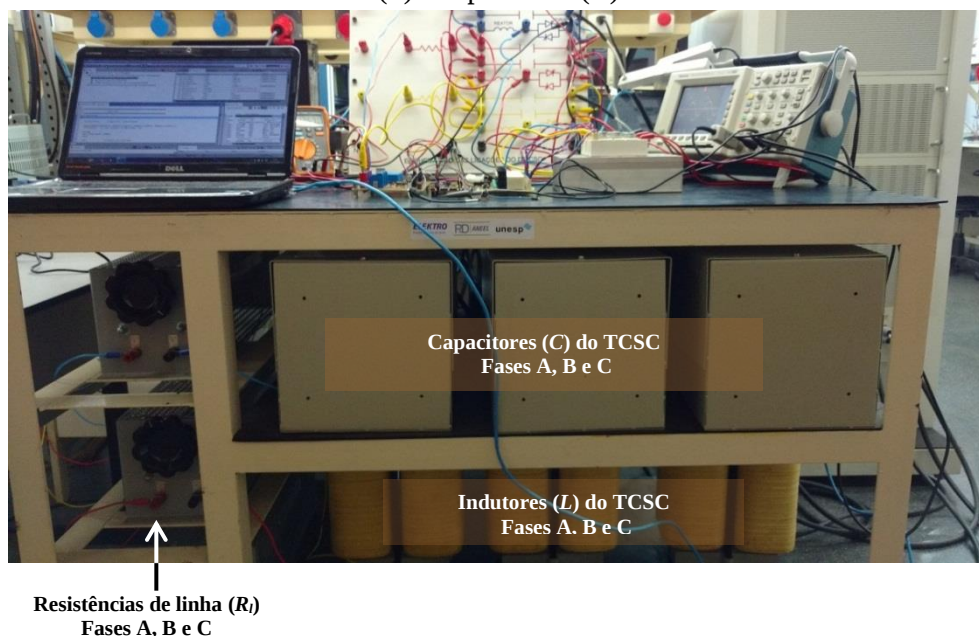
Os maiores esforços de corrente nos tiristores e reatores, componentes do ramo série do RCT, ocorrem na região indutiva e próximo ao ponto de ressonância. Ainda, para o elemento capacitivo, os maiores esforços de corrente ocorrem na região capacitiva, também próximo da região de transição. Na Tabela 6 são apresentadas as tensões máximas sobre os elementos do TCSC, obtidos de maneira análoga aos esforços de corrente, no entanto, levando em consideração a base de tensão para normalização considerada na subseção 2.2.2 ($X_C I_l = 16,37V$).

	Tabela 6 - Tensões de pico máximas (V)	
	Região capacitiva ($\alpha=50^\circ$)	Região indutiva ($\alpha=40^\circ$)
Capacitor	49,75	40,13
Indutor	43,90	43,96
Tiristor	49,75	40,13

Fonte: Próprio autor

Portanto, baseando-se na metodologia descrita e observando-se os valores contidos nos gráficos e tabelas apresentados, foram especificados os elementos de potência do TCSC. Uma visão geral da bancada laboratorial implementada para a realização dos ensaios é apresentada na Figura 82, com destaque para as resistências de linha (R_l) e para os elementos indutivos (L) e capacitivos (C) do TCSC, ambos dispostos nas partes inferiores da bancada.

Figura 82 – Protótipo do TCSC com destaque para as resistências de linha (R_l) e para os elementos indutivos (L) e capacitivos (C) do TCSC.

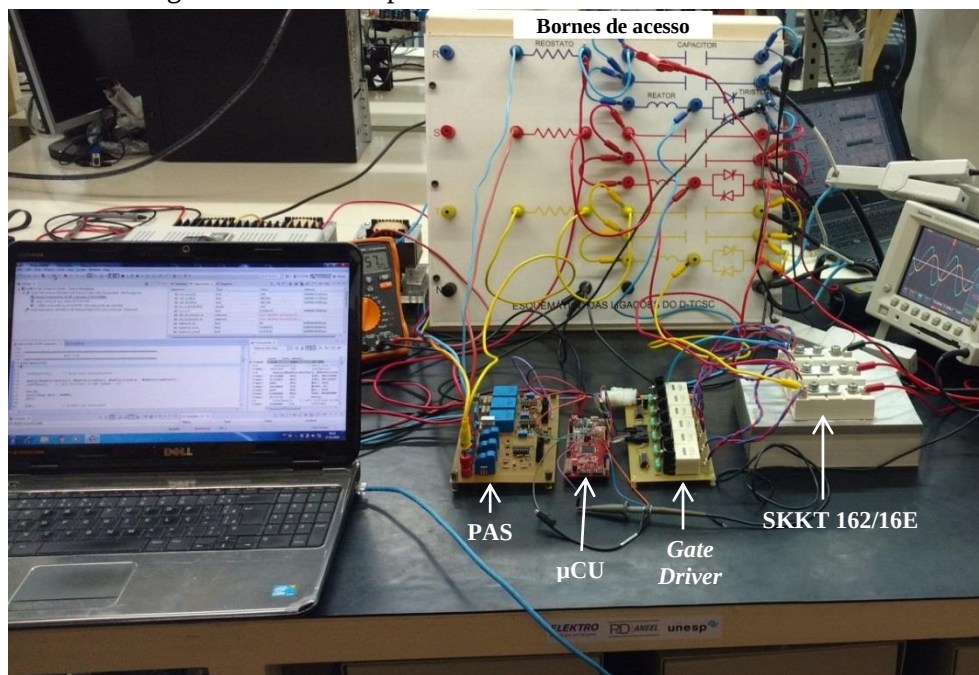


Fonte: Próprio autor

Os principais bornes de acesso, para medição e aquisição de sinais, são dispostos na parte superior da bancada, ilustrada na Figura 83. Nesta figura também é possível visualizar a placa de processamento analógico dos sinais (PAS), o microcontrolador (μ CU) aplicado para

o desenvolvimento do controle digital do sistema, o circuito de *gate driver* e os três módulos de tiristores SKKT 162/16E, montados em dissipador, e que integram os RCTs.

Figura 83 – Visão superior da bancada laboratorial do TCSC.



Fonte: Próprio autor

Os principais parâmetros dos componentes que integram o estágio de potência do TCSC são apresentados na Tabela 7. As não idealidades dos elementos são representadas pelas resistências séries do capacitor R_{sc} , resistência série do indutor R_{sl} , tensão em condução V_T e resistência em condução R_T dos tiristores. Estes parâmetros, na presença de corrente, indicam processamento de potência ativa, ou seja, perdas em condução por efeito térmico.

Tabela 7 - Componentes reais do estágio de potência do protótipo do TCSC

Componente	Parâmetro	Fase A	Fase B	Fase C
Capacitores	C	2,19 mF	2,19 mF	2,18 mF
	R_{sc}	25,0 mΩ	25,0 mΩ	21,0 mΩ
Indutores	L	800 μF	800 μF	800 μF
	R_{sl}	28,0 mΩ	31,0 mΩ	33,0 mΩ
Módulo Tiristor (SKKT 162/16E)	V_T	0,95 V	0,95 V	0,95 V
	R_T	2,0 mΩ	2,0 mΩ	2,0 mΩ

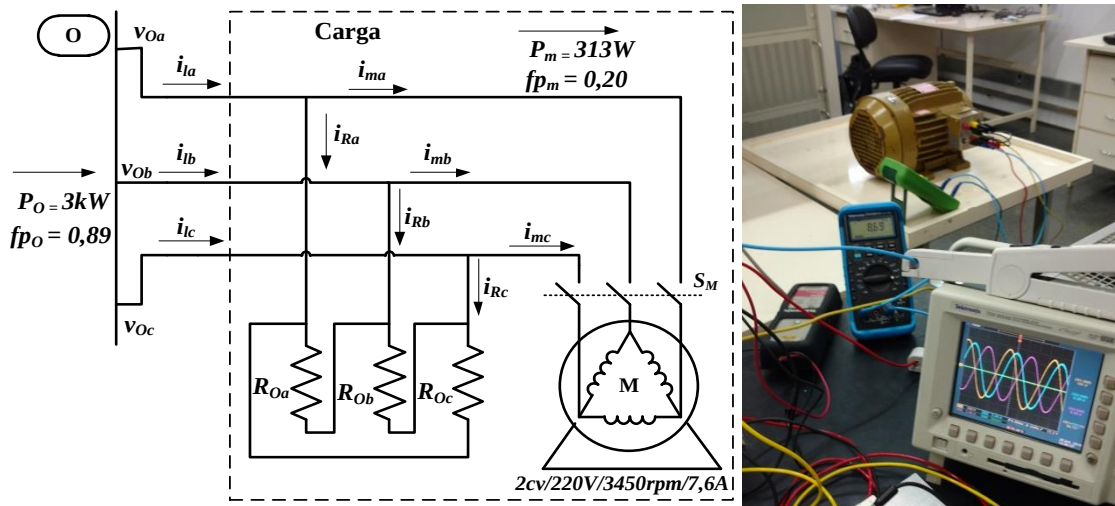
Fonte: Próprio autor

Todos os elementos internos da malha do TCSC foram construídos para suportar níveis de tensão e corrente bem acima dos valores especificados nas Tabelas 4, 5 e 6. O módulo SKKT 162/16E da *Semikron* é composto de um par de tiristores que podem ser configurados

para aplicações em “braços” de retificadores ou para aplicações em controle de sistemas em corrente alternada. Cada tiristor suporta tensões máximas de bloqueio direto e bloqueio reverso de 1,6 kV, corrente média de 160A e corrente eficaz de 250A.

A carga trifásica, generalizada na Figura 80, será composta nos ensaios experimentais por um conjunto de reostato e motor de indução trifásico operando a vazio. O esquema elétrico da conexão é apresentado na Figura 84 junto à imagem do ensaio experimental. As demandas de potência do conjunto de carga, considerando as características da linha e sem o efeito de compensação, são apresentadas na Tabela 8. As principais características nominais do motor são indicadas na própria Figura 84.

Figura 84 – Carga trifásica formada por um conjunto de reostato e motor de indução.



Fonte: Próprio autor

Tabela 8 - Características da carga trifásica

Carga	Parâmetro	Descrição	Valor
Motor a vazio	P_m	Potência ativa do motor	313,0 W
	f_{p_m}	Fator de potência do motor	0,20
Reostato	R_o	Resistência por fase do reostato	50 Ω
Conjunto	P_o	Potência ativa do conjunto	3 kW
	f_{p_o}	Fator de potência do conjunto	0,89

Fonte: Próprio autor

Nas simulações, realizadas no *software Matlab/Simulink*, as características dispostas na Tabela 7 também são inseridas no modelo. A carga, neste caso, é modelada utilizando-se resistências para representar os reostatos, e o subsistema *Three-Phase Dynamic Load*, configurado como fonte de potência, para representar a demanda do motor trifásico.

4.2 Especificação do sistema de controle

Para o desenvolvimento do sistema de controle digital proposto na seção 3.3 e ilustrado na Figura 54, considere os dados gerais apresentados na Tabela 9, para a especificação dos controladores e dos IGSO.

Tabela 9 - Dados para especificação do sistema de controle digital

Sistema	Parâmetro	Descrição	Valor
PAS	$V_{c\ off}$	Offset sinal de tensão	1,375 V
	G_{PAS_v}	Ganho da placa de PAS de tensão	$20 \cdot 10^{-3}$ V/V
	$V_{c\ max}$	Tensão de fundo de escala (pico)	68,0 V
	$i_{l\ off}$	Offset sinal de corrente	1,65 V
	G_{PAS_i}	Ganho da placa de PAS de corrente	$91 \cdot 10^{-3}$ V/A
	$I_{l\ max}$	Corrente de fundo de escala (pico)	18,0 A
A/D	f_s	Frequência de amostragem	12,480 kHz
	T_s	Período de amostragem	80,13 μ s
	$G_{A/D}$	Ganho do conversor A/D	4095/3,3
PDS correntes	I_{lb}	Corrente base para normalização	13,9 A
	K_{igso}	Coeficiente IGSO	0,8
	$\omega_{(1)}$	Frequência fundamental do IGSO	376,99 rad/s
PDS tensões	V_{cb}	Tensão base para normalização	42,2 V
	K_{igso}	Coeficientes do IGSO	0,8
	$\omega_{(1)}$	Frequência fundamental do IGSO	376,99 rad/s
	$\omega_{(3)}$	Frequência da componente de terceira harmônica do IGSO	1130,97 rad/s
	$\omega_{(5)}$	Frequência da componente de quinta harmônica do IGSO	1884,95 rad/s

Fonte: Próprio autor

Aplicando-se os dados da Tabela 9 nas relações de (238) a (245), têm-se as funções discretas referentes à implementação digital do IGSO para as correntes de linha em (287) e (288).

$$i_{l\alpha(1)[n]} = \frac{8,0 \cdot i_{l\alpha(1)[n-1]} - 3,95 \cdot i_{l\alpha(1)[n-2]} + 0,048 \cdot (i_{l_pu[n]} - i_{l_pu[n-2]})}{4,05} \quad (287)$$

$$i_{l\beta(1)[n]} = \frac{8,0 \cdot i_{l\beta(1)[n-1]} - 3,95 \cdot i_{l\beta(1)[n-2]} + 7,3 \cdot 10^{-4} \cdot (i_{l_pu[n]} + i_{l_pu[n-2]}) + 1,46 \cdot 10^{-3} \cdot i_{l_pu[n-1]}}{4,05} \quad (288)$$

As componentes ortogonais da corrente de linha são geradas a partir do sinal de corrente digitalizado e normalizado com relação ao valor base (I_{lb}) indicado na tabela de especificação. Ainda, a resposta em frequência que relaciona as saídas representadas pelas componentes α e β com o sinal de entrada, segue o comportamento indicado na Figura 56, subseção 3.3.1, para os valores de $\omega_{(1)}$ e k_{igso} indicados na especificação. Todos os filtros que constituem o IGSO e o IGSOM são especificados com o mesmo valor de k_{igso} .

O IGSOM, aplicado à tensão no capacitor, é composto de múltiplos IGSO individuais, sintonizados na componente fundamental e nas componentes de terceira e quinta harmônicas. As funções discretas, integrantes do sistema ilustrado na Figura 61, são também apresentadas baseadas nas especificações contidas na Tabela 9. As entradas de cada IGSO são apresentadas de (289) a (291). As componentes ortogonais fundamentais, saídas do sistema, são obtidas em (292) e (293), e as componentes diretas de terceira e quinta harmônicas são apresentadas em (294) e (295).

$$v_{c(1)[n]} = v_{c_pu[n]} - v_{c\alpha(3)[n-1]} - v_{c\alpha(5)[n-1]} \quad (289)$$

$$v_{c(3)[n]} = v_{c_pu[n]} - v_{c\alpha(1)[n-1]} - v_{c\alpha(5)[n-1]} \quad (290)$$

$$v_{c(5)[n]} = v_{c_pu[n]} - v_{c\alpha(1)[n-1]} - v_{c\alpha(3)[n-1]} \quad (291)$$

$$v_{c\alpha(1)[n]} = \frac{8,0 \cdot v_{c\alpha(1)[n-1]} - 3,95 \cdot v_{c\alpha(1)[n-2]} + 0,048 \cdot (v_{c(1)[n]} - v_{c(1)[n-2]})}{4,05} \quad (292)$$

$$v_{c\beta(1)[n]} = \frac{8,0 \cdot v_{c\beta(1)[n-1]} - 3,95 \cdot v_{c\beta(1)[n-2]} + 7,3 \cdot 10^{-4} \cdot (v_{c(1)[n]} + v_{c(1)[n-2]}) + 1,46 \cdot 10^{-3} \cdot v_{c(1)[n-1]}}{4,05} \quad (293)$$

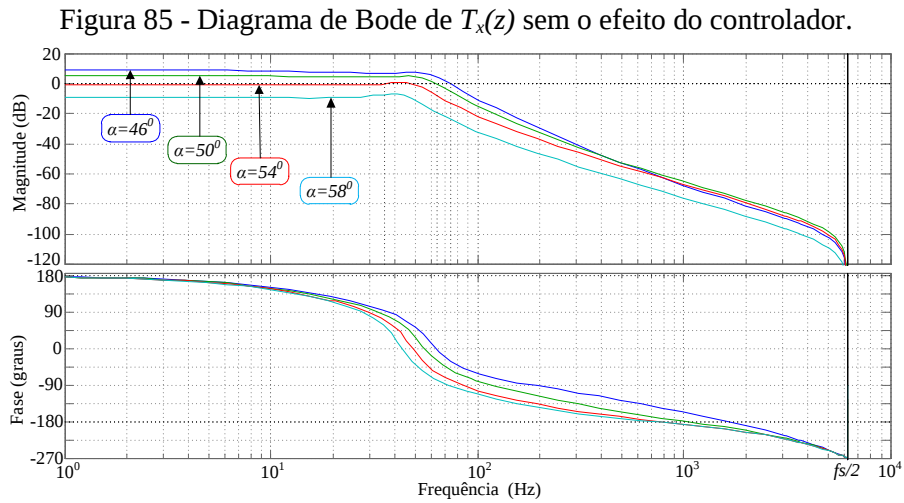
$$v_{c\alpha(3)[n]} = \frac{7,98 \cdot v_{c\alpha(3)[n-1]} - 3,86 \cdot v_{c\alpha(3)[n-2]} + 0,15 \cdot (v_{c(3)[n]} - v_{c(3)[n-2]})}{4,15} \quad (294)$$

$$v_{c\alpha(5)[n]} = \frac{7,95 \cdot v_{c\alpha(5)[n-1]} - 3,78 \cdot v_{c\alpha(5)[n-2]} + 0,242 \cdot (v_{c(5)[n]} - v_{c(5)[n-2]})}{4,26} \quad (295)$$

A reatância fundamental instantânea de realimentação é obtida em (296) pela relação entre as magnitudes fundamentais da tensão no capacitor e da corrente de linha, considerando as respectivas bases para a normalização.

$$X'_{TCSC(1)[n]} = \frac{V_{Cb}}{I_{lb}} \cdot \frac{v_{c(1)mag}[n]}{i_{l(1)mag}[n]} = \frac{V_{Cb}}{I_{lb}} \cdot \frac{\sqrt{v_{c\alpha(1)[n]}^2 + v_{c\beta(1)[n]}^2}}{\sqrt{i_{l\alpha(1)[n]}^2 + i_{l\beta(1)[n]}^2}} \quad (296)$$

A reatância fundamental obtida é realimentada, comparada com a referência desejada, e processada pelo controlador proporcional-integral com saturação *anti-windup*, que atualiza os ângulos de disparos para a comparação nos módulos de *PWM*. Tanto a estrutura do controlador digital, quanto o método para a determinação dos ganhos k_p e k_i foram discutidos na subseção 3.3.2. Os requisitos de desempenho e estabilidade do sistema de controle serão baseados na resposta em frequência do ganho de malha $T_x(z)$, definido em (266) como o produto de todos os ganhos que compõem a malha de controle no modelo à pequenos sinais discretizado da Figura 66. A resposta em frequência do ganho de malha $T_x(z)$, ainda sem o efeito do controlador, é apresentada na Figura 85 para quatro pontos de operação distintos, com α igual a 46° , 50° , 54° e 58° . Observe na curva de reatância, Figura 81, que tal faixa de operação compreende a região de maior efeito sobre as variações de reatância do sistema.



Fonte: Próprio autor

As respostas em frequência de $T_x(z)$ representam o efeito da planta $G_{x\alpha}(z)$ e do IGSO $G_{IGSO}(z)$. A função de transferência $G_{IGSO}(z)$, representada por um filtro passa-baixas de primeira ordem, não altera o ganho CC do sistema, mas insere um polo na frequência de 24,0 Hz. A planta $G_{x\alpha}(z)$ representa um sistema de segunda ordem com duplo polo e um zero, ambos dependentes do ponto de operação do sistema. É interessante notar na Figura 85 a resposta em fase de $G_{x\alpha}(z)$ na frequência nula; o deslocamento de 180° indica que variações negativas no ângulo de disparo causam variações positivas nos níveis de compensação. Ainda, o ponto de operação crítico para o projeto dos controladores de reatância ocorre quando o TCSC opera com nível máximo de compensação, onde os ganhos de $T_x(z)$ são maiores.

Garantindo-se margem de fase positiva para este ponto de operação, é natural que o sistema seja estável para os demais pontos. Nota-se, ainda, que os gráficos de $T_x(z)$ são resolvidos até a frequência de *Nyquist*, uma vez que, em sistemas discretos, a frequência de amostragem do sistema deve ser no mínimo, duas vezes maior que a máxima componente de frequência do sinal processado.

Os parâmetros do controlador proporcional-integral com saturação *anti-windup*, desenvolvidos baseados na resposta em frequência de $T_x(z)$, são apresentados na Tabela 10.

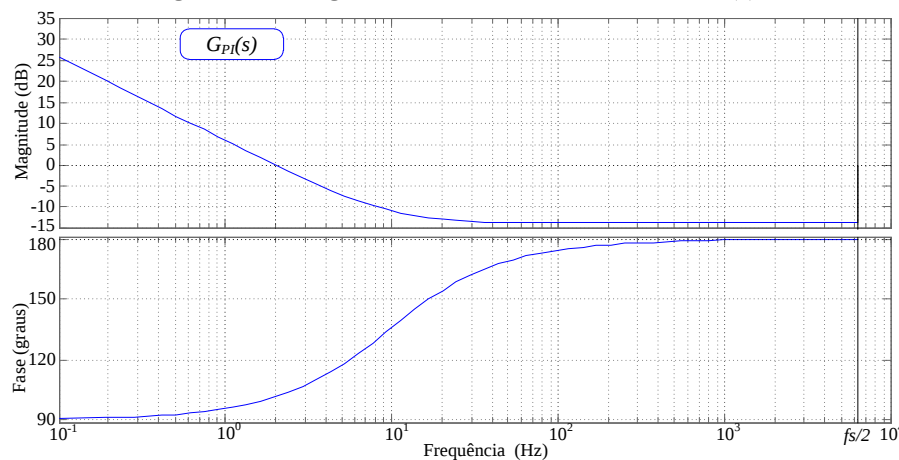
Tabela 10 - Parâmetros do controlador digital proporcional-integral com *anti-windup*

Sistema	Parâmetro	Descrição	Valor
Controlador PI com WD	k_p	Constante proporcional	-0,204
	k_I	Constante integral	-12,34
	k_b	Constante integral <i>anti-windup</i>	1,58
	α_{max}	Limite superior do saturador	1,484
	α_{min}	Limite inferior do saturador	0,803
	$b_{0\ pi}$	Coeficiente da função discreta	-0,2045
	$b_{1\ pi}$	Coeficiente da função discreta	0,2035
	$c_{0\ pi}$	Coeficiente da função discreta	$6,33 \cdot 10^{-5}$

Fonte: Próprio autor

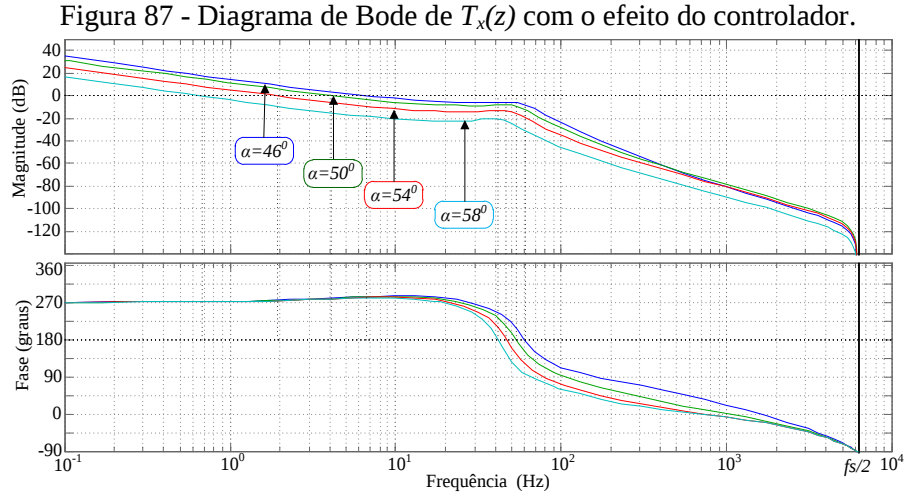
A resposta em frequência do controlador $G_{PI}(z)$ é apresentada na Figura 86. O controlador apresenta um polo na origem e um zero em torno da frequência de 10 Hz. O ganho para frequências acima do zero é igual a -13,8 dB (decibéis).

Figura 86 - Diagrama de Bode do controlador $G_{PI}(z)$.



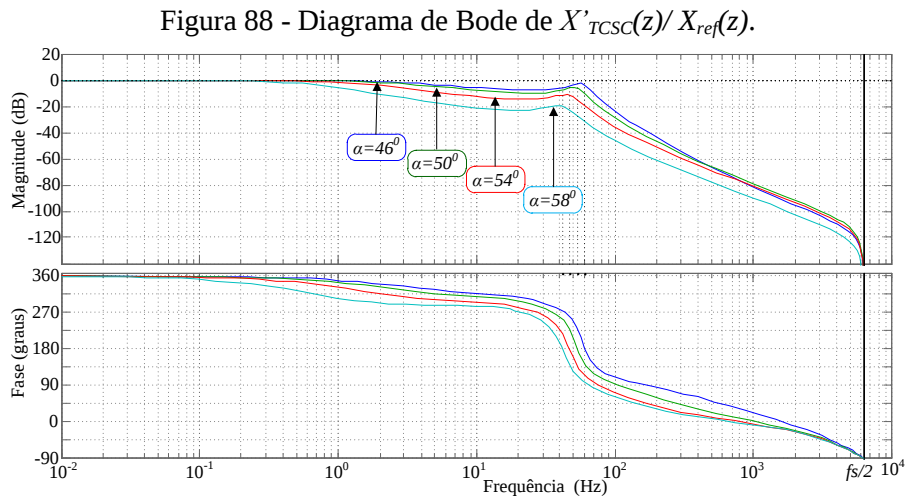
Fonte: Próprio autor

O diagrama de Bode de $T_x(z)$ com o efeito do controlador é apresentado na Figura 87, com frequência de cruzamento para α igual 46° em torno de 8,0 Hz e margem de fase positiva para toda a faixa de operação analisada.



Fonte: Próprio autor

O diagrama de Bode do sistema em malha fechada, que relaciona a reatância fundamental de realimentação $X'_{TCSC(1)}(z)$ com a reatância de referência $X_{ref}(z)$, definido em (268), é apresentado na Figura 88. A tendência, quando se analisa a resposta em frequência obtida, é que a reatância fundamental realimentada $X'_{TCSC(1)}(z)$ siga a referência imposta no sistema de controle $X_{ref}(z)$ com erro nulo em regime permanente.



Fonte: Próprio autor

O cálculo do ângulo de disparo é realizado pelo processamento digital do erro de reatância fundamental, descrito em (297). Portanto, as funções discretas para implementação do controlador digital são apresentadas de (298) a (300), aplicando-se as especificações da Tabela 10 nas relações já dispostas em (255) a (257).

$$err_{[n]} = X_{ref[n]} - X'_{TCSC(1)[n]} \quad (297)$$

$$\alpha'_{[n]} = \alpha'_{[n-1]} - 0,2045 \cdot err_{[n]} + 0,2035 \cdot err_{[n-1]} + 6,33 \cdot 10^{-5} \cdot (err_{sat[n-1]} + err_{sat[n-2]}) \quad (298)$$

$$\alpha_{[n]} = \begin{cases} 1,484 & se(\alpha'_{[n]} \geq 1,484) \\ 0,803 & se(\alpha'_{[n]} \leq 0,803) \\ \alpha'_{[n]} & se(0,803 < \alpha'_{[n]} < 1,484) \end{cases} \quad (299)$$

$$err_{sat[n]} = \alpha_{[n]} - \alpha'_{[n]} \quad (300)$$

As saídas dos controladores são limitadas pelo saturador para que o *TCSC* opere na região capacitiva, com os ângulos de disparo limitados na faixa de 46° a 85°.

Os ângulos de disparos obtidos do processamento digital de sinais são carregados nos registradores de comparação dos módulos de *PWM*, que são sincronizados pelos comparadores analógicos para gerar os pulsos de disparo dos tiristores. Estes pulsos de disparo são enviados à placa de *driver* que condiciona os sinais e oferece o isolamento necessário para o disparo efetivo e seguro dos tiristores dos RCTs. As principais especificações dos periféricos do microcontrolador, responsáveis pelo sincronismo e geração dos pulsos de disparo dos tiristores, são apresentados na Tabela 11, baseados no desenvolvimento realizado na subseção 3.3.3.

Tabela 11 - Especificação dos periféricos do microcontrolador

Sistema	Parâmetro	Descrição	Valor
<i>EPWM8A</i> (SOCs)	f_{base}	Frequência base para o contador	80,5 MHz
	f_{pwm}	Frequência do <i>PWM</i>	12,480 kHz
	<i>TBPRD</i>	Período em ciclos base	6450
Comp. Analógicos c/ histerese	R_{th}	Resistência de saída da placa de PAS	250 Ω
	R_2	Resistência de realimentação da histerese	60 k Ω
	Δi_{lh}	Banda de histerese do sinal corrente	13,8 mV
<i>EPWM1A-EPWM6A</i> (pulsos)	f_{base}	Frequência base para o contador	2,5 MHz
	$\Delta \alpha$	Mínimo passo angular proporcionado	0,00864°
	f_{pwm}	Frequência do <i>PWM</i> definido pelo pulso de sincronismo	<i>COMPxOUT</i>
	$\Delta \theta$	Extensão do pulso de disparo	30°
	<i>TBPRD</i>	Período em ciclos base	45454

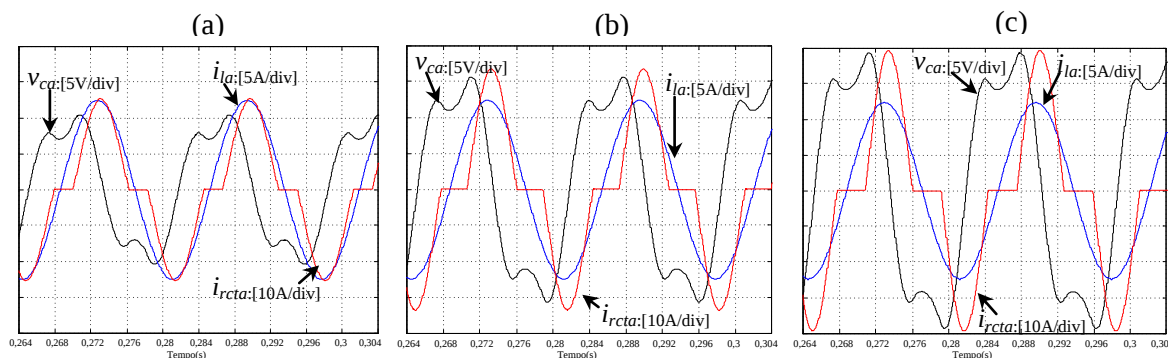
Fonte: Próprio autor

O processo de sincronismo, realizado paralelamente ao processamento digital na CPU, através dos periféricos analógicos e digitais do microcontrolador permite elevada resolução angular com passo mínimo de $0,00864^\circ$.

4.3 Resultados para operação em malha aberta

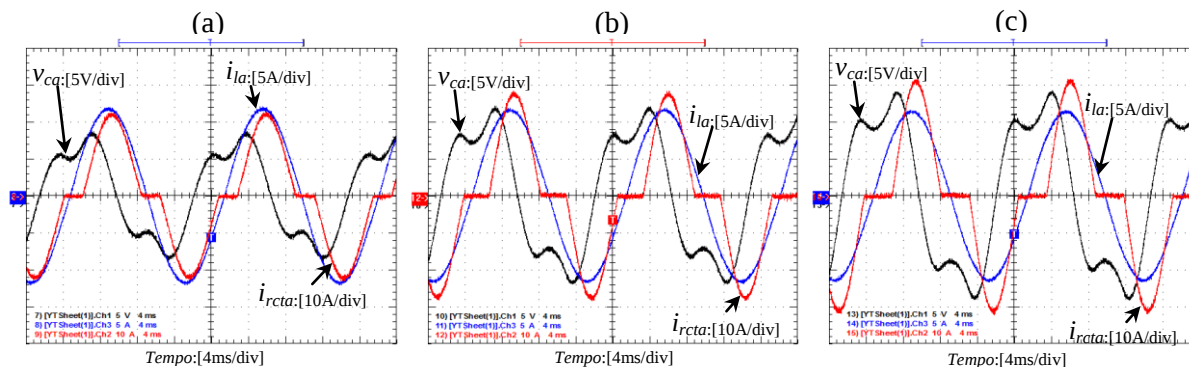
Os resultados da operação do TCSC em malha aberta buscam caracterizar o equipamento no que se refere às características de impedância fundamental, à qualidade no processamento de energia, aos níveis de distorção harmônica total na tensão do capacitor e ao efeito de regulação de tensão de carga para o regime permanente. Os resultados experimentais e de simulação serão apresentados tão próximos quanto possíveis, a fim de se valorizar a comparação entre estes. Na Figura 89 são apresentadas as formas de onda referentes à simulação da tensão no capacitor, da corrente de linha e da corrente no RCT do TCSC para operação na região indutiva em três pontos de operação específicos, onde ocorrem as maiores variações de impedância do dispositivo. Os resultados equivalentes experimentais são apresentados na Figura 90.

Figura 89 – Formas de onda de simulação da tensão no capacitor, corrente de linha e corrente no RCT da fase A do TCSC para operação indutiva: (a) $\alpha = 30^\circ$, (b) $\alpha = 40^\circ$, (c) $\alpha = 44^\circ$.



Fonte: Próprio autor

Figura 90 – Formas de onda experimentais da tensão no capacitor, corrente de linha e corrente no RCT da fase A do TCSC para operação indutiva: (a) $\alpha = 30^\circ$, (b) $\alpha = 40^\circ$, (c) $\alpha = 44^\circ$.

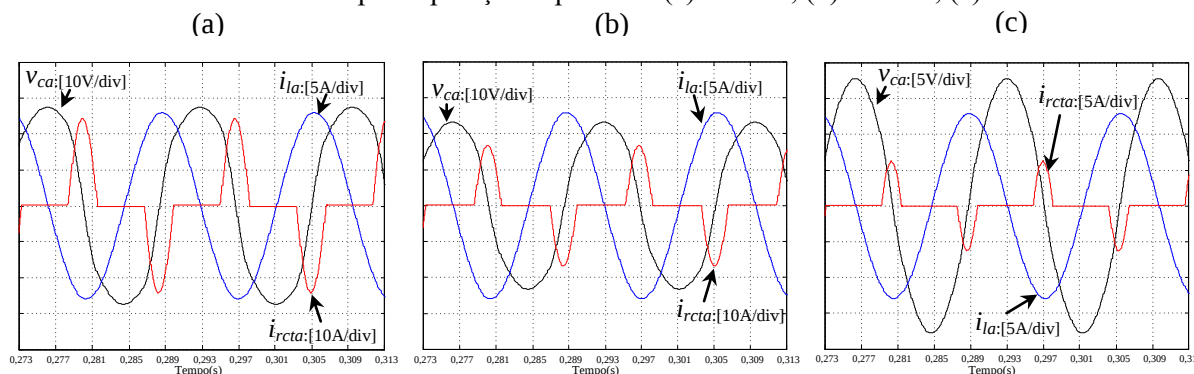


Fonte: Próprio autor

Como era de se esperar, a operação na região indutiva implica em distorções relevantes na tensão do capacitor. Ainda, pode-se notar, qualitativamente, que as componentes fundamentais da tensão no capacitor e da corrente de linha não mantêm entre si relação de ortogonalidade. Tal fato implica, do ponto de vista de processamento de energia, em perdas associadas às não idealidades intrínsecas dos elementos reativos e semicondutores de potência presentes na malha do TCSC.

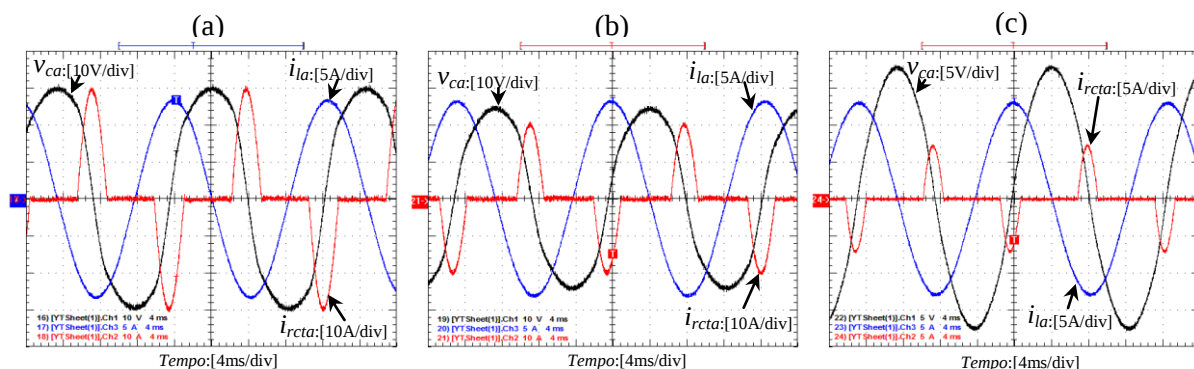
Na Figura 91 são apresentadas as formas de onda obtidas por simulação, para três pontos de operação específicos, referentes às tensões e correntes internas do TCSC para a operação capacitiva. Os mesmos resultados, obtidos experimentalmente, podem ser analisados na Figura 92.

Figura 91 – Formas de onda de simulação da tensão no capacitor, corrente de linha e corrente no RCT da fase A do TCSC para operação capacitiva: (a) $\alpha = 46^\circ$, (b) $\alpha = 50^\circ$, (c) $\alpha = 60^\circ$.



Fonte: Próprio autor

Figura 92 – Formas de onda experimentais da tensão no capacitor, corrente de linha e corrente no RCT da fase A do TCSC para operação capacitiva: (a) $\alpha = 46^\circ$, (b) $\alpha = 50^\circ$, (c) $\alpha = 60^\circ$.



Fonte: Próprio autor

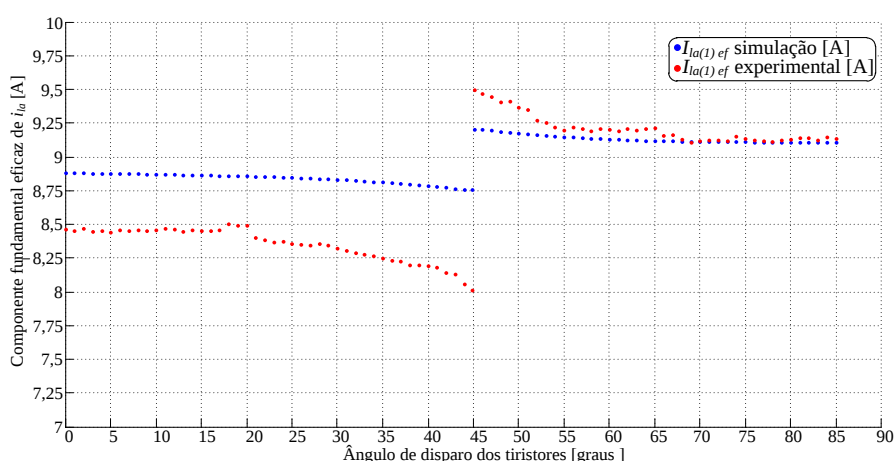
Na região capacitiva, as formas de onda da tensão no capacitor apresentam baixa distorção e mantém aparente relação de ortogonalidade com as correntes de linha. Ainda, é possível verificar de maneira qualitativa a característica não linear que relaciona as variações de magnitude das tensões no capacitor com as variações do ângulo de disparo dos tiristores. A

corrente de linha é pouco afetada pelas variações de ângulo de disparo, uma vez que depende basicamente das condições de carga.

As análises baseadas nas características instantâneas das formas de onda, para pontos de operação específicos, resultam em conclusões que indicam tendências de comportamento do sistema. No entanto, quando se busca a quantificação destes comportamentos, faz-se necessário a obtenção de parâmetros que indiquem, numericamente e através de gráficos, o comportamento do TCSC para toda a faixa de operação. Para a análise e geração de gráficos comparativos, realizaram-se aquisições de dados, via osciloscópio, referentes às formas de onda de tensão no capacitor, corrente de linha e corrente no RCT para ângulos de disparo que variam de 0° a 85° com passo angular de 1 grau. Os dados foram processados pelo *software WaveStar*, desenvolvido pelo próprio fabricante do osciloscópio, e pelo *software MATLAB*. Os resultados de simulação também foram obtidos para a faixa de operação citada.

Na Figura 93 é possível verificar a demanda, em corrente, solicitada pela carga nos ensaios laboratoriais e na simulação. Os valores estão próximos da especificação para as condições nominais de carga, havendo pequena diferença, principalmente na operação indutiva. Nessa região, o efeito distinto entre a carga efetivamente aplicada no ensaio, reostato mais motor à vazio, e a carga simulada, reostato mais fonte de potência constante, fica mais evidente devido à baixa regulação do sistema.

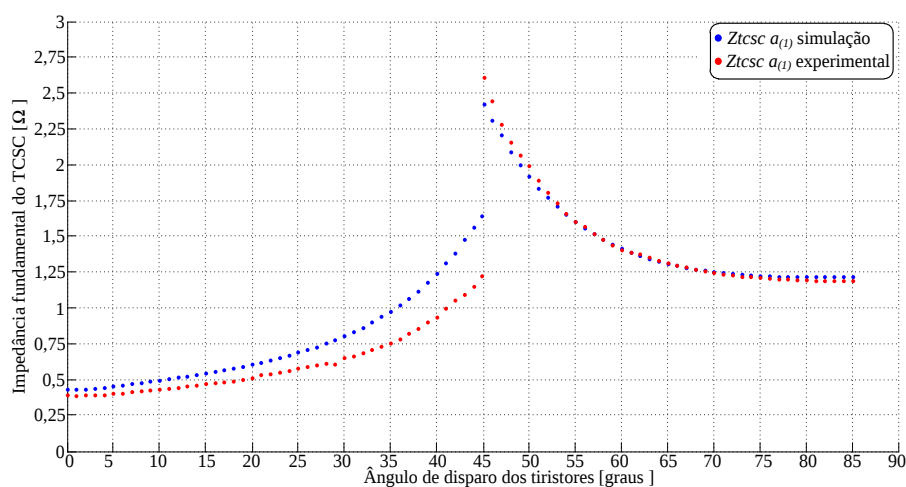
Figura 93 –Valores eficazes fundamentais da corrente de linha do TCSC.



Fonte: Próprio autor

Na Figura 94 é apresentado o comportamento da impedância fundamental do TCSC para ampla faixa de variação em ângulo de disparo, e considerando a demanda da carga apresentada na Figura 93. Como indicado nas formas de onda apresentadas no início da subseção, a variação no ângulo de disparo dos tiristores implica diretamente na variação da tensão no capacitor e, por consequência, na impedância do sistema.

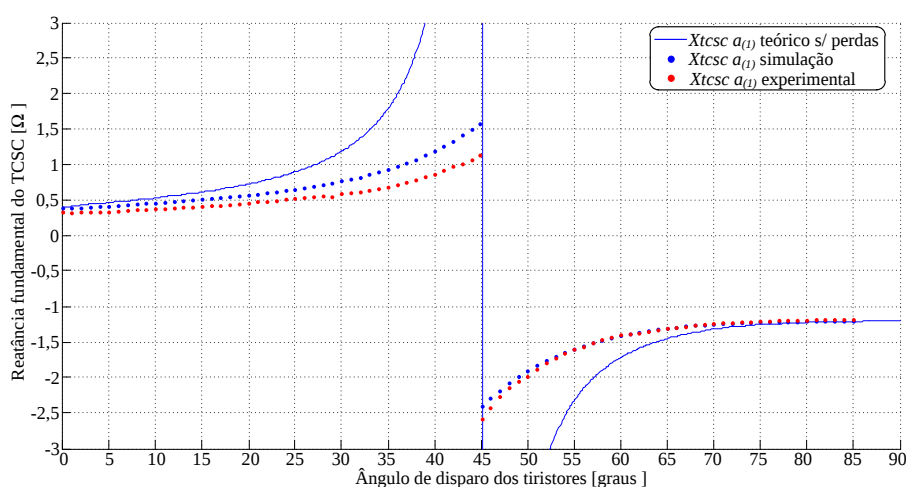
Figura 94 – Impedância fundamental do TCSC.



Fonte: Próprio autor

No caso ideal, sem dissipação de energia, a impedância fundamental do TCSC seria igual à reatância fundamental, e o deslocamento fundamental entre tensão do capacitor e corrente de linha seria igual a 90° , com resistência equivalente nula. No entanto, como se pode identificar na Figura 95, o efeito da dissipação de energia altera a característica da curva de reatância fundamental, principalmente nas regiões próximas do que seria o ponto de ressonância interno do TCSC. O aumento da corrente eficaz no RCT nessa região provoca o aumento das perdas ôhmicas nas resistências séries destes componentes, identificado pelo deslocamento angular fundamental entre as formas de onda da tensão no capacitor e da corrente de linha. Na Figura 95 são apresentadas a curva de reatância fundamental teórica sem perdas, e as curvas de reatância fundamental experimental e de simulação com os efeitos associados ao processamento de energia real do sistema.

Figura 95 – Reatância fundamental do TCSC.

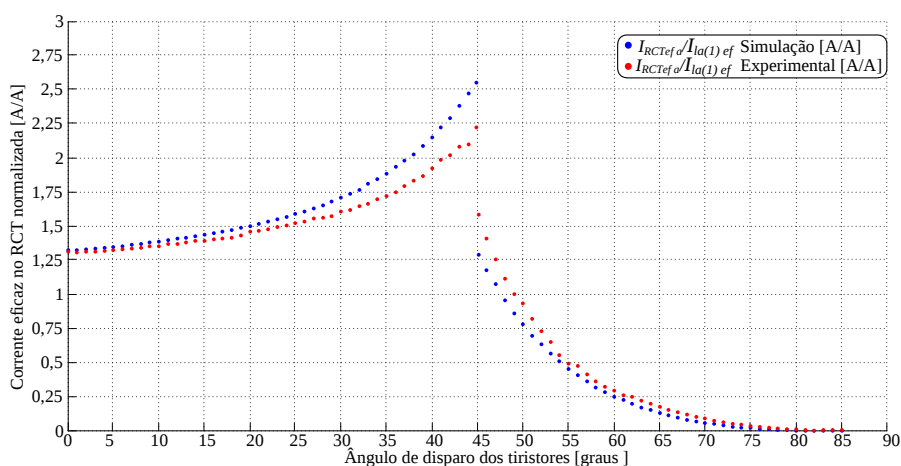


Fonte: Próprio autor

Na região capacitiva, as características de reatância fundamental experimental e de simulação são confirmadas; na região indutiva, há uma pequena diferença devido à modelagem da carga. Nota-se, então, que o protótipo apresenta uma faixa de compensação na região capacitiva que varia de um mínimo de 60% com o RCT bloqueado, atingindo 100% quando o ângulo de disparo é de 50° e, chegando a 125% de compensação reativa no que seria o ponto de ressonância.

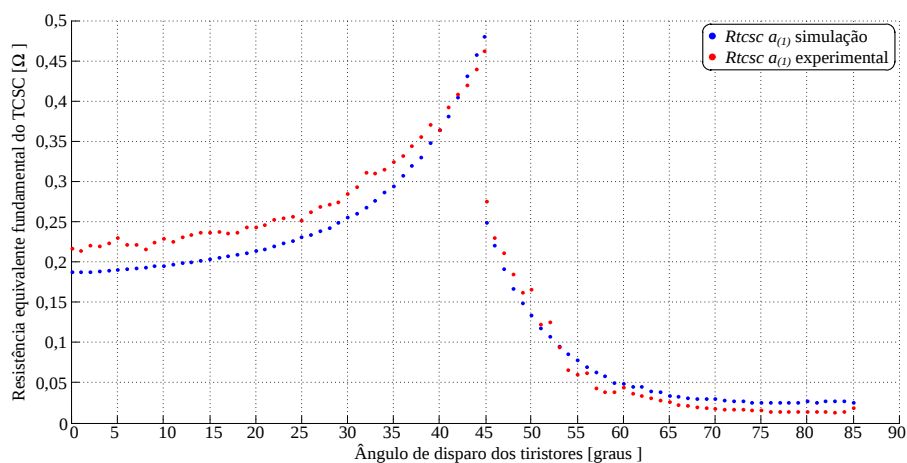
Os resultados apresentados na Figura 96 e na Figura 97 indicam, implicitamente, a causa e o efeito das perdas associadas ao processamento de potência ativa pelo TCSC. Na Figura 96 fica evidente o aumento da corrente eficaz no RCT quando o TCSC opera na região indutiva e nas regiões próximas à região transição. O comportamento da resistência equivalente fundamental do TCSC é obtido na Figura 97.

Figura 96 – Corrente eficaz no RCT normalizada.



Fonte: Próprio autor

Figura 97 – Resistência equivalente fundamental do TCSC.

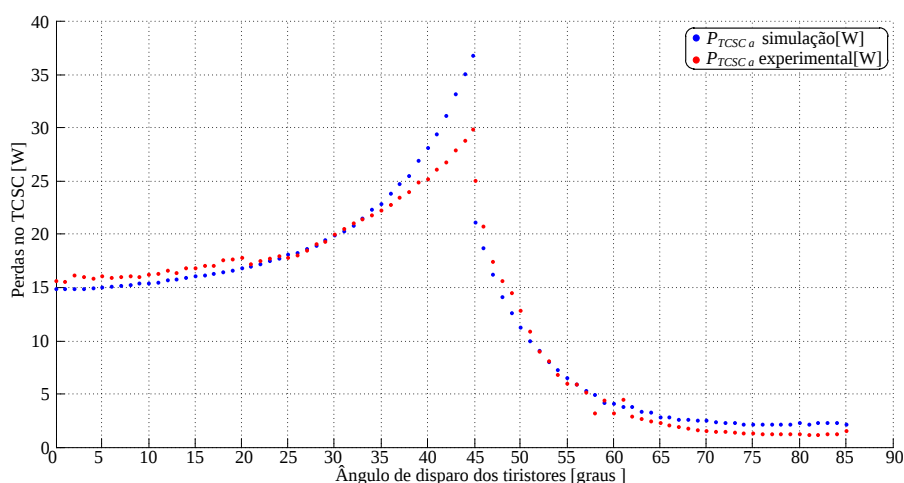


Fonte: Próprio autor

A resistência equivalente fundamental do TCSC é obtida com base no valor da impedância fundamental, ilustrada na Figura 94, e no valor do deslocamento fundamental entre a tensão no capacitor e a corrente de linha. Nota-se no gráfico da Figura 97, a semelhança no comportamento da resistência equivalente do TCSC com a corrente no RCT e, consequentemente, com as perdas do TCSC, indicadas na Figura 98.

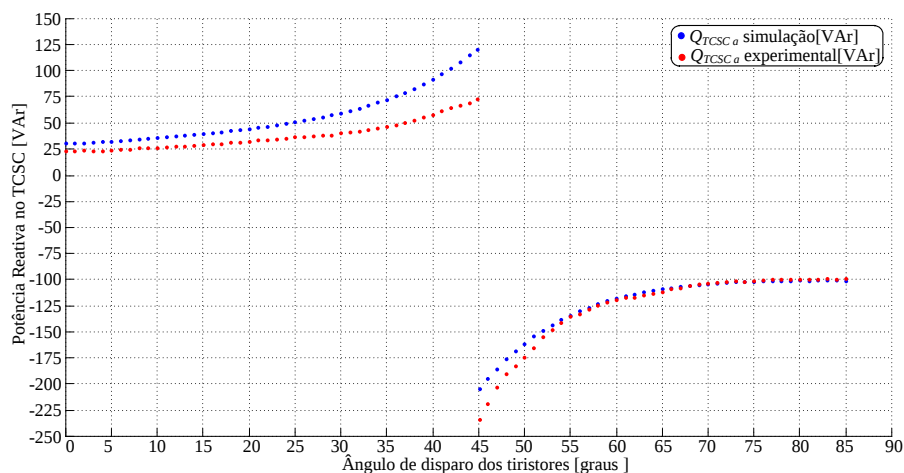
Se o objetivo da aplicação do TCSC no sistema de distribuição de energia elétrica consiste na regulação de tensão na carga, torna-se mais relevante a avaliação do processamento de energia do dispositivo para a operação na região capacitiva. Nesta região, é importante observar que as perdas, ilustradas na Figura 98, são relativamente baixas se comparadas aos valores de potência reativa e aos valores de potência aparente, apresentadas, respectivamente, na Figura 99 e na Figura 100.

Figura 98 – Perdas no TCSC.



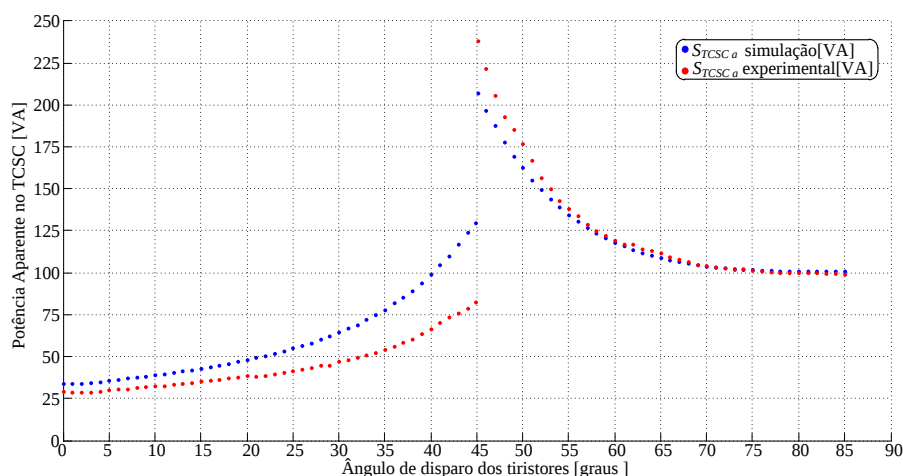
Fonte: Próprio autor

Figura 99 – Potência reativa processada pelo TCSC.



Fonte: Próprio autor

Figura 100 – Potência aparente processada pelo TCSC.

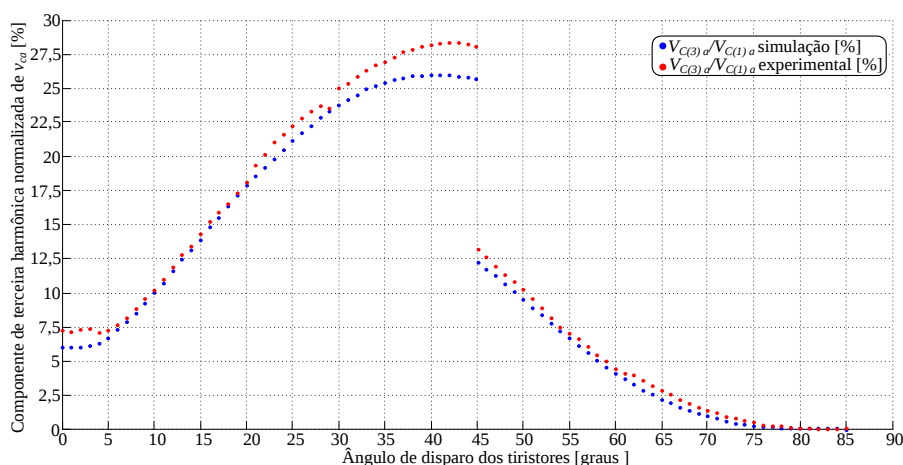


Fonte: Próprio autor

As perdas relativas máximas na região capacitiva, quando o TCSC opera com ângulo de disparo de 45° , chegam a 10% da potência aparente processada neste mesmo ponto de operação. Ainda, é interessante observar a existência de uma pequena parcela de potência não-ativa, diferente da potência reativa e relacionada, para o caso específico, com a distorção harmônica da tensão no capacitor (IEEE, 2010). Além de influenciar nas características do sistema de potência, a identificação do conteúdo harmônico da tensão no capacitor é importante, uma vez que indica a quantidade e o comportamento dos filtros digitais sintonizados, integrantes dos IGSOM de tensão.

O comportamento da componente de terceira harmônica da tensão no capacitor, em relação à componente fundamental, é apresentado na Figura 101 como função do ângulo de disparo dos tiristores.

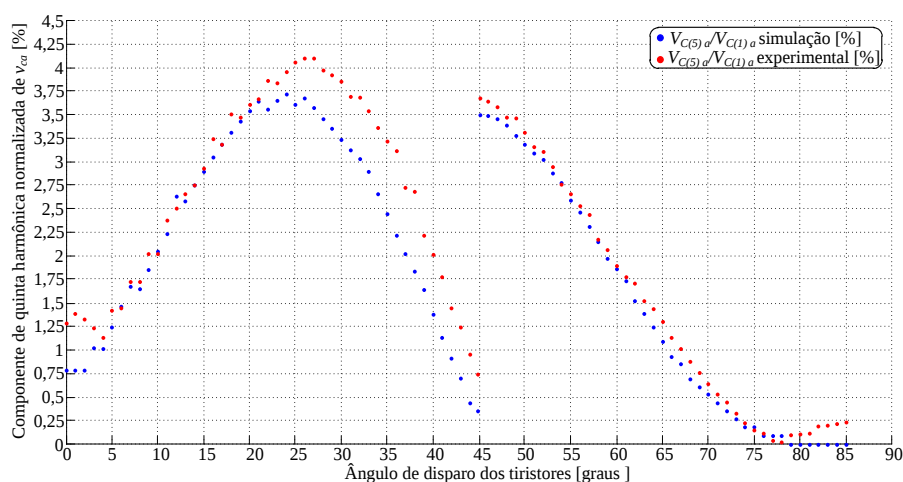
Figura 101 – Componente de terceira harmônica normalizada da tensão no capacitor.



Fonte: Próprio autor

No pior caso, a terceira harmônica chega a representar 29% da componente fundamental, quando o TCSC opera na região indutiva com ângulo de disparo em torno de 42° . Na região capacitiva, o pior cenário ocorre quando o TCSC opera no limite da transição entre as regiões, com a componente de terceira harmônica representando 13% da componente fundamental. Na Figura 102 é apresentado o comportamento relativo da componente de quinta harmônica da tensão sobre o capacitor do TCSC, também como porcentagem da componente fundamental.

Figura 102 – Componente de quinta harmônica normalizada da tensão no capacitor.

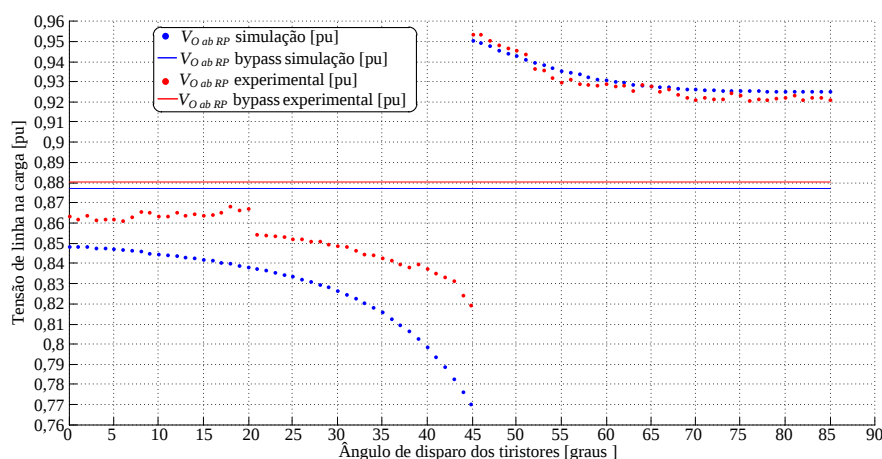


Fonte: Próprio autor

Neste caso, o valor máximo da componente de quinta harmônica chega a 4,12% na região indutiva e a 3,7% na região capacitiva. As demais componentes harmônicas são bem pequenas e pouco influenciam no sistema.

Finalmente, o comportamento da regulação de tensão na carga é apresentado na Figura 103.

Figura 103 – Tensão de linha normalizada na carga.

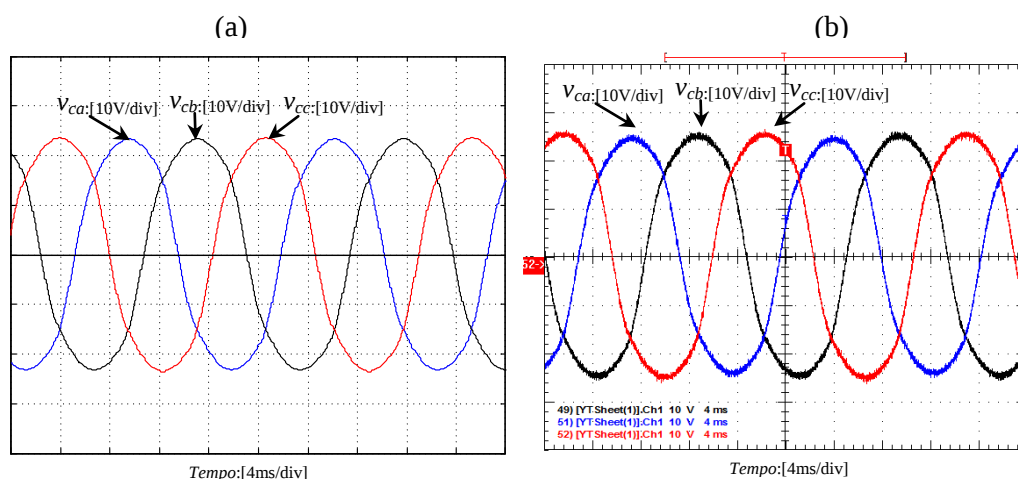


Fonte: Próprio autor

Os gráficos experimentais e de simulação representam a tensão, em regime permanente, de linha na carga $V_{O\ ab\ RP}$, normalizada com relação à tensão base de 220V, para duas situações específica: operação sem o efeito do compensador (*bypass*) e operação com o efeito do compensador para ampla faixa de variação em ângulo de disparo. Nota-se na Figura 103 uma diferença na característica de regulação de tensão experimental e de simulação para a operação na região indutiva, justificada pela modelagem da carga. Nessa região, a regulação de tensão é menor devido à inserção de reatância indutiva série na linha, tendo como efeito direto o aumento da corrente para cargas modeladas como potência constante. Considerando-se os resultados experimentais e tomando como referência o valor de tensão na carga para a condição de *bypass* (0,88 pu), a operação do compensador série resulta em um aumento no valor da tensão na carga que varia de 4%, para compensação mínima de reatância série, até 7%, quando o TCSC opera com compensação máxima da reatância de linha.

Os resultados apresentados até o momento referem-se às tensões e correntes do módulo da fase A do TCSC. A princípio, os resultados para as demais fases deveriam ser equivalentes, considerando-se o sistema trifásico e balanceado. Na Figura 104 são apresentados os resultados de simulação e experimental referentes às formas de onda trifásicas da tensão no capacitor do TCSC para o ângulo de disparo igual a 50° . A tensão do capacitor na fase A do protótipo apresenta uma pequena diferença em magnitude com relação às fases B e C, causada, ao que tudo indica nas medições, por um pequeno desequilíbrio no *variac* utilizado como fonte no sistema. Ainda, mesmo se houvesse um desequilíbrio causado por uma diferença nos valores dos elementos internos da malha do TCSC, os controladores de reatância garantiriam a mesma reatância nas três fases para a operação em malha fechada.

Figura 104 – Formas de onda trifásicas da tensão no capacitor para operação capacitiva com ângulo de disparo α igual a 50° : (a) Simulação *Matlab/Simulink*, (b) Experimental.

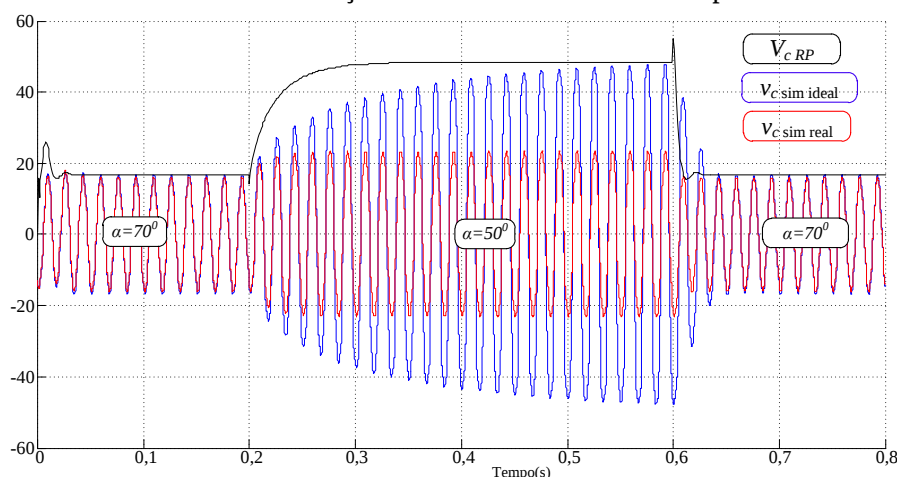


Fonte: Próprio autor

A análise dinâmica do TCSC operando em malha aberta será testada considerando variações em degraus nos ângulos de disparo dos tiristores. Este teste é submetido ao protótipo, no ensaio experimental, e é, também, simulado no *software Matlab/Simulink* considerando três modelos distintos: modelo dinâmico fasorial fundamental descrito pelas equações de estado em (160), modelo ideal no domínio do tempo, e modelo real no domínio do tempo. O que difere as simulações dos modelos ideal e real, no domínio do tempo, é a consideração ou não das resistências séries e da tensão em condução dos tiristores e dos elementos reativos do RCT apresentados na Tabela 7.

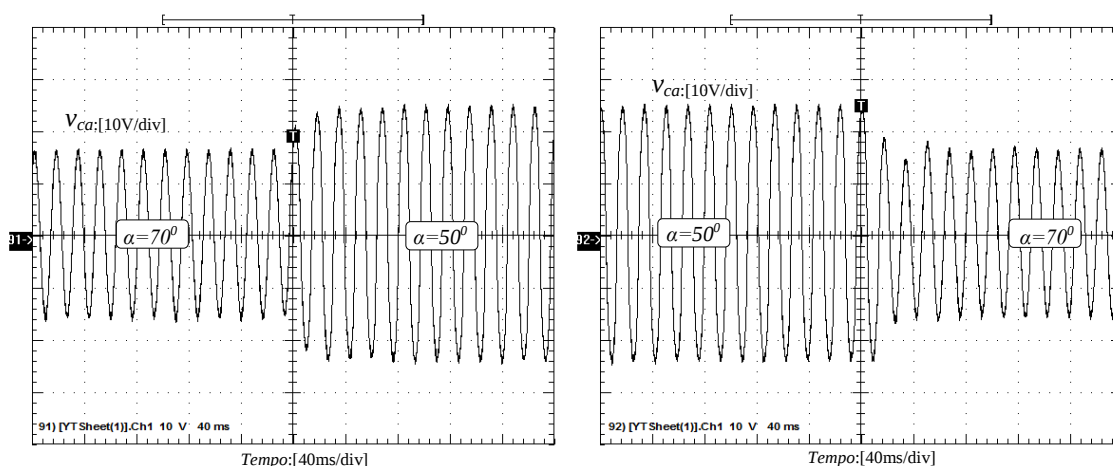
Na Figura 105 é apresentada a resposta dinâmica da tensão no capacitor do TCSC para a simulação ideal no domínio do tempo ($V_{c \text{ sim ideal}}$), para a simulação real no domínio do tempo ($V_{c \text{ sim real}}$) e para a simulação do modelo fasorial fundamental ($V_{c \text{ RP}}$) definido em (165). Os resultados experimentais equivalentes são apresentados na Figura 106.

Figura 105 – Dinâmica da tensão no capacitor considerando o resultado do modelo fasorial e o resultado de simulações com e sem resistências de perdas.



Fonte: Próprio autor

Figura 106 – Resultado experimental da dinâmica da tensão no capacitor em malha aberta.

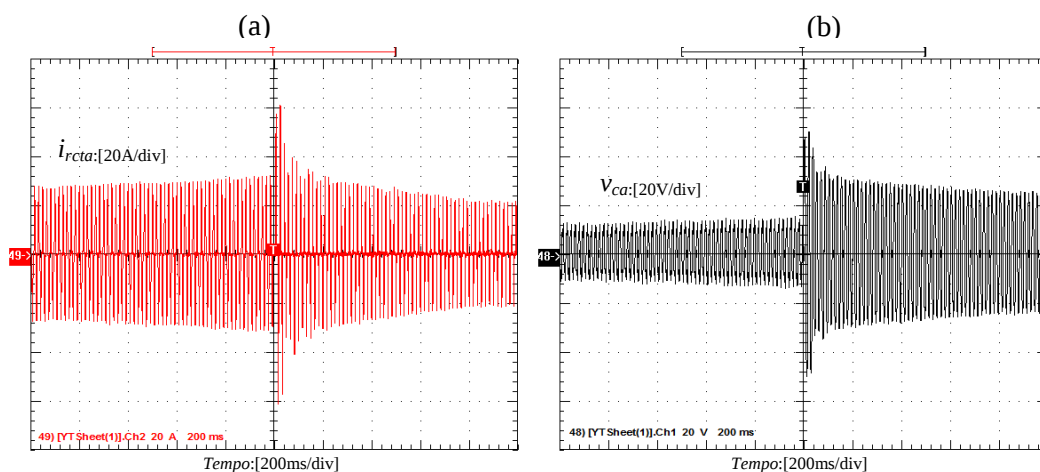


Fonte: Próprio autor

Comparando-se os resultados têm-se algumas discussões importantes acerca do modelo fasorial dinâmico. Como analisado nos gráficos que indicam o comportamento em regime permanente do protótipo do TCSC, a influência das perdas nos elementos que integram o sistema é maior nas regiões de elevada compensação, tendo como consequência a diminuição dos níveis reais de compensação se comparado à curva de reatância teórica ideal. Assim, tomando como base os resultados da Figura 105 e Figura 106, verifica-se que os tempos de estabelecimento de $V_{C\ RP}$ e $v_{csim\ ideal}$ são maiores que os tempos de estabelecimento de $v_{csim\ real}$ e v_{ca} , uma vez que a variação da tensão no capacitor nos casos ideais, para o mesma variação de ângulo de disparo, é bem maior que a variação de tensão nos casos reais obtidos via simulação e experimentalmente. Mais uma vez, baseados nas respostas de $v_{csim\ real}$ e v_{ca} , conclui-se que os resultados da simulação, considerando-se os elementos de perdas, estiveram muito próximos dos resultados obtidos experimentalmente para a operação em malha aberta. Ainda assim, é possível concluir para a operação em malha aberta que, na presença de degraus maiores da tensão no capacitor, o sistema tende a se estabelecer mais lentamente e com maior amortecimento quando o degrau ocorre da região de menor compensação para a região de maior compensação.

Como indicado no fluxograma referente ao algoritmo de controle digital do TCSC, apresentado na Figura 79, quando há uma solicitação para variação de ângulo de disparo que indique uma transição entre regiões de operação capacitiva/indutiva ou indutiva/capacitiva, o sistema microcontrolado implementa a transição suave. Como exemplo, verificou-se o comportamento do sistema operando em malha aberta para uma solicitação de variação de ângulo de disparo de 40° , região indutiva, para 50° , região capacitiva. As respostas da corrente no RCT e da tensão no capacitor da fase A do TCSC são apresentadas na Figura 107.

Figura 107 – Transição suave da região indutiva (40°) para capacitiva (50°): (a) i_{rcta} , (b) v_{ca} .

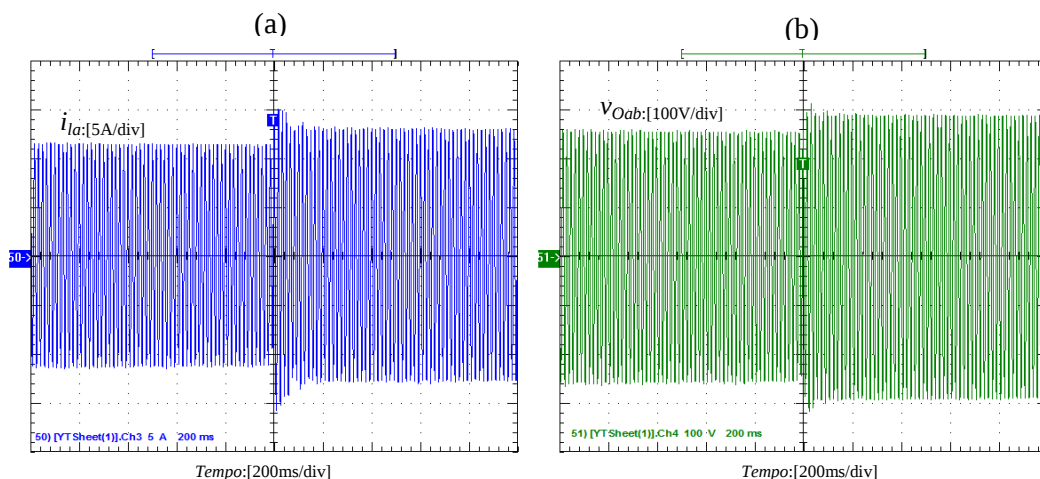


Fonte: Próprio autor

A detecção do evento e a variação linear no ângulo de disparo implicam em consequentes variações suaves da corrente do RCT e da tensão do capacitor. O exato instante de transição da operação indutiva para operação capacitiva é mais evidente pela variação da tensão no capacitor.

As respostas da corrente de linha na fase A e da tensão de linha na carga são apresentadas na Figura 108. O efeito de regulação de tensão fica claro quando o TCSC transita de região, já que este só passa, efetivamente, a compensar a reatância indutiva de linha quando opera na região capacitiva. A operação na região indutiva seria interessante num evento de falta, pois o TCSC poderia operar como um limitador da corrente de curto-circuito.

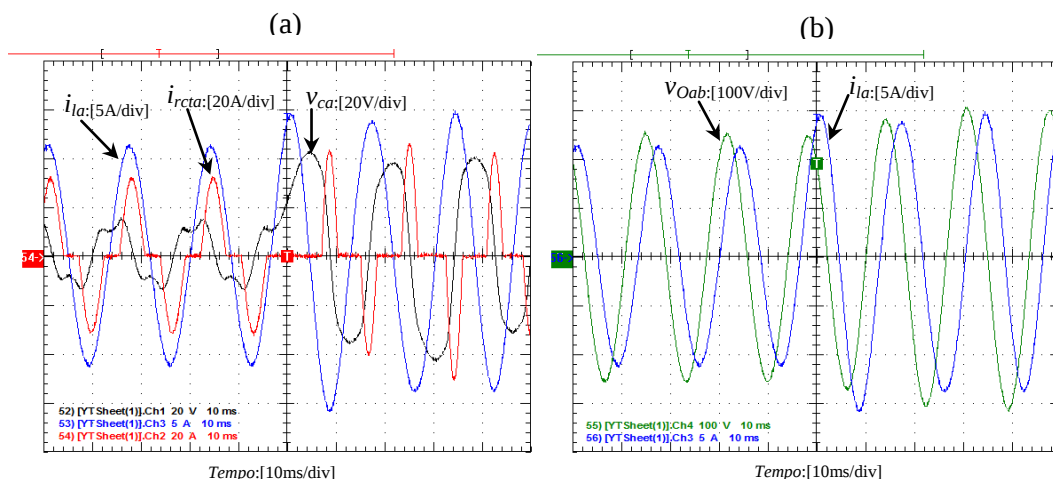
Figura 108 – Transição suave da região indutiva (40°) para capacitiva (50°): (a) i_{la} , (b) v_{Oab} .



Fonte: Próprio autor

Os ensaios foram repetidos para capturar com detalhes as formas de onda no momento exato de transição da região indutiva para a região capacitiva, ilustrados na Figura 109.

Figura 109 – Instante exato de transição da região indutiva para capacitiva: (a) Tensões e correntes da malha interna do TCSC, (b) Tensão na carga e corrente de linha.



Fonte: Próprio autor

Na Figura 109 (a) é possível verificar, pelo comportamento relativo das formas de onda da tensão no capacitor e da corrente no RCT, a alteração no comando dos pulsos de disparo dos tiristores, sincronizados com a corrente de linha. Como resultado da transição entre as regiões de operação tem-se um deslocamento relativo de 180° nas formas de onda da tensão no capacitor e da corrente no RCT. O detalhe do efeito sobre a carga, causado pela transição da região de operação, é apresentado na Figura 109 (b), com o evidente aumento de tensão, corrente e, conseqüentemente, da potência entregue a esta.

4.4 Resultados para operação em malha fechada

Os resultados apresentados nesta subseção tem como objetivo verificar a eficácia da implementação digital do sistema de controle em malha fechada com realimentação multirressonante proposto na Seção 3.3 e especificado na Seção 4.2.

Para realização dos testes considerou-se, nas simulações e nos ensaios experimentais, o degrau na referência de reatância, inicialmente de $1,3\Omega$ para $2,0\Omega$, e depois, de $2,0\Omega$ para $1,3\Omega$. Todos os testes são realizados com as características das cargas nominais já especificadas anteriormente, com os respectivos resultados de simulação e experimentais apresentados conjuntamente.

Os resultados de simulação são obtidos do *software Simulink/Matlab* utilizando-se o método contínuo de solução numérica *ode23tb* para a simulação do estágio de potência. Os sinais realimentados do sistema de potência são discretizados pelo bloco de transição através do método *zoh* para o processamento das funções de controle descritas no domínio z , com a frequência de amostragem idêntica à praticada no sistema microcontrolado. A sincronização dos pulsos de disparo, realizada via detecção de nível com histerese para a reinicialização dos contadores digitais, é implementada na simulação utilizando-se os subsistemas *Relay* e integradores com *reset* com os respectivos ganhos dos módulos de *PWM*. As rotinas lógicas para a geração dos pulsos de disparos tanto para a região capacitiva quanto para a região indutiva, são implementadas em simulação utilizando-se o subsistema *MATLAB function*.

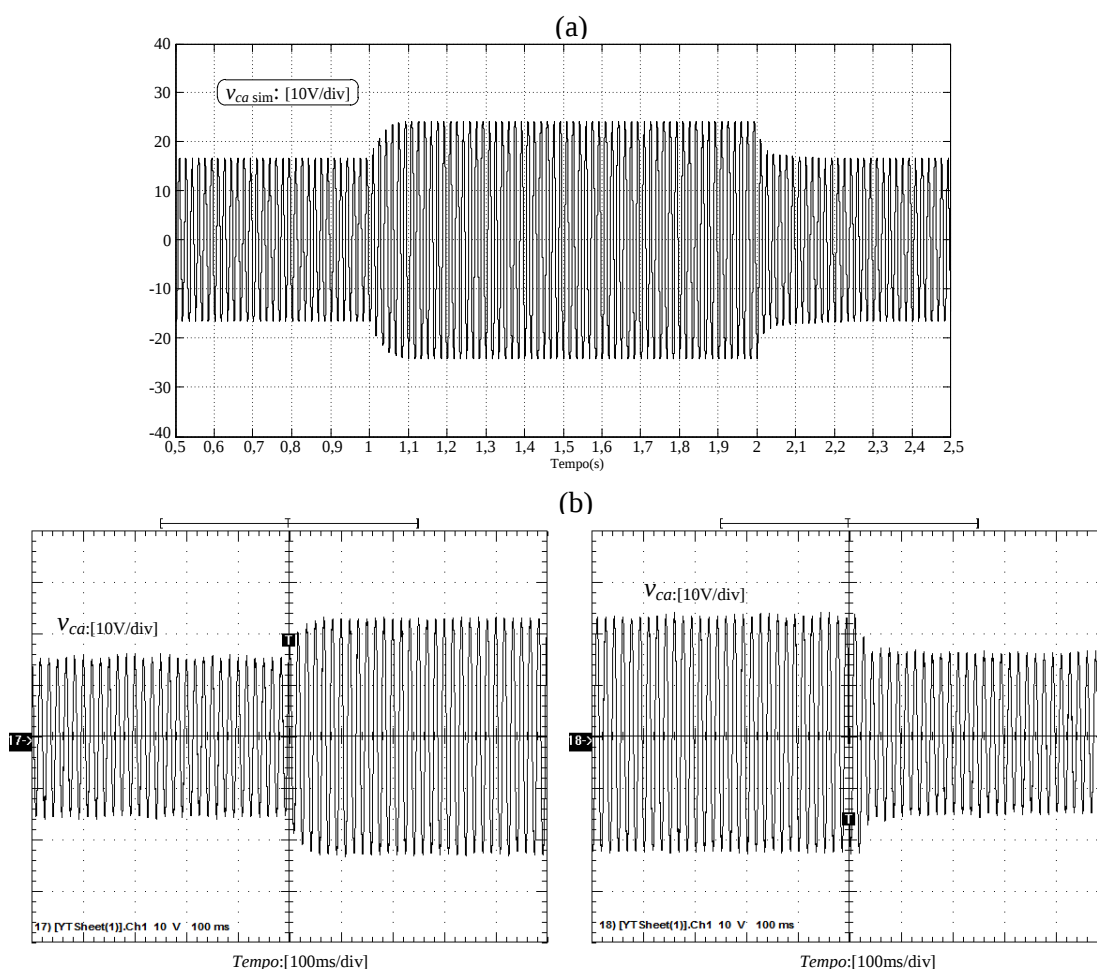
Quanto à obtenção dos resultados experimentais, como indicado no algoritmo de controle apresentado no fluxograma da Figura 79 e no código fonte disponibilizado no APÊNDICE A, os dados das variáveis de controle internas ao microcontrolador são carregados em três vetores de resultado e salvos em um setor de memória *RAM* expandido sempre que o nível de disparo para captura de dados for atingido pela variável que se deseja salvar. Os arquivos armazenados, de extensão *.dat* são, posteriormente, importados via

software *Matlab* para a apresentação do comportamento dinâmico das variáveis atuantes no sistema de controle.

Na sequência serão apresentados os principais sinais componentes da malha de controle digital do *TCSC*, que podem indicar a correta operação do sistema. Dentre os sinais a serem analisados, citam-se: $v_{ca\alpha(1)}$, $v_{ca\beta(1)}$, $v_{ca(1)mag}$, X_{ref} , $X'_{TCSC(1)}$, α_a .

Inicialmente, são apresentadas as respostas em tensão e corrente referentes ao estágio de potência do *TCSC* para as variações na referência da reatância fundamental do sistema de controle. Na Figura 110 têm-se o comportamento de simulação e experimental da tensão sobre o capacitor da fase A do *TCSC*.

Figura 110 – Resposta de v_{ca} aos degraus na referência de reatância fundamental: (a) Simulação, (b) Experimental.



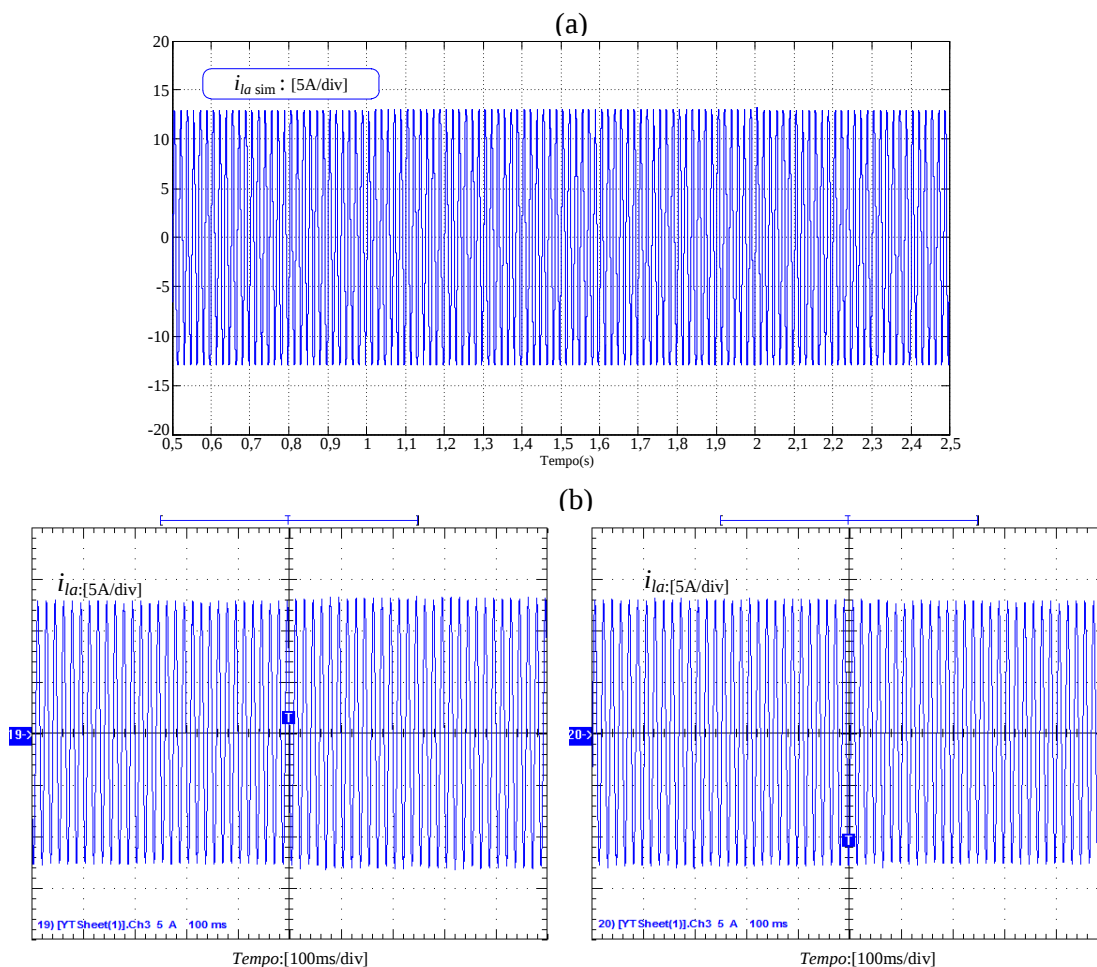
Fonte: Próprio autor

O aumento da tensão sobre o capacitor indica o requerido aumento no nível de compensação reativa série do sistema. Nota-se, quando se compara os resultados experimentais com os resultados de simulação, a presença de uma pequena oscilação na tensão do capacitor quando o *TCSC* opera com níveis mínimos de compensação de reatância,

onde, praticamente, há somente o efeito do capacitor fixo no sistema. A princípio poderia se pensar em duas possíveis causas para as oscilações citadas: variações nos sinais da malha de controle digital, ou interação eletromecânica do sistema elétrico com o motor.

Na Figura 111 são apresentadas as respostas de simulação e experimental da corrente de linha frente às variações na referência de reatância fundamental do TCSC.

Figura 111 – Resposta de i_{la} aos degraus na referência de reatância fundamental: (a) Simulação, (b) Experimental.

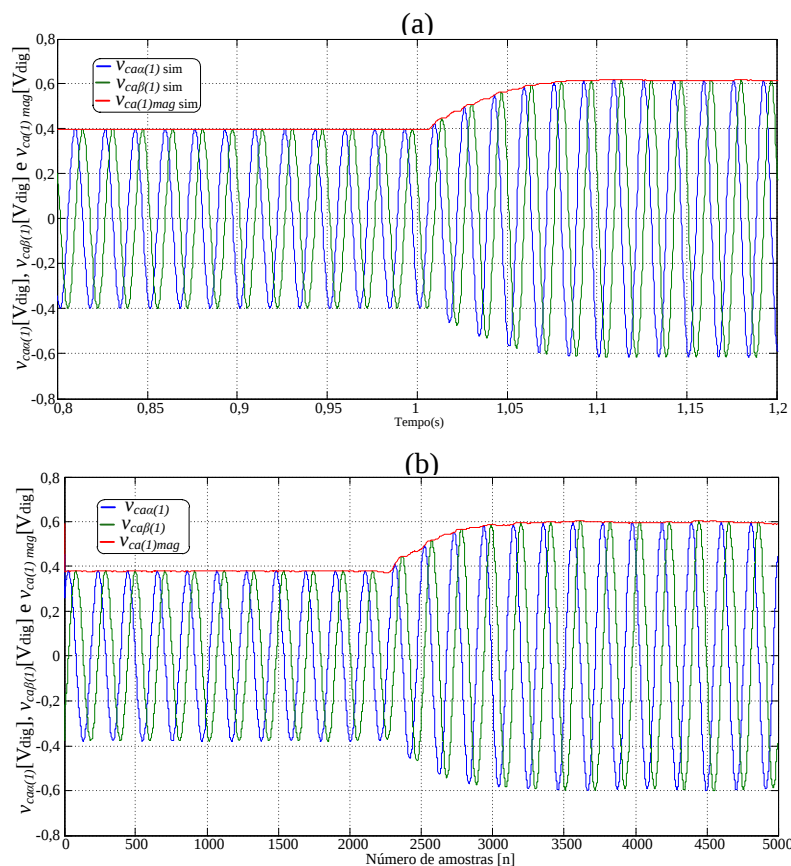


Fonte: Próprio autor

Como já era de se esperar, a corrente de linha é pouco sensível às variações de ângulo de disparo do TCSC, uma vez que a regulação de tensão na carga se dá, basicamente, pela diminuição da queda de tensão na linha, como consequência da diminuição de sua reatância equivalente. Como as oscilações também ocorrem nos resultados experimentais da corrente de linha, principalmente em níveis baixos de compensação, é de se esperar que a causa da diferença seja, efetivamente, a interação eletromecânica com a carga. A pouca sensibilidade da reatância do TCSC às variações de ângulo de disparo, nestes níveis de compensação, vem reforçar tal hipótese.

Como indicado no diagrama de blocos do sistema de controle digital, ilustrado na Figura 54, a geração de sistemas ortogonais para a obtenção da reatância fundamental instantânea de realimentação do TCSC é função de extrema importância para o sucesso da malha de controle. Um desequilíbrio na geração dos sinais ortogonais implicaria em oscilações indesejadas nos sinais das magnitudes instantâneas de tensão ou corrente do TCSC; tais oscilações, a princípio inexistentes no estágio de potência, passariam a existir se interpretadas pelo controlador como variações de reatância, tendo como efeito imediato variações nos ângulos de disparo. A fim de se evitar tais oscilações, causadas nos sinais de tensão pela presença de componentes harmônicas de terceira e de quinta ordens em elevados níveis de compensação, aplica-se a estrutura do IGSO multirressonante, ilustrada na Figura 61, para a geração dos sinais ortogonais e obtenção da magnitude instantânea da tensão no capacitor. As respostas de simulação e experimentais das componentes ortogonais, direta (α) e em quadratura (β), e da magnitude instantânea da tensão no capacitor, frente ao degrau positivo na referência de reatância, são apresentadas na Figura 112.

Figura 112 – Componentes α , β e magnitude instantânea de v_{ca} : (a) Simulação, (b) Experimental.



Fonte: Próprio autor

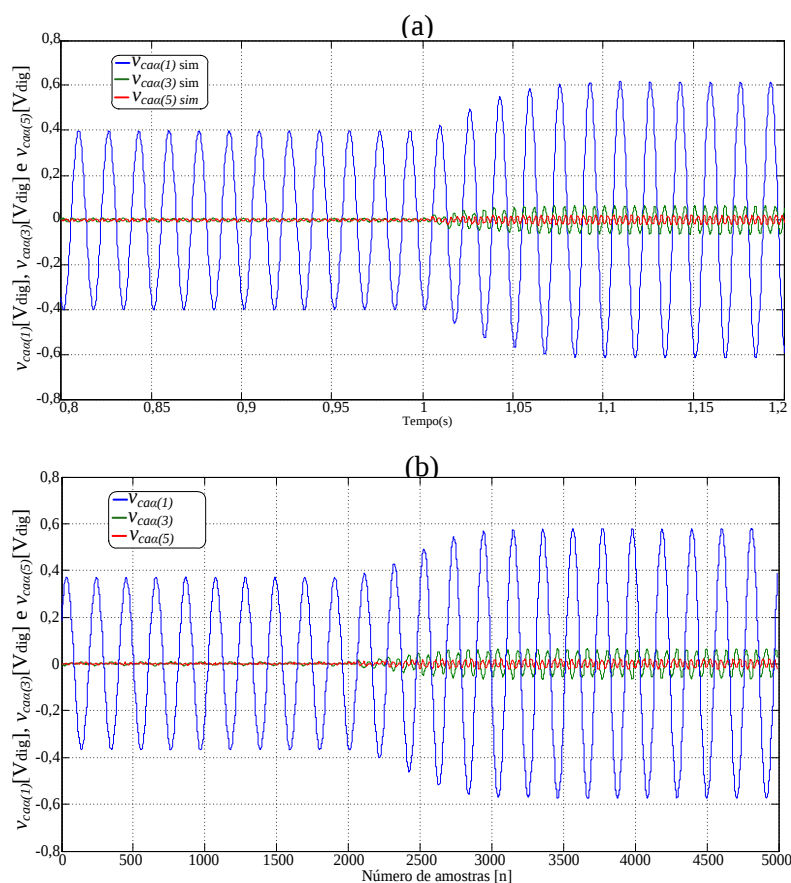
Os resultados de simulação e experimental tem características muito semelhantes, com resposta amortecida ao degrau positivo, baixa ondulação no sinal de magnitude instantâneo, e

estabelecimento em aproximadamente 4 ciclos de rede. Tal resposta também está em conformidade com o resultado apresentado na Figura 110, de onde se pode concluir que os filtros dos IGSO não influenciaram gerando atrasos indesejáveis na malha de controle de reatância. Nota-se que os resultados experimentais, referentes aos sinais digitais do sistema de controle, são apresentados em função do número de amostras dos vetores de resultados salvos na memória *RAM*, tendo sempre como base a frequência de amostragem de 12,480 kHz.

Na Figura 113 são apresentados os comportamentos das componentes α dos filtros individuais do IGSO de tensão, sintonizados nas componentes fundamentais, de terceira e de quinta ordens, considerando o degrau positivo na referência de reatância fundamental.

Figura 113 – Extração das componentes harmônicas instantâneas da tensão no capacitor via IGSO:

(a) Simulação, (b) Experimental.



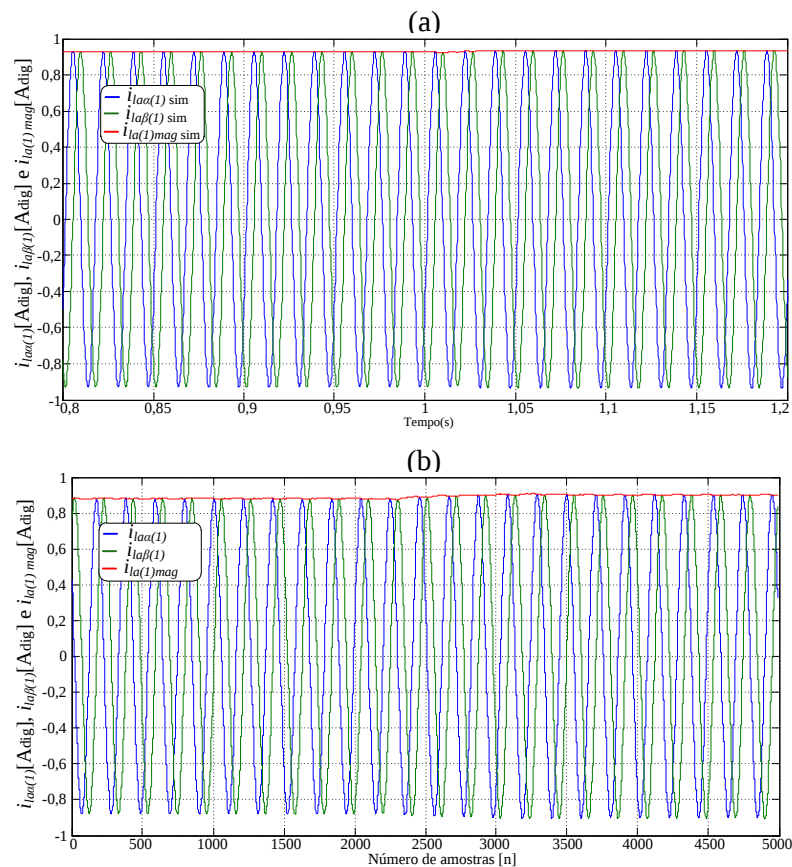
Fonte: Próprio autor

O objetivo da apresentação dos resultados contidos na Figura 113 é avaliar a capacidade de extração instantânea das componentes de terceira e quinta ordens harmônicas, presentes na tensão do capacitor do *TCSC* nos níveis maiores de compensação, e prejudiciais à geração da reatância fundamental de realimentação. Duas análises são importantes no comportamento apresentado pelas componentes α da tensão no capacitor. Primeiro, do ponto

de vista da filtragem, os valores extraídos das componentes harmônicas instantâneas provenientes dos resultados experimentais e de simulação apresentam-se de acordo com os níveis indicados nos gráficos da Figura 101 e Figura 102. Segundo, do ponto de vista dinâmico, nota-se que as componentes harmônicas sempre se estabilizam antes da componente fundamental, indicando a pouca influência destas na resposta transitória.

A resposta de simulação e experimental das componentes ortogonais e da magnitude instantânea da corrente de linha, para o degrau positivo na referência de reatância, é apresentada na Figura 114.

Figura 114 – Componentes α , β e magnitude instantânea de i_{li} : (a) Simulação, (b) Experimental.



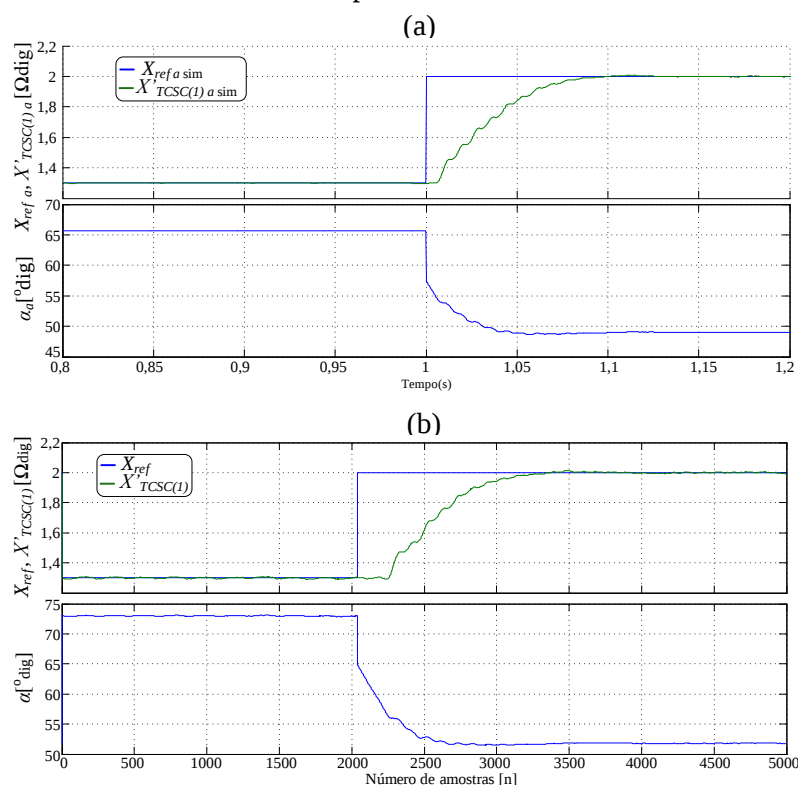
Fonte: Próprio autor

Como já indicado no resultado da corrente de linha, apresentado na Figura 111, suas respectivas componentes α , β e magnitude instantânea também sofrem pouca influência das variações no ângulo de disparo, resultado da atuação dos controladores. Os valores de reatância fundamental do TCSC são impostos pelo controlador variando-se o ângulo de disparo, tendo como consequência direta a variação da tensão no capacitor do TCSC.

O desempenho do controlador proporcional-integral com saturação *anti-windup*, descrito na subseção 3.3.2 e especificado na Tabela 10 da seção 4.2, pode ser avaliado pelos resultados de simulação e experimentais dispostos na Figura 115. A reatância fundamental

realimentada, $X'_{TCSC(l)a}$, é obtida da relação exposta em (296), descrita como função do valor base da tensão no capacitor, do valor base da corrente de linha, e das magnitudes fundamentais instantâneas das respectivas tensões e correntes, apresentadas na Figura 112 e na Figura 114. O controlador, quando opera na região linear, varia o ângulo de disparo dos tiristores do RCT a fim de garantir erro nulo em regime permanente e estabilidade assintótica para ampla faixa de operação do sistema.

Figura 115 – Respostas de $X'_{TCSC(l)a}$ e de α_a ao degrau positivo em X_{refa} : (a) Simulação, (b) Experimental.

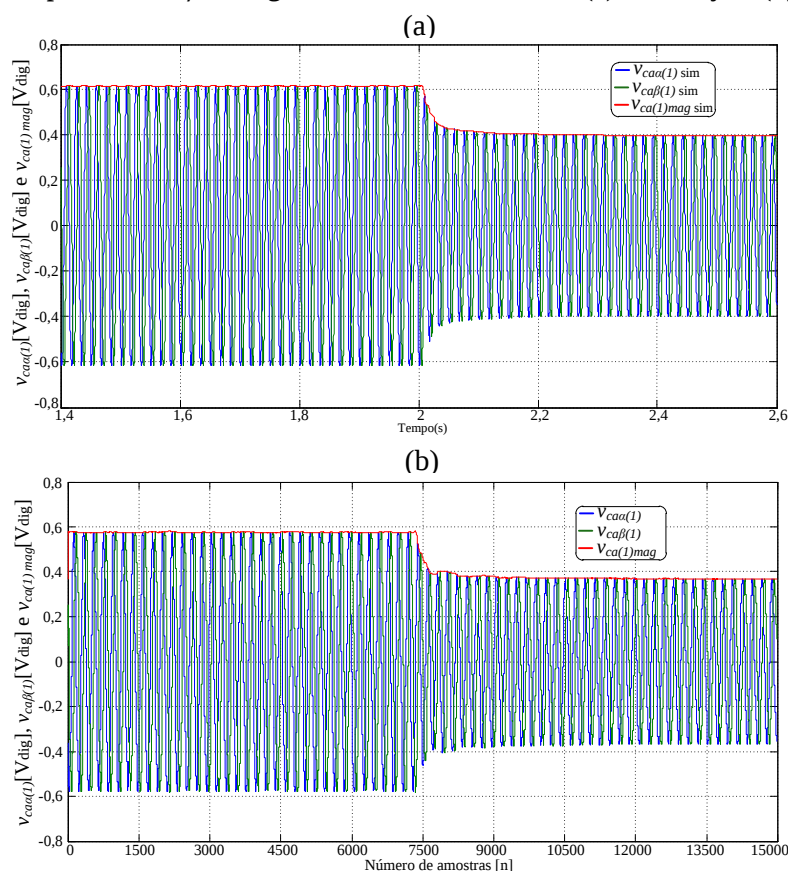


Fonte: Próprio autor

As respostas dinâmicas de simulação e experimental indicam grande semelhança no desempenho dos controladores. A reatância fundamental se estabiliza no novo ponto de operação com resposta amortecida em, aproximadamente, 4 ciclos de rede. A relação de regime permanente entre reatância fundamental e o ângulo de disparo, exposta nas curvas da Figura 95, é confirmada nas respostas da Figura 115. A diferença nos valores de regime permanente dos ângulos de disparo de simulação e experimental nos baixos níveis de compensação é justificada pela própria característica da curva de reatância fundamental. Nessa região, pequenas diferenças em reatância implicam em grandes variações angulares.

As respostas de simulação e experimentais do IGSOM da tensão no capacitor para o degrau negativo na referência de reatância de $2,0\Omega$ para $1,3\Omega$ é apresentado na Figura 116.

Figura 116 – Componentes α , β e magnitude instantânea de v_{ca} : (a) Simulação, (b) Experimental.

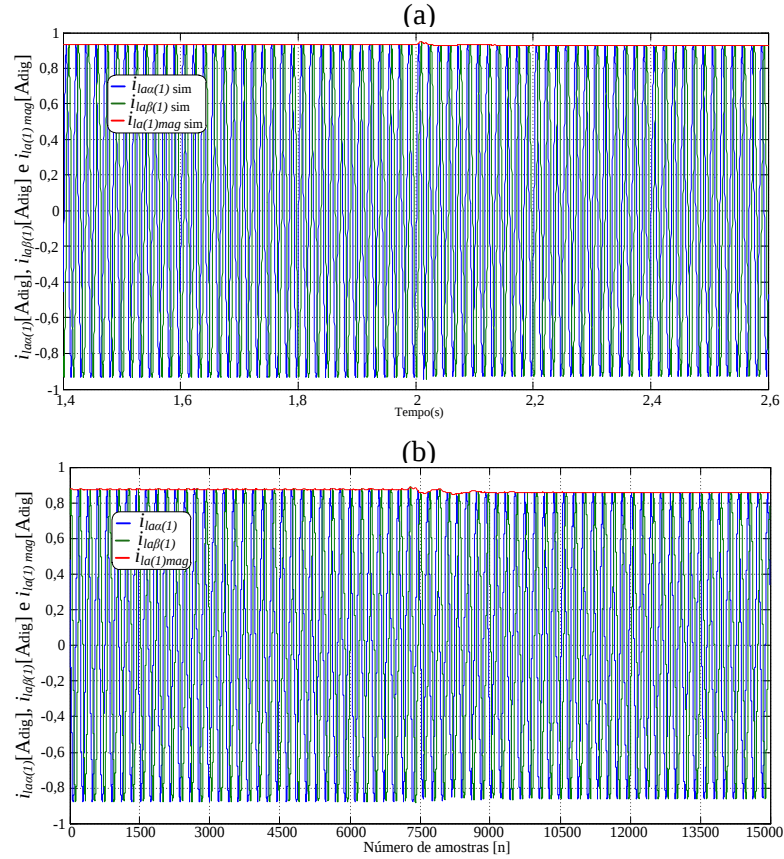


Fonte: Próprio autor

O tempo de estabelecimento das respostas de simulação e experimental é, basicamente, o mesmo, em torno de 6 a 10 ciclos de rede dependendo da tolerância considerada para a definição do valor de regime permanente. Durante o transitório exponencial, percebe-se uma pequena oscilação no resultado experimental, devido à oscilação de corrente de linha provocada pela dinâmica do motor de indução, identificada na resposta experimental do IGSO de corrente ilustrada na Figura 117.

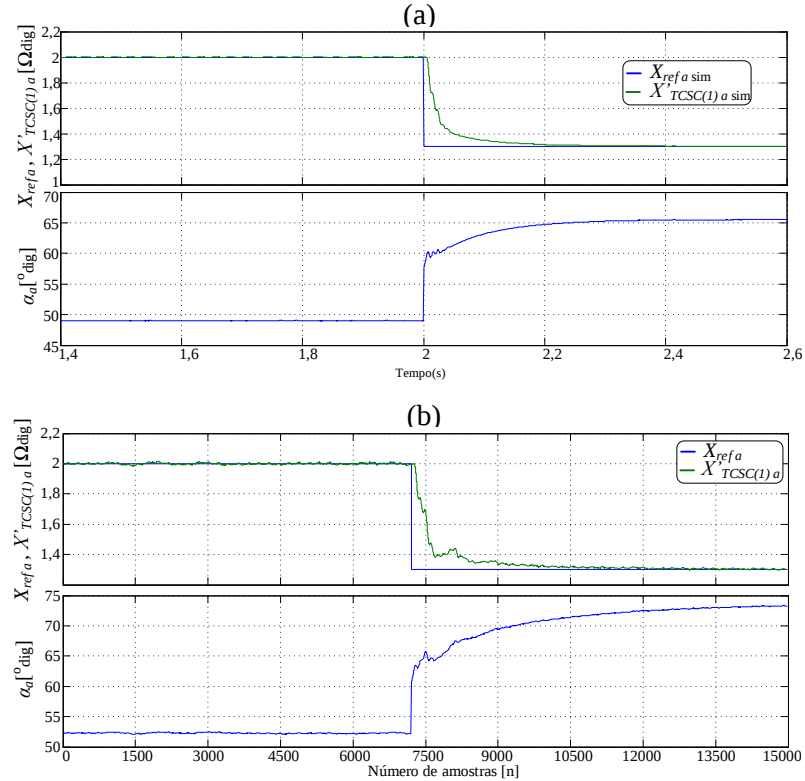
A resposta do controlador proporcional-integral para o mesmo degrau negativo na referência de reatância fundamental é apresentado na Figura 118. O controlador se mantém estável frente ao degrau na referência de reatância fundamental, com erro nulo em regime permanente e resposta característica de um sistema subamortecido. No entanto, se comparado à resposta para o teste em degrau positivo na reatância de referência fundamental, apresentada na Figura 115, o sistema de controle apresenta resposta mais lenta, com tempo de estabelecimento em torno de 200 ms para o resultado de simulação e em torno de 220 ms para o resultado experimental. A saída do controlador digital do protótipo, apesar de bem constante, ainda apresenta uma pequena oscilação quando comparado à resposta de simulação.

Figura 117 – Componentes α , β e magnitude instantânea de i_{ia} : (a) Simulação, (b) Experimental.



Fonte: Próprio autor

Figura 118 – Respostas de X'_{TCSC} e de α ao degrau em X_{ref} : (a) Simulação, (b) Experimental.

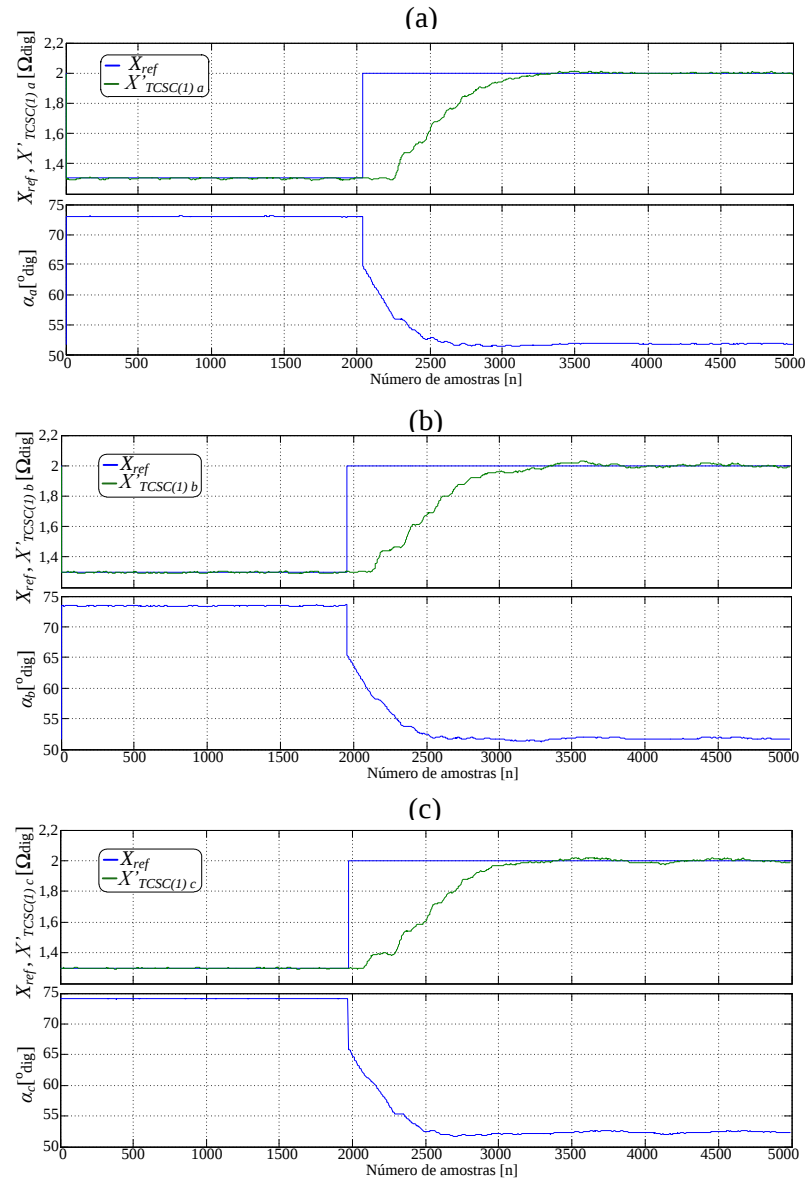


Fonte: Próprio autor

Os resultados para a operação em malha fechada apresentado até o momento referem-se ao comportamento dinâmico do sistema de controle do módulo do *TCSC* conectado à fase A do sistema. Obviamente, se não houver um forte desequilíbrio entre os componentes do *TCSC*, as respostas dinâmicas dos demais módulos, conectados às fases B e C, devem manter o mesmo desempenho apresentado para a fase A. No entanto, mesmo que haja possíveis desequilíbrios dos componentes entre as fases do *TCSC*, o controle independente para cada fase deve garantir a mesma reatância equivalente do *TCSC* nas três fases do sistema. A resposta experimental dos controladores para as três fases do sistema é apresentada na Figura 119, considerando o degrau positivo na reatância de referência de $1,3\Omega$ a $2,0\Omega$.

Figura 119 – Respostas experimentais do controlador de reatância para as três fases do *TCSC*: (a)

Fase A, (b) Fase B, (c) Fase C.

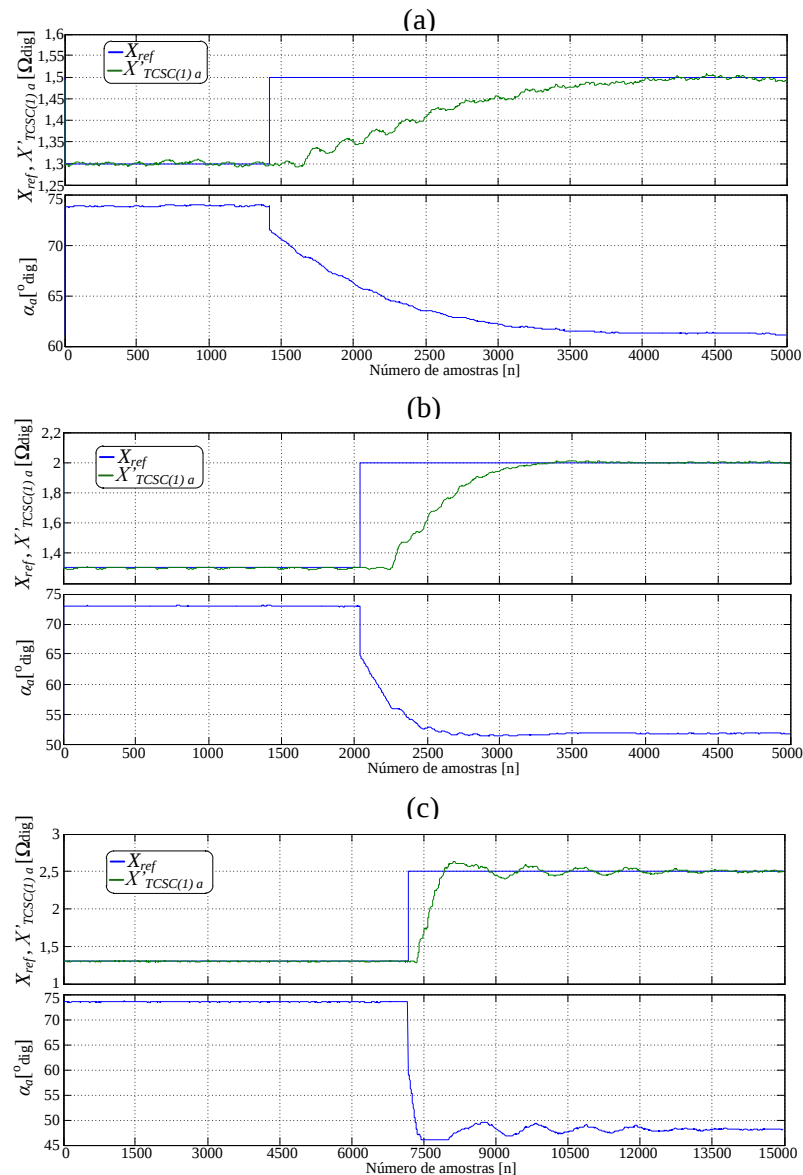


Fonte: Próprio autor

As dinâmicas nas três malhas de controle são praticamente as mesmas devido ao equilíbrio do sistema. Mesmo assim, sempre haverá diferença nas saídas angulares dos controladores das três fases, uma vez que estas mantêm o compromisso com o erro nulo de reatância em sua entrada, que por sua vez nunca é, instantaneamente, idêntica entre fases.

Todos os resultados apresentados nesta seção para o teste do sistema de controle em malha fechada foram realizados considerando a mesma magnitude de variação nos degraus de referência, variando-se a compensação de reatância do sistema de 65% a 100% ou vice-versa. Na Figura 120 são apresentados outros dois cenários de variação de reatância para a fase A, de 65% a 75%, e de 65% a 125%.

Figura 120 – Resposta a diferentes magnitudes de degraus positivos na referência de reatância fundamental do TCSC para a fase A: (a) $X_{ref}=1,3\Omega-1,5\Omega$ (b) $X_{ref}=1,3\Omega-2,0\Omega$, (c) $X_{ref}=1,3\Omega-2,5\Omega$.



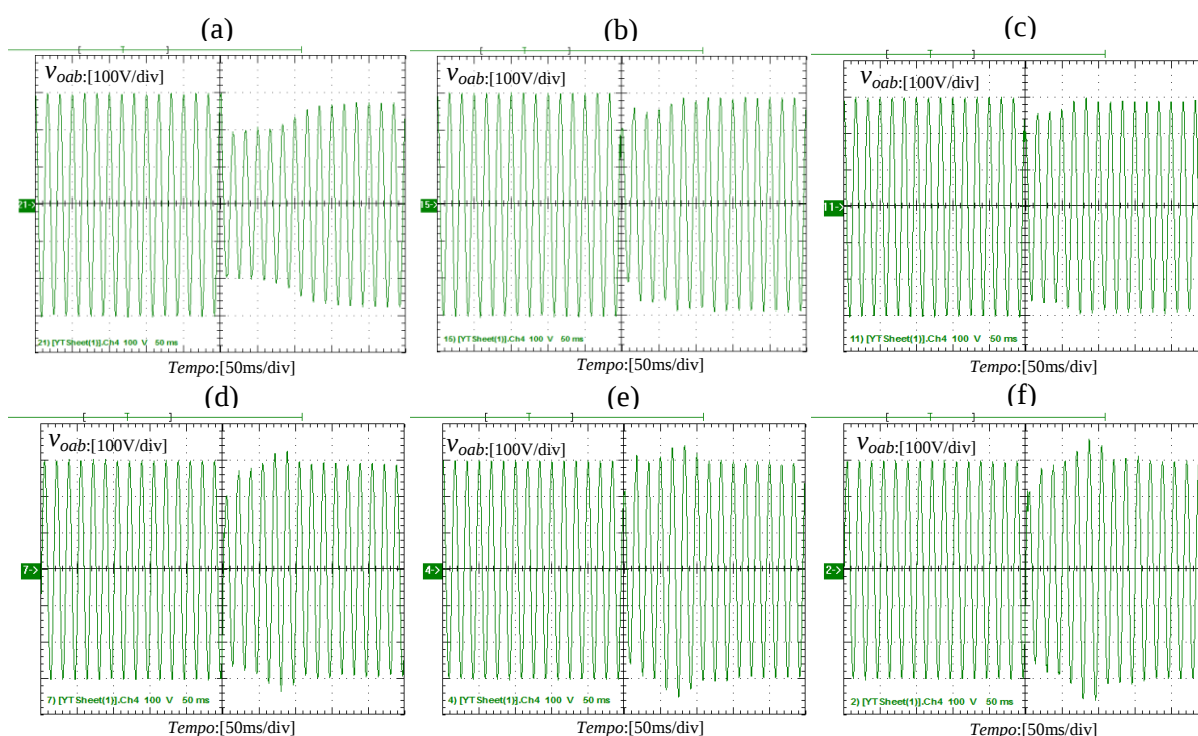
Fonte: Próprio autor

Como era de se esperar, o controlador manteve regulação e estabilidade do sistema nas três situações, porém com comportamentos transitórios distintos. Para degraus de compensação reativa, do valor mínimo até o valor de 100%, o sistema, operando em malha fechada, apresenta comportamento superamortecido. Para degraus que ultrapassam os 100% de compensação reativa, o sistema comporta-se com característica de subamortecimento. Ainda, é interessante observar na Figura 120 (c) a atuação do saturador com realimentação *anti-windup* no momento do degrau na reatância de referência. A malha *anti-windup* garante que o sistema volte a operar na região linear depois que o ângulo de disparo, que é saída do controlador, passe a operar novamente dentro da faixa especificada.

4.5 Resultados para partida de motores

Nesta seção, os resultados experimentais apresentados têm como objetivo indicar o efeito da operação do TCSC na regulação de tensão na carga quando o sistema estiver sujeito a grandes solicitações de correntes de curta duração que, invariavelmente, provocam afundamentos momentâneos de tensão (SAGs) na carga. A Figura 121 apresenta as formas de onda das tensões de linha na carga, para a partida do motor, e considerando a operação em malha aberta do TCSC para diferentes ângulos de disparo dos RCTs.

Figura 121 – Tensões de linha na carga para a operação em malha aberta do TCSC considerando partida do motor : (a) *bypass*, (b) $\alpha = 85^\circ$, (c) $\alpha = 65^\circ$, (d) $\alpha = 55^\circ$, (e) $\alpha = 50^\circ$, (f) $\alpha = 46^\circ$.



Fonte: Próprio autor

A forma de onda da Figura 121(a) é tomada como base de comparação para os demais testes realizados, uma vez que se refere à resposta do sistema sem o efeito do compensador (*bypass*). Analisando-se as respostas da Figura 121 pode-se concluir que, para todos os casos ensaiados, houve diminuição da amplitude e da duração do afundamento momentâneo de tensão. Os principais parâmetros para avaliação dos afundamentos de tensão são apresentados na Tabela 12.

Tabela 12. Comportamento da tensão v_{Oab} durante o transitório de partida do motor.

	$\Delta t_e(ms)$	$\Delta t_e(ciclos\ de\ rede)$	$V_{Oab\ min}(pu)$	$V_{Oab\ max}(pu)$	$V_{Oab\ RP}$
<i>bypass</i>	133,81	8,03	0,636	0,880	0,880
$\alpha=85^\circ$	66,73	4,00	0,701	0,934	0,921
$\alpha=65^\circ$	67,73	4,06	0,834	0,958	0,928
$\alpha=55^\circ$	113,23	6,79	0,855	1,052	0,930
$\alpha=50^\circ$	116,51	6,99	0,832	1,095	0,946
$\alpha=46^\circ$	125,72	7,54	0,832	1,150	0,953

Fonte: Próprio autor

Onde:

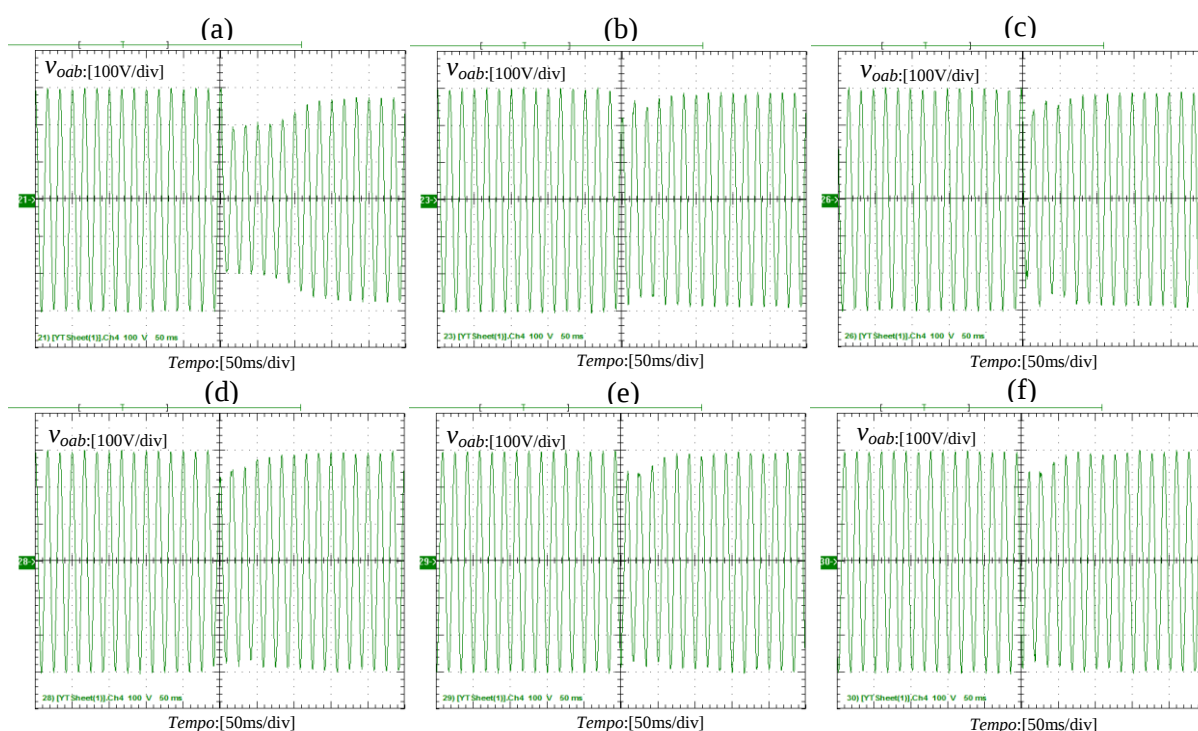
- $\Delta t_e(ms)$ – Tempo em milissegundos para o estabelecimento da tensão na carga após a partida do motor;
- $\Delta t_e(ciclos\ de\ rede)$ – Tempo em ciclos de rede para o estabelecimento da tensão na carga após a partida da máquina;
- $V_{Oab\ min}(pu)$ – Amplitude mínima em *pu* da tensão de linha na carga durante o transitório de partida da máquina;
- $V_{Oab\ max}(pu)$ – Amplitude máxima em *pu* da tensão de linha na carga durante o transitório de partida da máquina;
- $V_{Oab\ RP}(pu)$ – Amplitude em *pu* da tensão de linha em regime permanente após o transitório de partida da máquina.

Analisando-se as formas de onda da Figura 121 e os dados da Tabela 12, pode-se concluir que o melhor comportamento durante o transitório de partida do motor ocorre quando o compensador opera com baixos níveis de compensação. Nessa região, tanto a amplitude quanto a duração do afundamento, causado pela partida da máquina, são menores que o caso base (*bypass*), e o transitório ocorre sem oscilações e sobrepicos na tensão da carga. Nos testes para compensações maiores, com ângulo de disparo igual a 55° , 50° e 46° , a

recuperação dos níveis de tensão também é rápida, no entanto, ocorre com sobretensão e o tempo para o estabelecimento nos níveis de regime permanente é maior.

A Figura 122 apresenta as formas de onda das tensões de linha na carga para a partida do motor, agora com o TCSC operando em malha fechada e com diferentes valores de reatância de referência.

Figura 122 – Tensões de linha na carga para a operação em malha fechada do TCSC considerando a partida do motor: (a) *bypass*, (b) $X_{ref}=1,3\Omega$, (c) $X_{ref}=1,7\Omega$, (d) $X_{ref}=2,1\Omega$, (e) $X_{ref}=2,3\Omega$, (f) $X_{ref}=2,5\Omega$.



Fonte: Próprio autor

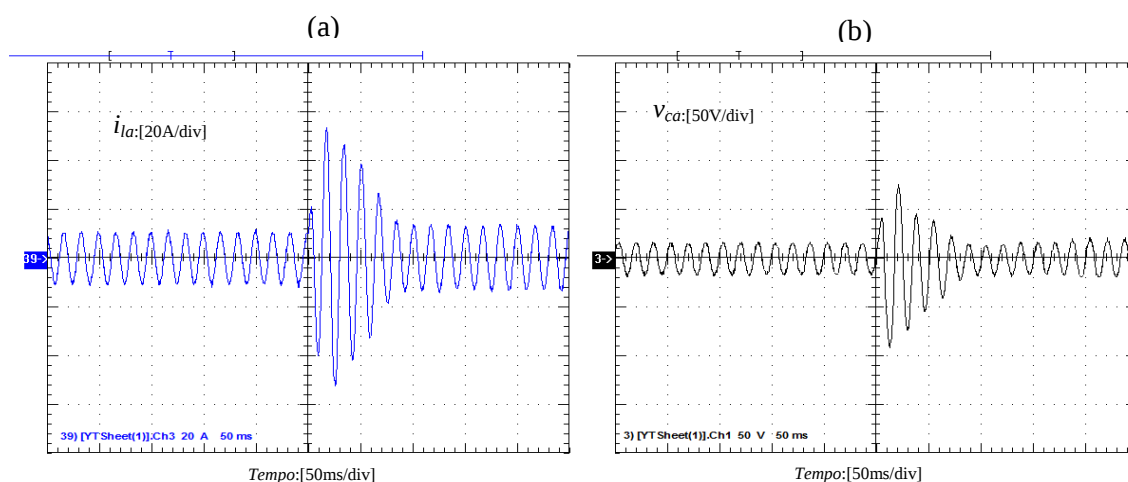
Nota-se que, na operação em malha fechada, com o controle de reatância fundamental, as respostas da tensão na carga para os diferentes níveis de reatância de referência são praticamente as mesmas durante o transitório de partida da máquina. A tensão na carga se estabiliza em, aproximadamente, 4 ciclos de rede, sem oscilações e sobretensões.

A indiferença nas respostas é justificada pela operação saturada do controlador durante os transitórios de partida da máquina. Nestes momentos, os sinais da corrente de linha e da tensão no capacitor, sensorados e processados analogicamente, ultrapassam os limites do fundo de escala da placa de processamento analógico, indicados na Tabela 9. Os sinais de corrente, que operam em uma faixa analógica com margem menor que os sinais de tensão devido à necessidade de maior resolução, saturam primeiro; como consequência, o controlador interpreta que a reatância está aumentando e satura o ângulo de disparo para os níveis mínimos de compensação reativa. Quando o sistema passa a operar novamente na

região linear, o controlador traz novamente o compensador para operar nos níveis de reatância de referência impostos.

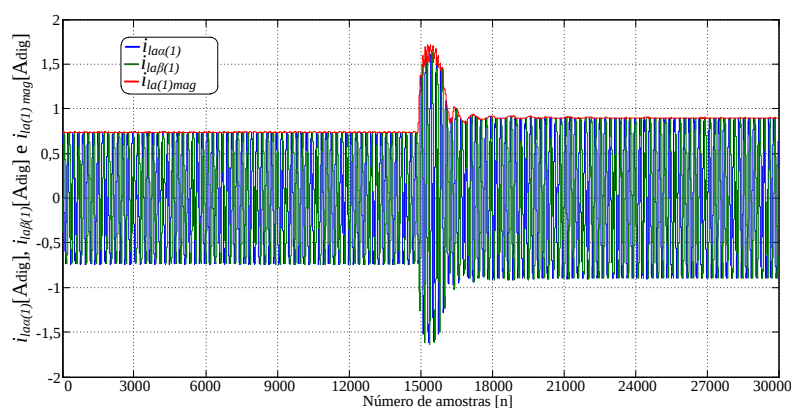
Para exemplificar o comportamento do TCSC operando em malha fechada durante a partida do motor, considere o caso representado pela Figura 122 (c), com reatância de referência igual a 1,7 ohms. As formas de onda da corrente de linha e da tensão no capacitor são apresentadas na Figura 123, com os respectivos sinais digitais de magnitude instantânea representados na Figura 124 e na Figura 125.

Figura 123 – Formas de onda do TCSC para X_{ref} igual a 1,7Ω: (a) i_{la} , (b) v_{ca} .



Fonte: Próprio autor

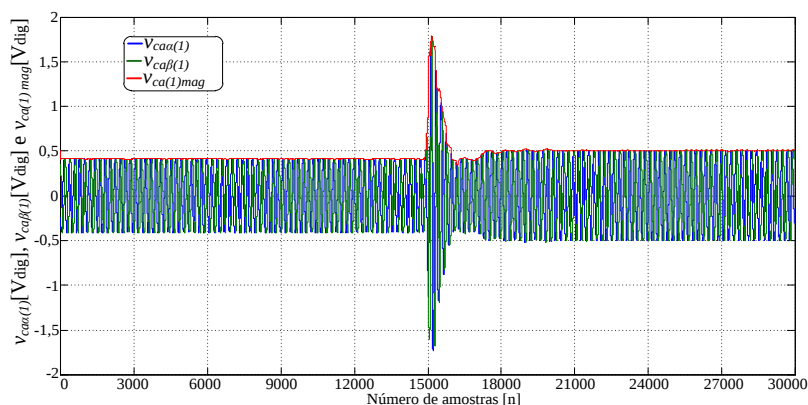
Figura 124 – Componentes α , β e magnitude instantânea de i_{la} para X_{ref} igual a 1,7Ω.



Fonte: Próprio autor

Nota-se que a magnitude da corrente de linha gerada pelo IGSO, ilustrada na Figura 124, alcança o valor máximo de 1,5 pu devido à saturação da placa de processamento analógico, enquanto a corrente real na linha, ilustrada na Figura 123 (a), chega a 3,88 pu de magnitude. Por outro lado, a tensão instantânea no capacitor, ilustrada na Figura 123 (b), alcança o valor 1,77 pu, também atingindo o limite da placa de processamento analógico de 1,61 pu para a leitura de tensão no capacitor.

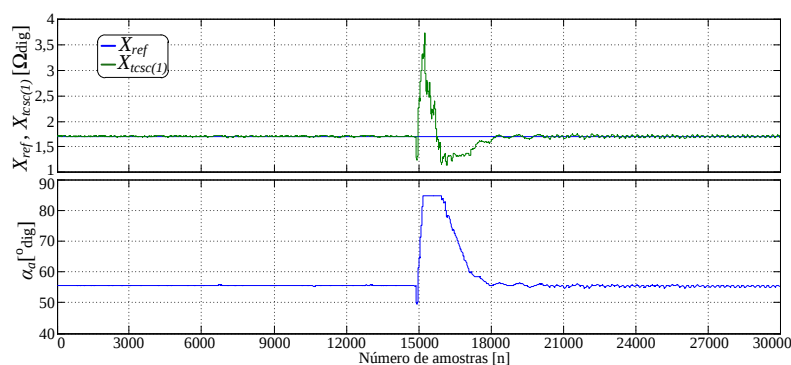
Figura 125 – Componentes α , β e magnitude instantânea de v_{ca} para X_{ref} igual a $1,7\Omega$.



Fonte: Próprio autor

A Figura 126 apresenta a resposta do controlador, na partida do motor, para referência de reatância fixa em $1,7\Omega$. No início da partida da máquina, a corrente de linha apresenta taxa de crescimento maior que a tensão no capacitor, e o controlador tende a diminuir ângulo de disparo para aumentar a reatância fundamental do TCSC. No entanto, em menos de um ciclo de rede, a corrente de linha atinge o nível de saturação da placa de processamento analógico, enquanto a tensão no capacitor continua aumentando, fazendo com que o controlador de reatância aumente o ângulo de disparo até a saturação para diminuir a reatância equivalente fundamental do TCSC. Quando a tensão no capacitor e a corrente de linha voltam a operar nos limites admissíveis da faixa analógica dos canais A/D do microcontrolador, o saturador do controlador digital é descarregado e a reatância fundamental do compensador segue o valor de referência com erro nulo em regime permanente.

Figura 126 – Resposta do controlador à partida do motor para X_{ref} igual a $1,7\Omega$.



Fonte: Próprio autor

O comportamento descrito para a reatância de referência de $1,7\Omega$ acontece para os demais níveis de referência. Por isso, na operação em malha fechada, a regulação de tensão na carga ocorre sem oscilações e sobretensões, mesmo para níveis elevados de compensação.

5 CONCLUSÕES

No capítulo de introdução, após apresentar-se um breve histórico das aplicações clássicas dos *FACTS* nas linhas de transmissão, a discussão acerca de alguns artigos científicos pontuais já indicavam as possíveis vantagens da aplicação do *TCSC* em sistemas de distribuição de energia elétrica. Dentre as vantagens apresentadas, baseadas na sua maioria em análises teóricas e de simulação, citam-se as melhorias dos níveis de tensão em regime permanente ao longo de alimentadores, a mitigação de flutuações de tensão e a diminuição de variações de tensão de curta duração.

As análises de regime permanente do *TCSC* no Capítulo 2 proveram ábacos generalizados que, apesar de não incorporar os efeitos das perdas energéticas, indicam o comportamento das tensões e correntes na malha do *TCSC* e proporcionam a especificação dos componentes do estágio de potência com larga margem de segurança no que se refere aos esforços de tensão e corrente. Os resultados experimentais, apresentados na seção 4.3, indicam que, na região indutiva e nas proximidades da região de transição capacitiva para indutiva, o efeito das perdas nos elementos que constituem o protótipo do compensador é significativo e traz, como consequência, a diminuição da capacidade de compensação reativa e o amortecimento da provável ressonância paralela interna que ocorreria no modelo ideal para essas faixas de operação. Ainda assim, para a operação em regime permanente, no limite da faixa de operação capacitiva e em condições nominais de carga, o protótipo operou satisfatoriamente com 125% de compensação da reatância série da linha, potência reativa de 234 var, perdas de 25 W, tendo ainda, como efeito da regulação de tensão, um incremento de 7,3% na tensão de carga, comparado às condições da linha sem compensação.

O modelo dinâmico fasorial fundamental abordado no Capítulo 3, Seção 3.1, incorpora as características dinâmicas fasoriais não lineares do *TCSC* a fim de se prever as respostas instantâneas em magnitude e fase da tensão no capacitor em simulações extremamente rápidas, se comparadas às simulações no domínio do tempo. O modelo prevê, com precisão, os valores de magnitude do fasor de tensão no capacitor para as regiões de baixa compensação capacitiva, no entanto, nas regiões de maiores compensações, a influência das resistências de perdas do *TCSC* implica em valores de regime permanente maiores que os valores reais e em respostas dinâmicas superamortecidas quando comparada à dinâmica real, como se vê na comparação das respostas apresentadas na Figura 105 e na Figura 106. Como consequência,

os tempos de estabelecimento indicados no modelo fasorial serão maiores que os indicados nos resultados experimentais para a mesma variação de ângulo de disparo.

A proposição de um sistema de controle digital aplicado ao compensador *TCSC*, baseado em controladores do tipo proporcional-integral com saturação *anti-windup* e realimentações via IGSOM, apresentaram excelentes resultados, indicados nas seções 4.5 e 4.6, tanto segundo critérios de desempenho dinâmico quanto à robustez do sistema. O resultado apresentado na Figura 113 indica a eficácia do IGSOM em extrair instantaneamente as componentes de terceira e quinta ordens harmônicas da tensão no capacitor, que são prejudiciais na obtenção da reatância fundamental realimentada e, se presentes no sistema, geram oscilações no compensador série. O controle independente para cada módulo do *TCSC*, ilustrado no resultado da Figura 119, permite manter equilibrada a reatância fundamental nas três fases do compensador, mesmo se houver desequilíbrio nos elementos que o compõem. Ainda, considerando-se a resposta dinâmica do sistema de controle da reatância fundamental frente às variações em degrau na referência, conclui-se que a resposta para degraus positivos é mais rápida que a resposta para degraus negativos, e ambas apresentam características de sistemas superamortecidos. No entanto, se a magnitude do degrau na referência leva o compensador a operar sobrecompensando a reatância de linha, o transitório passa a ter característica de um sistema subamortecido para variações positivas na referência.

Os resultados referentes à regulação de tensão na carga para a partida de motores, considerando-se o *TCSC* operando em malha aberta e em malha fechada, foram apresentados na Seção 4.5. Os resultados para a operação em malha aberta do *TCSC*, dispostos na Figura 121 e na Tabela 12, indicam a melhora dos níveis de afundamento momentâneo de tensão durante a partida da máquina elétrica para todos os pontos de operação. No entanto, quando operando em níveis maiores de compensação, a tensão na carga apresentou sobretensões durante o transitório de partida da máquina. Ainda, para a operação em malha fechada, e impondo as mesmas variações de carga ao sistema, os resultados também demonstraram a melhora nos níveis de afundamento momentâneo da tensão na carga, e sem as oscilações e sobretensões identificadas na operação em malha aberta. A atuação saturada do controlador para os níveis mínimos de compensação série durante o transitório é responsável pela resposta não-oscilatória.

Como propostas para o desenvolvimento de trabalhos futuros citam-se:

- Tornar os modelos matemáticos dinâmicos e de regime permanente mais reais, inserindo o efeito das resistências de perdas e atrasos de fase nos equacionamentos;
- Investigar a aplicação combinada de técnicas de controle robusto aplicado ao modelo fasorial fundamental não linear;
- Aplicação de sistemas *PLL* (*Phase Locked Loop*) para a sincronização dos disparos do *TCSC*, considerando a implementação em hardware, seja através da utilização de dispositivos programáveis mais complexos e flexíveis, como os *FPGAs*, ou através da aplicação de circuitos integrados analógicos dedicados;

REFERÊNCIAS

- AI-JUN, H.; FEI, S.; WEN-JIN, C. Zero-Cross Triggering Technology of Series SCRs with Optical Fiber at Medium Voltage: Application for Thyristor Switched Capacitor. In: IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exhibition: Asian and Pacific, 2005, Dalian. **Anais...** Dalian: IEEE, 2005. p. 1-5.
- AJJARAPU, V.; LEE, B. Bibliography on voltage stability. **IEEE Transactions on Power Systems**, Piscataway, v. 13, n. 1, p. 115-125, Fevereiro 1998. ISSN 0885-8950.
- ALMEIDA, P. R.; PASCHOARELI JUNIOR, D.; Zampellin, L.; BORGES, W. M.; GARCIA, H. L.; RESENDE, J. F.; SILVA, L. S. C.; SEIXAS, F. J. M. Compensador série controlado a tiristores como solução para partida de motores. In: X CONFERÊNCIA BRASILEIRA SOBRE QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA (CBQEE), 2013, Araxá. **Anais...** Araxá: SBQEE, 2013. p. 1-6.
- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA-ANEEL. **Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST, módulo 8- Qualidade de Energia Elétrica - Revisão 7**. 2016.
- BESANGER, Y.; MAGINIER, S.; HADJSAID, N.; FEUILLET, R. Thyristor controlled series compensation: some aspects of different circuit parameters and voltage stability margin. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ENERGY MANAGEMENT AND POWER DELIVERY, 1995, Singapore. **Anais...** Singapore: IEEE, 1995. p. 753-758.
- BORRE, A.C; ORTIZ, A.; WATANABE, E.H.; SULKOWSKI, W. Synchronous generator power oscillations damped by using TCSC or SSSC working as a variable reactance. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES AND SYSTEMS (ICEMS), 2011, Beijing. **Anais...** Beijing: IEEE, 2011. p. 1-6.
- CAMARGO, J.; JÚNIOR, R. A. S.; ZANETTI, E. R.; MARAFÃO, F. P.; EXPERTISE ENGENHARIA. Capacitor Série como Alternativa de Investimentos para a Expansão da Distribuição. In: XVI SEMINÁRIO NACIONAL DE DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA (SENDI), 2004, Brasília. **Anais...** Brasília: SENDI, 2004.
- CIOBOTARU, M.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. A New Single-Phase PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator. In: 37TH IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 2006, Jeju. **Anais...** Jeju: IEEE, 2006. p. 1-6.
- DANG, J.; LIU, D.; BAI, X.; XIONG, Y. A Simplified TCSC Dynamic Phasors Model Considering Harmonic Characteristics. In: 2ND IEEE CONFERENCE ON INDUSTRIAL ELECTRONICS AND APPLICATIONS, 2007, Harbin. **Anais...** Harbin: IEEE, 2007. p. 1123-1128.
- DAS, S.; DAS, D. Series capacitor compensation for radial distribution networks. In: IEEE PES INNOVATIVE SMART GRID TECHNOLOGIES, 2011, Kollam. **Anais...** Kollam: IEEE, 2011. p. 178-182.
- DUGAN, R.C.; MCGRANAGHAN, M. F.; SANTOSO, S.; BEATY, H. W. **Electrical Power Systems Quality**. New York: McGraw-Hill, 2004.
- FRANKLIN, G. F; POWELL, D.J; WORKMAN, M. L. **Digital Control of Dynamic Systems**. Menlo Park: Prentice Hall, 1997.

FUERTE-ESQUIVEL, C. R.; ACHA, E.; AMBRIZ-PEREZ, H. A thyristor controlled series compensator model for the power flow solution of practical power networks. **IEEE Transactions on Power Systems**, Piscataway, v. 15, n. 1, p. 58-64, Fevereiro 2000. ISSN 0885-8950.

GARCIA, P. A. N.; PEREIRA, J. L. R.; CARNEIRO, S. J. Voltage control devices models for distribution power flow analysis. **IEEE Transactions on Power Systems**, Piscataway, v. 16, n. 4, p. 586-594, Novembro 2001. ISSN 0885-8950.

GHOSH, A.; LEDWICH, G. Modelling and control of thyristor-controlled series compensators. **IEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution**, Piscataway, v. 142, n. 3, p. 297-304, Maio 1995. ISSN 1350-2360.

GODART, T. F.; IMECE, A. F.; MCIVER, J. C.; CHEBLI, E. A. Feasibility of thyristor controlled series capacitor for distribution substation enhancements. In: IEEE POWER ENGINEERING SOCIETY TRANSMISSION AND DISTRIBUTION CONFERENCE, 1994, Chicago. **Anais...** Chigaco: IEEE, 1994. p. 362-368.

GOLESTAN, S.; MONFARED, M.; GUERRERO, J. M. Second order generalized integrator based reference current generation method for single-phase shunt active power filters under adverse grid conditions. In: 4TH POWER ELECTRONICS, DRIVE SYSTEMS AND TECHNOLOGIES CONFERENCE (PEDSTC), 2013, Tehran. **Anais...** Tehram: IEEE, 2013. p. 510-517.

GUPTA, S.; TRIPATHI, R. K.; SHUKLA, R. D. Voltage stability improvement in power systems using facts controllers: State-of-the-art review. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER, CONTROL AND EMBEDDED SYSTEMS (ICPCES), 2010, Allahabad. **Anais...** Allahabad: IEEE, 2010. p. 1-8.

HINGORANI, N. G. Power electronics in electric utilities: role of power electronics in future power systems. **Proceedings of the IEEE**, v. 76, n. 4, p. 481-482, Abril 1988. ISSN 0018-9219.

HUANG, G. M.; NAIR, N. C. Incorporating TCSC into the voltage stability constrained OPF formulation. In: IEEE POWER ENGINEERING SOCIETY SUMMER MEETING, 2002, Chicago. **Anais...** Chicago: IEEE, 2002. p. 1547-1552.

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERS. **IEEE Std 1459-2010 (Revision of IEEE Std 1459-2000)**: IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions. Março 2010. p. 1-50.

JESUS, F.D.; WATANABE, E.H.; SOUZA, L.F.W.; ALVES, J.E.R. Analysis of SSR Mitigation Using Gate Controlled Series Capacitors. In: IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, 2005, Recife. **Anais...** Recife: IEEE, 2005. p. 1402-1407.

JOHANSSON, N.; ANGQUIST, L.; NEE, H. P. An Adaptive Controller for Power System Stability Improvement and Power Flow Control by Means of a Thyristor Switched Series Capacitor (TSSC). **IEEE Transactions on Power Systems**, Piscataway, v. 25, n. 1, p. 381-391, Fevereiro 2010. ISSN 0885-8950.

- JOSWIG, F.; KULIG, S. Perceptions about new kinds of subsynchronous resonances. In: IV INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER SYSTEMS TRANSIENTS (IPST), 2001, Rio de Janeiro. **Anais...** Rio de Janeiro: IPST, 2001. p. 228-233.
- JOVCIC, D.; PILLAI, G. N. Analytical modeling of TCSC dynamics. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Piscataway, v. 20, n. 2, p. 1097-1104, Abril 2005. ISSN 0885-8977.
- KABIRI, K.; HENSCHER, S.; DOMMEL, H. W. Resistive behavior of thyristor-controlled series capacitors at subsynchronous frequencies. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Piscataway, v. 19, n. 1, p. 374-379, Janeiro 2004. ISSN 0885-8977.
- KAKIMOTO, N.; PHONGPHANPHANEE, A. Subsynchronous resonance damping control of thyristor-controlled series capacitor. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Piscataway, v. 18, n. 3, p. 1051-1059, Julho 2003. ISSN 0885-8977.
- KAMARPOSHI, M. A.; NOEI, A. R.; ALINEZHAD, M.; SOLTANI, H. Comparison between Parallels and Series FACTS devices on static voltage stability using MLP index. In: THE 2ND INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMPUTER AND AUTOMATION ENGINEERING (ICCAE), 2010, Singapore. **Anais...** Singapore: IEEE, 2010. p. 157-160.
- KUNDUR, P.; PARSEBA, J.; AJJARAPU, V.; ANDERSSON, G.; BOSE, A.; CANIZARES, C.; HATZIARGYRIOU, N.; HILL, D.; STANKOVIC, A.; TAYLOR, C.; CUTSEM, T. V.; VITTAL, V. Definition and classification of power system stability IEEE/CIGRE joint task force on stability terms and definitions. **IEEE Transactions on Power Systems**, Piscataway, v. 19, n. 3, p. 1387-1401, Agosto 2004. ISSN 0885-8950.
- MATTAVELLI, P.; VERGHESE, G. C.; STANKOVIC, A. Phasor dynamics of thyristor-controlled series capacitor systems. **IEEE Transactions on Power Systems**, Piscataway, v. 12, n. 3, p. 1259-1267, Agosto 1997. ISSN 0885-8950.
- MORI, S.; MATSUNO, K.; HASEGAWA, T.; OHNISHI, S.; TAKEDA, M.; SETO, M.; MURAKAMI, S.; ISHIGURO, F. Development of a large static VAr generator using self-commutated inverters for improving power system stability. **IEEE Transactions on Power Systems**, Piscataway, v. 8, n. 1, p. 371-377, Fevereiro 1993. ISSN 0885-8950.
- MOSCHAKIS, M. N.; LEONIDAKI, E. A.; HATZIARGYRIOU, N. D. Considerations for the application of thyristor controlled series capacitors to radial power distribution circuits. In: IEEE BOLOGNA POWER TECH CONFERENCE PROCEEDINGS, 2003, Bologna. **Anais...** Bologna: IEEE, 2003. p. 7-13.
- OLIVEIRA, H. R. P.; PAPALEO, G. K.; FIGUEIREDO, C. E. C.; JESUS, N. C.; MARTINEZ, M. L. B. AES Sul's experiences using series compensation on medium-voltage distribution system. In: IEEE/PES TRANSMISSION AND DISTRIBUTION CONFERENCE AND EXHIBITION: ASIS PACIFIC, 2002, Yokohama. **Anais...** Yokohama: IEEE, 2002. p. 2061-2066.
- PILOTTO, L. A. S.; BIANCO, A.; LONG, W. F.; EDRIS, A. Impact of TCSC control methodologies on subsynchronous oscillations. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Piscataway, v. 18, n. 1, p. 243-252, Janeiro 2003. ISSN 0885-8977.
- REN, Y. Comprehensive Research of Applying TCSC to Improve the Property of Distribution Network. In: ASIA-PACIFIC POWER AND ENERGY ENGINEERING CONFERENCE (APPEEC), 2012, Shanghai. **Anais...** Shanghai: IEEE, 2012. p. 1-4.

RODRIGUEZ, P.; LUNA, A.; CANDELA, I.; MUJAL, R.; TEODORESCU, R.; BLAABJERG, F. Multiresonant Frequency-Locked Loop for Grid Synchronization of Power Converters Under Distorted Grid Conditions. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v. 58, n. 1, p. 127-138, Janeiro 2011. ISSN 0278-0046.

SANDERS, S.R.; NOWOROLSKI, J.M.; LIU, X.Z.; VERGHESE, GEORGE C. Generalized averaging method for power conversion circuits. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v. 6, n. 2, p. 251-259, Abril 1991. ISSN 0885-8993.

SCHAUDER, C.; GERNHARDT, M.; STACEY, E.; LEMAK, T.; GYUGYI, L.; CEASE, T.W.; EDRIS, A. Development of a +100 MVar static condenser for voltage control of transmission systems. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Piscataway, v. 10, n. 3, p. 1486-1496, Julho 1995. ISSN 0885-8977.

SILVA, L. S. C.; ZAMPELLIN, L.; JUNIOR, D. P.; SEIXAS, F. J. M.; ALMEIDA, P. R.; BORGES, W. M.; GARCIA, H. L.; RESENDE, J. F. Modelagem dinâmica e controle do TCSC para aplicações em sistemas de distribuição de energia elétrica. In: XI SIMPÓSIO BRASILEIRO DE AUTOMAÇÃO INTELIGENTE (SBAI) E CONFERÊNCIA BRASILEIRA DE DINÂMICA, CONTROLE E APLICAÇÕES (DINCON), 2013, Fortaleza. **Anais...** Fortaleza: SBA, 2013. p. 1-6.

SILVA, L. S. C.; SEIXAS, F. J. M.; JÚNIOR, D. P.; JÚNIOR, J. C. P.; RESENDE, J. F.; GARCIA, H. L. Generalized analysis of harmonic distortion in the D-TCSC. In: 2015 IEEE 13TH BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND 1ST SOUTHERN POWER ELECTRONICS CONFERENCE (COBEP/SPEC), 2015, Fortaleza. **Anais...** Fortaleza: IEEE, 2015. p. 1-6.

SILVEIRA, E. P.; PIRES, R. C.; DE ALMEIDA, A. T. L.; JOSE, A.; REZEK, J. Direct on line starting induction motor with Thyristor Switched Capacitor based voltage regulation. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE, 2009, Bonito. **Anais...** Bonito: IEEE, 2009. p. 1124-1129.

TEXAS INSTRUMENTS. **TMS320F2806x Piccolo Microcontrollers**. Texas Instruments Incorporated. Dallas, p. 163. 2010-2014.

TEXAS INSTRUMENTS. **TMS320x2806x Technical Reference Manual**. Texas Instruments Incorporated. Dallas, p. 1190. 2011-2016.

WATANABE, E. H.; BARBOSA, P. G.; ALMEIDA, K. C.; TARANTO, G. N. Tecnologia Facts - Tutorial. **SBA Controle & Automação**, 9, n. 1, 1998.

XIAOLU, L.; XIANZHONG, D.; JIANG, Y.; HONGFA, D.; YANGZAN, H. Fundamental frequency model of thyristor-controlled series capacitor for transient stability studies. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER SYSTEM TECHNOLOGY, 1998, Beijing. **Anais...** Beijing: IEEE, 1998. p. 333-337.

ZAMPELLIN, L.; PASCHOARELI JUNIOR, D.; ALMEIDA, P. R.; BORGES, W. M.; GARCIA, H. L.; RESENDE, J. F.; SILVA, L. S. C.; SEIXAS, F. J. M. Controle de tensão em malha fechada de um compensador série eletronicamente controlado aplicado no sistema de distribuição. In: X CONFERÊNCIA BRASILEIRA SOBRE QUALIDADE DE ENERGIA ELÉTRICA(CBQEE), 2013, Araxá. **Anais...** Araxá: SBQEE, 2013. p. 1-5.

APÊNDICE A – Código fonte descrito em Linguagem C referente ao algoritmo de controle digital e à sincronização do TCSC.

```
//          Controle Digital TMS320F28069
//          Luciano de Souza da Costa e Silva//
//#####
//
// Controle digital da Reatância Fundamental do TCSC via realimentações com IGSOM

#include "F2806x_Device.h"
#include "math.h"

// Declaração de Protótipo de Funções externas
extern void InitSysCtrl(void);
extern void InitPieCtrl (void);
extern void InitPieVectTable(void);
extern void InitAdc(void);
extern void InitFlash(void);

extern unsigned int  RamfuncsLoadStart;
extern unsigned int  RamfuncsLoadEnd;
extern unsigned int  RamfuncsRunStart;

// Declaração de Protótipo de Funções de configuração
void Gpio_select(void);
void Setup_ePWM(void);
void ConfigAdc (void);
void ConfigComp(void);
interrupt void adc_isr(void);

// Definição de Variáveis Globais

#define PI 3.1416

Uint16 shift = 21000;
float wo = 376.991118;
float Ts = 0.000080121785;
float delta_teta = 0.0302052013;
float alfa_max = 1.4835;
float alfa_res = 0.7854;
float alfa_ma = 1.22;
float alfa_a[2] = {1.22, 1.22};
float alfa_b[2] = {1.22, 1.22};
float alfa_c[2] = {1.22, 1.22};
int MF = 0;
float Xref = 1.5;
int cont_inst = 0;
int inst = 0;
int single_trg = 0;
int ind_buff = 0;
int stop_buff = 0;
int ind_trg;
int ind_fim;
int ind_fim2;
int cont_buff = 0;
float trigger = 18.0;
float buff1[4992];
float buff2[4992];
float buff3[4992];
float kv_ajsta = 42.15;
float kv_ajstb = 43.55;
float kv_ajstc = 43.05;
float ki_ajsta = 13.9;
float ki_ajstb = 13.9;
float ki_ajstc = 13.65;
int ch_a = 0;
int trans_a = 0;
int ch_b = 0;
int trans_b = 0;
int ch_c = 0;
int trans_c = 0;
```

```

int ss_a = 0;
float alfass_a = 0.0;
float alfacap_a = 0.0;
float alfaind_a = 0.0;
int ss_b = 0;
float alfass_b = 0.0;
float alfacap_b = 0.0;
float alfaind_b = 0.0;
int ss_c = 0;
float alfass_c = 0.0;
float alfacap_c = 0.0;
float alfaind_c = 0.0;
float h1 = 1.0;
float h3 = 3.0;
float h5 = 5.0;

// Definição das Estruturas integrantes do Algoritmo

typedef struct
{
    int Cont_cc;
    int Cont_aux;
    float amostra;
    float amostra_esc;
    float acc_cc[2];
    float amostra_cc[2];
    float offset;
    float amostra_ca[3];
}ADC ;
ADC adc_va, adc_vb, adc_vc, adc_ia, adc_ib, adc_ic;

typedef struct
{
    float k;
    float A0;
    float A1;
    float A2;
    float B0;
    float B0q;
    float B1q;
    float v_alfa[3];
    float v_beta[3];
    float v_ef[2];
}SOGI;
SOGI sogi_ia, sogi_ib, sogi_ic;

typedef struct
{
    float k;
    float A0;
    float A1;
    float A2;
    float B0;
    float B0q;
    float B1q;
    float v_in[3];
    float v_alfa[3];
    float v_beta[3];
    float v_ef[2];
}MULTSOGI;
MULTSOGI sogi_va, sogi_vb, sogi_vc, sogi_va3, sogi_vb3, sogi_vc3,
        sogi_va5, sogi_vb5, sogi_vc5;

typedef struct
{
    float ref;
    float Xtsc;
    float kp;
    float ki;
    float kb;
    float err[2];
    float out[3];
    float out_sat[3];
    float err_sat[3];
}

```

```

    float out_min;
    float out_max;
    float B0;
    float B1;
    float C;
}PI_WD ;
PI_WD pi_xa,pi_xb, pi_xc;

//Funções de inicialização das estruturas
void inicializa_adc_corrente(ADC *pi);
void inicializa_adc_tensao(ADC *pv);
void inicializa_sogi(SOGI *r);
void inicializa_multsogi(MULTSOGI *q, float hrm);
void Inicializa_pi_wd(PI_WD *u);

// Funções dos blocos básicos do SOGI(inglês)/IGSO(português)
void escala_corrente(ADC *p);
void escala_tensao(ADC *p);
void sogi_sistema(ADC *p, SOGI *r);
void multsogi_sistema(ADC *p, MULTSOGI *q1, MULTSOGI *q3, MULTSOGI *q5);

// Funções dos blocos básicos do controlador de reatância do TCSC
void calculo_reatancia1(MULTSOGI *q, SOGI *r, PI_WD *u, float kv_ajst, float ki_ajst);
void pi_wd_sistema(PI_WD *u);

//Funções de atualização de variáveis
void atualiza_adc(ADC *p);
void atualiza_sogi(SOGI *r);
void atualiza_multsogi(MULTSOGI *q);
void atualiza_pi_wd(PI_WD *u);
//#####
//                                main
//#####
void main(void)
{
    InitSysCtrl();           // Inicialização básica do núcleo
    memcpy(&RamfuncsRunStart, &RamfuncsLoadStart, &RamfuncsLoadEnd - &RamfuncsLoadStart);
    InitFlash();           // Inicializa Flash

    EALLOW;
    SysCtrlRegs.WDCR = 0x00AF;
    EDIS;

    DINT;                  // Desabilita todas interrupções
    Gpio_select();         // Configura os pinos de entrada e saída (I/O)
    InitPieCtrl();         //Inicializa os registradores de controle da PIE
    InitPieVectTable();    // Inicializa a tabela de vetores da PIE

    EALLOW;
    PieVectTable.ADCINT1 = &adc_isr; //Habilita a Interrupção via ADCINT1
    EDIS;

    PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx1=1; //Habilita o elemento 1 da linha 1 da PIE
    IER |=1;
    EINT;                  //Habilita controle de interrupção a nível da CPU
    ERTM;                  //habilita debug de interrupção

    InitAdc(); //Inicializa e calibra o ADC.
    ConfigAdc(); //Configura ADC
    ConfigComp(); //Configura Comparadores analógicos
    Setup_ePWM(); // Configura módulos de PWM;

    //Inicialização das variáveis das Estruturas
    inicializa_adc_corrente(&adc_ia);
    inicializa_adc_corrente(&adc_ib);
    inicializa_adc_corrente(&adc_ic);
    inicializa_adc_tensao(&adc_va);
    inicializa_adc_tensao(&adc_vb);
    inicializa_adc_tensao(&adc_vc);
    inicializa_sogi(&sogi_ia);
    inicializa_sogi(&sogi_ib);
    inicializa_sogi(&sogi_ic);
    inicializa_multsogi(&sogi_va, h1);
    inicializa_multsogi(&sogi_va3, h3);

```

```

    inicializa_multsogi(&sogi_va5, h5);
    inicializa_multsogi(&sogi_vb, h1);
    inicializa_multsogi(&sogi_vb3, h3);
    inicializa_multsogi(&sogi_vb5, h5);
    inicializa_multsogi(&sogi_vc, h1);
    inicializa_multsogi(&sogi_vc3, h3);
    inicializa_multsogi(&sogi_vc5, h5);
    Inicializa_pi_wd(&pi_xa);
    Inicializa_pi_wd(&pi_xb);
    Inicializa_pi_wd(&pi_xc);

    //inicialização dos vetores de resultado
    for(ind_buff=0;ind_buff<=4991;ind_buff=ind_buff+1)
    {
        buff1[ind_buff] = 0.0;
        buff2[ind_buff] = 0.0;
        buff3[ind_buff] = 0.0;
    }

    //Loop Infinito
    while(1)
    {
        EALLOW;
        SysCtrlRegs.WDKEY = 0x55;          // service WD #1
        SysCtrlRegs.WDKEY = 0xAA;          // service WD #2
        EDIS;
    }
}
//Rotina de interrupção disparada em 12,480 kHz pelo ADCINT1 definido para SOC pelo ePWM8A - 208 ptos
//por ciclo de rede
interrupt void adc_isr(void)
{
    GpioDataRegs.GPASET.bit.GPIO16 = 1;

    //Leitura dos registradores de resultado dos A/Ds
    adc_ia.amostra = (float)(AdcResult.ADCRESULT0);
    adc_ib.amostra = (float)(AdcResult.ADCRESULT1);
    adc_ic.amostra = (float)(AdcResult.ADCRESULT2);
    adc_va.amostra = (float)(AdcResult.ADCRESULT3);
    adc_vb.amostra = (float)(AdcResult.ADCRESULT4);
    adc_vc.amostra = (float)(AdcResult.ADCRESULT5);

    //Normalização e Cálculo do Offset
    escala_corrente(&adc_ia);
    escala_corrente(&adc_ib);
    escala_corrente(&adc_ic);
    escala_tensao(&adc_va);
    escala_tensao(&adc_vb);
    escala_tensao(&adc_vc);

    //IGSO das correntes e IGSO das tensões
    sogi_sistema(&adc_ia, &sogi_ia);
    sogi_sistema(&adc_ib, &sogi_ib);
    sogi_sistema(&adc_ic, &sogi_ic);
    multisogi_sistema(&adc_va, &sogi_va, &sogi_va3, &sogi_va5);
    multisogi_sistema(&adc_vb, &sogi_vb, &sogi_vb3, &sogi_vb5);
    multisogi_sistema(&adc_vc, &sogi_vc, &sogi_vc3, &sogi_vc5);

    //Impondo a mesma referência para as malhas que são independentes.
    pi_xa.ref = Xref;
    pi_xb.ref = Xref;
    pi_xc.ref = Xref;

    //Cálculo da Reatância Fundamental
    calculo_reatancia1(&sogi_va, &sogi_ia, &pi_xa, kv_ajsta, ki_ajsta);
    calculo_reatancia1(&sogi_vb, &sogi_ib, &pi_xb, kv_ajstb, ki_ajstb);
    calculo_reatancia1(&sogi_vc, &sogi_ic, &pi_xc, kv_ajstc, ki_ajstc);

    // Malha de controle da reatância série do D-TCSC

    if(MF == 1)
    {
        pi_wd_sistema(&pi_xa);
    }
}

```

```

    pi_wd_sistema(&pi_xb);
    pi_wd_sistema(&pi_xc);

    alfa_a[1] = pi_xa.out_sat[2];
    alfa_b[1] = pi_xb.out_sat[2];
    alfa_c[1] = pi_xc.out_sat[2];
}
else
{
    alfa_a[1] = alfa_ma; //(Uint16)(6631.509*alfa_ma)
    alfa_b[1] = alfa_ma;
    alfa_c[1] = alfa_ma;
}
// Verifica possíveis transições e carrega registradores de comparação dos PWMs
//para geração dos pulsos de disparo

// T1 fase a - EPwm1A
// T2 fase a - EPwm2A
// T1 fase b - EPwm3A
// T2 fase b - EPwm4A
// T1 fase c - EPwm5A
// T2 fase c - EPwm6A

//FASE A
//Região indutiva
if(ch_a == 1)
{

    //Verifica Transição para a região capacitiva

    if(alfa_a[1]>alfa_res && alfa_a[0]<alfa_res)
    {
        trans_a = 1;
        alfacap_a = alfa_a[1];
        alfaind_a = alfa_a[0];
        alfass_a = alfaind_a;
    }

    if(trans_a == 1)
    {
        if(sogi_ia.v_alfa[2]>0.0 && sogi_ia.v_alfa[1]<0.0)
        {
            ch_a = 0; // comuta para região capacitiva
            trans_a = 0;
            ss_a = 1;
        }
        else
        {
            ch_a = 1; //permanece região indutiva
        }
    }
    else
    {
        //verifica transição suave
        if(ss_a==1)
        {
            //decrementa alfa de capacitivo para ressonância

            if(sogi_ia.v_alfa[2]>0.0 && sogi_ia.v_alfa[1]<0.0)
            {
                if(alfass_a>alfa_res)
                {
                    alfass_a = alfass_a - 0.00174532;
                    //comparação para geração dos pulsos de disparo para T2
                    //da fase a (capacitiva)
                    EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = (Uint16)(6631.45596*alfass_a);
                    EPwm2Regs.CMPB = EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;

                    //comparação para geração dos pulsos de disparo para T1 da
                    //fase a (capacitiva)
                    EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA + shift;
                    EPwm1Regs.CMPB = EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;
                }
                else if(alfass_a>alfaind_a)
            }
        }
    }
}

```

```

        {
            alfass_a = alfass_a - 0.00174532;

            //comparação para geração dos pulsos de disparo para T1
            //da fase a (indutiva)
            EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = (Uint16)(6631.45596*alfass_a);
            EPwm1Regs.CMPB = EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;

            //comparação para geração dos pulsos de disparo para T2 da
            //fase a (indutiva)
            EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA + shift;
            EPwm2Regs.CMPB = EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;
        }
        else
        {
            ss_a = 0;
        }
    }
}

else
{
    //comparação para geração dos pulsos de disparo para T1 da
    //fase a (indutiva)
    EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = (Uint16)(6631.45596*alfa_a[1]);
    EPwm1Regs.CMPB = EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;

    //comparação para geração dos pulsos de disparo para T2 da
    //fase a (indutiva)
    EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA + shift;
    EPwm2Regs.CMPB = EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;
}
}

//Região capacitiva
if(ch_a == 0)
{
    //Verifica Transição para a região indutiva

    if(alfa_a[0]>alfa_res && alfa_a[1]<alfa_res)
    {
        trans_a = 1;
        alfacap_a = alfa_a[0];
        alfaind_a = alfa_a[1];
        alfass_a = alfacap_a;
    }

    if(trans_a == 1)
    {
        if(sogi_ia.v_alfa[2]<0.0 && sogi_ia.v_alfa[1]>0.0 )
        {
            ch_a = 1; // comuta para região indutiva
            trans_a = 0;
            ss_a = 1;
        }
        else
        {
            ch_a = 0; //permanece região capacitiva
        }
    }
    else
    {
        if(ss_a==1)
        {
            //incrementa transição suave de indutivo para capacitivo
            if(sogi_ia.v_alfa[2]>0.0 && sogi_ia.v_alfa[1]<0.0)
            {
                if(alfass_a<alfa_res)
                {
                    alfass_a = alfass_a + 0.00174532;
                    //comparação para geração dos pulsos de disparo para T1
                    //da fase a (indutiva)

```

```

EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = (Uint16)(6631.45596*alfass_a);
EPwm1Regs.CMPB = EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;

//comparação para geração dos pulsos de disparo para T2
//da fase a (indutiva)
EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA + shift;
EPwm2Regs.CMPB = EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;
}
else if(alfass_a<alfacap_a)
{
    alfass_a = alfass_a + 0.00174532;

    //comparação para geração dos pulsos de disparo para T2
    //da fase a (capacitiva)
    EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = (Uint16)(6631.45596*alfass_a);
    EPwm2Regs.CMPB = EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;

    //comparação para geração dos pulsos de disparo para T1
    //da fase a (capacitiva)
    EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA + shift;
    EPwm1Regs.CMPB = EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;
}
else
{
    ss_a = 0;
}
}
}

else
{
    //comparação para geração dos pulsos de disparo para T2
    //da fase a (capacitiva)
    EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = (Uint16)(6631.45596*alfa_a[1]);
    EPwm2Regs.CMPB = EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;

    //comparação para geração dos pulsos de disparo para T1
    //da fase a (capacitiva)
    EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA + shift;
    EPwm1Regs.CMPB = EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;
}
}
}

//FASE B
//Região indutiva
if(ch_b == 1)
{
    //Verifica Transição para a região capacitiva

    if(alfa_b[1]>alfa_res && alfa_b[0]<alfa_res)
    {
        trans_b = 1;
        alfacap_b = alfa_b[1];
        alfaind_b = alfa_b[0];
        alfass_b = alfaind_b;
    }

    if(trans_b == 1)
    {
        if(sogi_ib.v_alfa[2]>0.0 && sogi_ib.v_alfa[1]<0.0)
        {
            ch_b = 0; // comuta para região capacitiva
            trans_b = 0;
            ss_b = 1;
        }
        else
        {
            ch_b = 1; //permanece região indutiva
        }
    }
}
else
{

```

```

//verifica transição suave
if(ss_b==1)
{
    //decrementa alfa de capacitivo para ressonância

    if(sogi_ib.v_alfa[2]>0.0 && sogi_ib.v_alfa[1]<0.0)
    {
        if(alfass_b>alfa_res)
        {
            alfass_b = alfass_b - 0.00174532;
            //comparação para geração dos pulsos de disparo para T2
            //da fase b (capacitiva)
            EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA = (Uint16)(6631.45596*alfass_b);
            EPwm4Regs.CMPB = EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;

            //comparação para geração dos pulsos de disparo para T1
            //da fase b (capacitiva)
            EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA + shift;
            EPwm3Regs.CMPB = EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;
        }
        else if(alfass_b>alfaind_b)
        {
            alfass_b = alfass_b - 0.00174532;

            //comparação para geração dos pulsos de disparo para T1
            //da fase b (indutiva)
            EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = (Uint16)(6631.45596*alfass_b);
            EPwm3Regs.CMPB = EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;

            //comparação para geração dos pulsos de disparo para T2
            //da fase b (indutiva)
            EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA + shift;
            EPwm4Regs.CMPB = EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;
        }
        else
        {
            ss_b = 0;
        }
    }
}

else
{
    //comparação para geração dos pulsos de disparo para T1
    //da fase b (indutiva)
    EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = (Uint16)(6631.45596*alfa_b[1]);
    EPwm3Regs.CMPB = EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;

    //comparação para geração dos pulsos de disparo para T2
    //da fase b (indutiva)
    EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA + shift;
    EPwm4Regs.CMPB = EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;
}
}

//Região capacitiva
if(ch_b == 0)
{
    //Verifica Transição para a região indutiva

    if(alfa_b[0]>alfa_res && alfa_b[1]<alfa_res)
    {
        trans_b = 1;
        alfacap_b = alfa_b[0];
        alfaind_b = alfa_b[1];
        alfass_b = alfacap_b;
    }

    if(trans_b == 1)
    {
        if(sogi_ib.v_alfa[2]<0.0 && sogi_ib.v_alfa[1]>0.0 )
        {

```

```

        ch_b = 1; // comuta para região indutiva
        trans_b = 0;
        ss_b = 1;
    }
    else
    {
        ch_b = 0; //permanece região capacitiva
    }
}
else
{
    if(ss_b==1)
    {
        //incrementa transição suave de indutivo para capacitivo
        if(sogi_ib.v_alfa[2]>0.0 && sogi_ib.v_alfa[1]<0.0)
        {
            if(alfass_b<alfa_res)
            {
                alfass_b = alfass_b + 0.00174532;
                //comparação para geração dos pulsos de disparo para T1
                //da fase b (indutiva)
                EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = (Uint16)(6631.45596*alfass_b);
                EPwm3Regs.CMPB = EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;

                //comparação para geração dos pulsos de disparo para T2
                //da fase b (indutiva)
                EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA + shift;
                EPwm4Regs.CMPB = EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;
            }
            else if(alfass_b<alfacap_b)
            {
                alfass_b = alfass_b + 0.00174532;

                //comparação para geração dos pulsos de disparo para T2
                //da fase b (capacitiva)
                EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA = (Uint16)(6631.45596*alfass_b);
                EPwm4Regs.CMPB = EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;

                //comparação para geração dos pulsos de disparo para T1
                //da fase b (capacitiva)
                EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA + shift;
                EPwm3Regs.CMPB = EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;
            }
            else
            {
                ss_b = 0;
            }
        }
    }
}
else
{
    //comparação para geração dos pulsos de disparo para T2
    //da fase b (capacitiva)
    EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA = (Uint16)(6631.45596*alfa_b[1]);
    EPwm4Regs.CMPB = EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;

    //comparação para geração dos pulsos de disparo para T1
    //da fase b (capacitiva)
    EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA + shift;
    EPwm3Regs.CMPB = EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;
}
}
//FASE C
//Região indutiva
if(ch_c == 1)
{
    //Verifica Transição para a região capacitiva

    if(alfa_c[1]>alfa_res && alfa_c[0]<alfa_res)
    {
        trans_c = 1;
    }
}

```

```

        alfacap_c = alfa_c[1];
        alfaind_c = alfa_c[0];
        alfass_c = alfaind_c;
    }

    if(trans_c == 1)
    {
        if(sogi_ic.v_alfa[2]>0.0 && sogi_ic.v_alfa[1]<0.0)
        {
            ch_c = 0; // comuta para região capacitiva
            trans_c = 0;
            ss_c = 1;
        }
        else
        {
            ch_c = 1; //permanece região indutiva
        }
    }
    else
    {
        //verifica transição suave
        if(ss_c==1)
        {
            //decrementa alfa de capacitivo para ressonância

            if(sogi_ic.v_alfa[2]>0.0 && sogi_ic.v_alfa[1]<0.0)
            {
                if(alfass_c>alfa_res)
                {
                    alfass_c = alfass_c - 0.00174532;
                    //comparação para geração dos pulsos de disparo para T2
                    //da fase c (capacitiva)
                    EPwm6Regs.CMPA.half.CMPA = (Uint16)(6631.45596*alfass_c);
                    EPwm6Regs.CMPB = EPwm6Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;

                    //comparação para geração dos pulsos de disparo para T1
                    //da fase c (capacitiva)
                    EPwm5Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm6Regs.CMPA.half.CMPA + shift;
                    EPwm5Regs.CMPB = EPwm5Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;
                }
                else if(alfass_c>alfaind_c)
                {
                    alfass_c = alfass_c - 0.00174532;

                    //comparação para geração dos pulsos de disparo para T1
                    //da fase c (indutiva)
                    EPwm5Regs.CMPA.half.CMPA = (Uint16)(6631.45596*alfass_c);
                    EPwm5Regs.CMPB = EPwm5Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;

                    //comparação para geração dos pulsos de disparo para T2
                    //da fase c (indutiva)
                    EPwm6Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm5Regs.CMPA.half.CMPA + shift;
                    EPwm6Regs.CMPB = EPwm6Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;
                }
                else
                {
                    ss_c = 0;
                }
            }
        }
    }

    else
    {
        //comparação para geração dos pulsos de disparo para T1 da fase c (indutiva)
        EPwm5Regs.CMPA.half.CMPA = (Uint16)(6631.45596*alfa_c[1]);
        EPwm5Regs.CMPB = EPwm5Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;

        //comparação para geração dos pulsos de disparo para T2 da fase c (indutiva)
        EPwm6Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm5Regs.CMPA.half.CMPA + shift;
        EPwm6Regs.CMPB = EPwm6Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;
    }
}
}

```

```

//Região capacitiva
if(ch_c == 0)
{
    //Verifica Transição para a região indutiva

    if(alfa_c[0]>alfa_res && alfa_c[1]<alfa_res)
    {
        trans_c = 1;
        alfacap_c = alfa_c[0];
        alfaind_c = alfa_c[1];
        alfass_c = alfacap_c;
    }

    if(trans_c == 1)
    {
        if(sogi_ic.v_alfa[2]<0.0 && sogi_ic.v_alfa[1]>0.0 )
        {
            ch_c = 1; // comuta para região indutiva
            trans_c = 0;
            ss_c = 1;
        }
        else
        {
            ch_c = 0; //permanece região capacitiva
        }
    }
    else
    {
        if(ss_c==1)
        {
            //incrementa transição suave de indutivo para capacitivo
            if(sogi_ic.v_alfa[2]>0.0 && sogi_ic.v_alfa[1]<0.0)
            {
                if(alfass_c<alfa_res)
                {
                    alfass_c = alfass_c + 0.00174532;
                    //comparação para geração dos pulsos de disparo para T1
                    //da fase c (indutiva)
                    EPwm5Regs.CMPA.half.CMPA = (Uint16)(6631.45596*alfass_c);
                    EPwm5Regs.CMPB = EPwm5Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;

                    //comparação para geração dos pulsos de disparo para T2
                    //da fase c (indutiva)
                    EPwm6Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm5Regs.CMPA.half.CMPA + shift;
                    EPwm6Regs.CMPB = EPwm6Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;
                }
                else if(alfass_c<alfacap_c)
                {
                    alfass_c = alfass_c + 0.00174532;

                    //comparação para geração dos pulsos de disparo para T2
                    //da fase c (capacitiva)
                    EPwm6Regs.CMPA.half.CMPA = (Uint16)(6631.45596*alfass_c);
                    EPwm6Regs.CMPB = EPwm6Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;

                    //comparação para geração dos pulsos de disparo para T1
                    //da fase c (capacitiva)
                    EPwm5Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm6Regs.CMPA.half.CMPA + shift;
                    EPwm5Regs.CMPB = EPwm5Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;
                }
                else
                {
                    ss_c = 0;
                }
            }
        }
    }
    else
    {
        //comparação para geração dos pulsos de disparo para T2
        //da fase c (capacitiva)
        EPwm6Regs.CMPA.half.CMPA = (Uint16)(6631.45596*alfa_c[1]);
        EPwm6Regs.CMPB = EPwm6Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;
    }
}

```

```

        //comparação para geração dos pulsos de disparo para T1
        //da fase c (capacitiva)
        EPwm5Regs.CMPA.half.CMPA = EPwm6Regs.CMPA.half.CMPA + shift;
        EPwm5Regs.CMPB = EPwm5Regs.CMPA.half.CMPA + 3472;
    }
}

//Verificação e coleta de resultados

if(single_trg==1)
{
    //if(sogi_va.v_ef[1]<trigger && sogi_va.v_ef[0]>trigger)
    if(sogi_ia.v_ef[1]>trigger && sogi_ia.v_ef[0]<trigger)
    {
        stop_buff = 1;
        ind_trg = ind_buff;
    }

    cont_buff=cont_buff+1;

    if(cont_buff==6)
    {
        if(stop_buff == 1)
        {
            if(ind_trg<=2495)
            {
                ind_fim = ind_trg+2495;
                if(ind_buff<=ind_fim)
                {
                    /*buff1[ind_buff] = sogi_va.v_alfa[2];
                    buff2[ind_buff] = sogi_va.v_beta[2];
                    buff3[ind_buff] = 0.02372479*sogi_va.v_ef[1];*/

                    buff1[ind_buff] = sogi_ia.v_alfa[2];
                    buff2[ind_buff] = sogi_ia.v_beta[2];
                    buff3[ind_buff] = 0.071942446*sogi_ia.v_ef[1];

                    /*buff1[ind_buff] = pi_xc.ref;
                    buff2[ind_buff] = pi_xc.Xtcsc;
                    buff3[ind_buff] = pi_xc.out_sat[2];*/

                    /*buff1[ind_buff] = sogi_va.v_alfa[2];
                    buff2[ind_buff] = sogi_va3.v_alfa[2];
                    buff3[ind_buff] = sogi_va5.v_alfa[2];*/

                    ind_buff++;
                }
            }
            else
            {
                ind_fim2 = ind_trg-2496;
                if(ind_buff<=4991 && ind_buff>=2496)
                {
                    /*buff1[ind_buff] = sogi_va.v_alfa[2];
                    buff2[ind_buff] = sogi_va.v_beta[2];
                    buff3[ind_buff] = 0.02372479*sogi_va.v_ef[1];*/

                    buff1[ind_buff] = sogi_ia.v_alfa[2];
                    buff2[ind_buff] = sogi_ia.v_beta[2];
                    buff3[ind_buff] = 0.071942446*sogi_ia.v_ef[1];

                    /*buff1[ind_buff] = pi_xc.ref;
                    buff2[ind_buff] = pi_xc.Xtcsc;
                    buff3[ind_buff] = pi_xc.out_sat[2];*/

                    /*buff1[ind_buff] = sogi_va.v_alfa[2];
                    buff2[ind_buff] = sogi_va3.v_alfa[2];
                    buff3[ind_buff] = sogi_va5.v_alfa[2];*/

                    ind_buff++;
                }
            }
        }
    }
}

```

```

        if(ind_buff==4992)
        {
            ind_buff=0;
        }
    }
    if(ind_buff>=0 && ind_buff<=ind_fim2)
    {
        /*buff1[ind_buff] = sogi_va.v_alfa[2];
        buff2[ind_buff] = sogi_va.v_beta[2];
        buff3[ind_buff] = 0.02372479*sogi_va.v_ef[1];*/

        buff1[ind_buff] = sogi_ia.v_alfa[2];
        buff2[ind_buff] = sogi_ia.v_beta[2];
        buff3[ind_buff] = 0.071942446*sogi_ia.v_ef[1];

        /*buff1[ind_buff] = pi_xc.ref;
        buff2[ind_buff] = pi_xc.Xtcsc;
        buff3[ind_buff] = pi_xc.out_sat[2];*/

        /*buff1[ind_buff] = sogi_va.v_alfa[2];
        buff2[ind_buff] = sogi_va3.v_alfa[2];
        buff3[ind_buff] = sogi_va5.v_alfa[2];*/

        ind_buff++;
    }
}

else
{
    /*buff1[ind_buff] = sogi_va.v_alfa[2];
    buff2[ind_buff] = sogi_va.v_beta[2];
    buff3[ind_buff] = 0.02372479*sogi_va.v_ef[1];*/

    buff1[ind_buff] = sogi_ia.v_alfa[2];
    buff2[ind_buff] = sogi_ia.v_beta[2];
    buff3[ind_buff] = 0.071942446*sogi_ia.v_ef[1];

    /*buff1[ind_buff] = pi_xc.ref;
    buff2[ind_buff] = pi_xc.Xtcsc;
    buff3[ind_buff] = pi_xc.out_sat[2];*/

    /*buff1[ind_buff] = sogi_va.v_alfa[2];
    buff2[ind_buff] = sogi_va3.v_alfa[2];
    buff3[ind_buff] = sogi_va5.v_alfa[2];*/

    if(ind_buff<4991)
    {
        ind_buff++;
    }
    else
    {
        ind_buff = 0;
    }
}

cont_buff=0;
}

//Atualização de variáveis

//Atualiza nível da comparação analógica
Comp1Regs.DACVAL.bit.DACVAL = (Uint16)(0.2498168*adc_ia.offset);
Comp2Regs.DACVAL.bit.DACVAL = (Uint16)(0.2498168*adc_ib.offset);
Comp3Regs.DACVAL.bit.DACVAL = (Uint16)(0.2498168*adc_ic.offset);

//Atualiza ângulos de disparo e variáveis das estruturas
alfa_a[0] = alfa_a[1];
alfa_b[0] = alfa_b[1];
alfa_c[0] = alfa_c[1];
atualiza_adc(&adc_ia);
atualiza_adc(&adc_ib);

```

```

atualiza_adc(&adc_ic);
atualiza_adc(&adc_va);
atualiza_adc(&adc_vb);
atualiza_adc(&adc_vc);
atualiza_sogi(&sogi_ia);
atualiza_sogi(&sogi_ib);
atualiza_sogi(&sogi_ic);
atualiza_multsogi(&sogi_va);
atualiza_multsogi(&sogi_va3);
atualiza_multsogi(&sogi_va5);
atualiza_multsogi(&sogi_vb);
atualiza_multsogi(&sogi_vb3);
atualiza_multsogi(&sogi_vb5);
atualiza_multsogi(&sogi_vc);
atualiza_multsogi(&sogi_vc3);
atualiza_multsogi(&sogi_vc5);
atualiza_pi_wd(&pi_xa);
atualiza_pi_wd(&pi_xb);
atualiza_pi_wd(&pi_xc);

AdcRegs.ADCINTFLGCLR.bit.ADCINT1 = 1;           //Limpa flag ADCINT1 para o próximo SOC
PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP1;
GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO16 = 1;

}

//Descrição das Funções de configuração

void Gpio_select(void)
{
    EALLOW;

    //Disparo interno da conversão dos ADC
    GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO42 = 1; // Conf GPIO42 para ePWM8A

    //Comparador 1 2 e 3
    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO20 = 3; //Conf GPIO20 para COMP1OUT(0)
    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO21 = 3; //Conf GPIO21 para COMP2OUT(0)
    GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO34 = 3; //Conf GPIO34 para COMP3OUT(0)

    //Disparo dos tiristores
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO0 = 1; // Conf GPIO0 para ePWM1A
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO1 = 1; // Conf GPIO1 para ePWM1B
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO2 = 1; // Conf GPIO2 para ePWM2A
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO3 = 1; // Conf GPIO3 para ePWM2B
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO4 = 1; // Conf GPIO4 para ePWM3A
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO5 = 1; // Conf GPIO5 para ePWM3B
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO6 = 1; // Conf GPIO6 para ePWM4A
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO7 = 1; // Conf GPIO7 para ePWM4B
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO8 = 1; // Conf GPIO8 para ePWM5A
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO9 = 1; // Conf GPIO9 para ePWM5B
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO10 = 1; // Conf GPIO10 para ePWM6A
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.bit.GPIO11 = 1; // Conf GPIO11 para ePWM6B

    //oscilador 20khz para trem de pulso
    GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO44 = 3; //Conf GPIO41 para ePWM7B (PINO 18)

    //Conversores DAC para visualização externa dos sinais analógicos
    GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO40 = 1; //Conf GPIO40 para ePWM7A (DAC1) - 20khz
    GpioCtrlRegs.GPBMUX1.bit.GPIO43 = 1; // Conf GPIO43 para ePWM8B (DAC4) - 12.481kHz

    //pulso para leitura do tempo de interrupção
    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO16 = 0;
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO16 = 1; //conf porta I/O (PINO 15) como saída
    GpioDataRegs.GPACLEAR.bit.GPIO16 = 1; // inicializa saída da porta em nível baixo;

    EDIS;
}

void ConfigAdc (void)
{
    EALLOW;

```

```

//Configura o modo de conversão e configura a interrupção via ADC
AdcRegs.ADCCTL2.bit.ADCNONOVERLAP = 1; //Habilita o modo de não-sobreposição
AdcRegs.ADCCTL1.bit.INTPULSEPOS = 1;
AdcRegs.INTSEL1N2.bit.INT1E = 1;      // Habilita ADCINT1
AdcRegs.INTSEL1N2.bit.INT1CONT = 0;    // Desabilita contagem contínua
AdcRegs.INTSEL1N2.bit.INT1SEL = 5;     // Configura EOC5 para disparar a ADCINT1

// Seleciona os canais para os respectivos SOC's
AdcRegs.ADCSOC0CTL.bit.CHSEL = 2; //seleciona SOC0 para selecionar ADCINA2(PINO25-corrente ia)
AdcRegs.ADCSOC1CTL.bit.CHSEL = 4; //seleciona SOC1 para selecionar ADCINA4(PINO69-corrente ib)
AdcRegs.ADCSOC2CTL.bit.CHSEL = 6; //seleciona SOC2 para selecionar ADCINA6(PINO02-corrente ic)
AdcRegs.ADCSOC3CTL.bit.CHSEL = 7; //seleciona SOC3 para selecionar ADCINA7(PINO23-tensão vca)
AdcRegs.ADCSOC4CTL.bit.CHSEL = 9; //seleciona SOC4 para selecionar ADCINB1(PINO24-tensão vcb)
AdcRegs.ADCSOC5CTL.bit.CHSEL = 10; //seleciona SOC5 para selecionar ADCINB2(PINO26-tensão vcc)

//Especifica a fonte de disparo para SOC
AdcRegs.ADCSOC0CTL.bit.TRIGSEL = 19; // seleciona Epwm8A (SOCA8) como fonte de trigger;
AdcRegs.ADCSOC1CTL.bit.TRIGSEL = 19; // seleciona Epwm8A (SOCA8) como fonte de trigger;
AdcRegs.ADCSOC2CTL.bit.TRIGSEL = 19; // seleciona Epwm8A (SOCA8) como fonte de trigger;
AdcRegs.ADCSOC3CTL.bit.TRIGSEL = 19; // seleciona Epwm8A (SOCA8) como fonte de trigger;
AdcRegs.ADCSOC4CTL.bit.TRIGSEL = 19; // seleciona Epwm8A (SOCA8) como fonte;
AdcRegs.ADCSOC5CTL.bit.TRIGSEL = 19; // seleciona Epwm8A (SOCA8) como fonte;

AdcRegs.ADCSOC0CTL.bit.ACQPS = 7; //Tamanho do pulso de aquisição (acqps+1)
AdcRegs.ADCSOC1CTL.bit.ACQPS = 7;
AdcRegs.ADCSOC2CTL.bit.ACQPS = 7;
AdcRegs.ADCSOC3CTL.bit.ACQPS = 7;
AdcRegs.ADCSOC4CTL.bit.ACQPS = 7;
AdcRegs.ADCSOC5CTL.bit.ACQPS = 7;

EDIS;
}

void ConfigComp(void)
{
    EALLOW;

    //COMP1A(I+)=ADCINA2=pino 25    COMP1A(I-)=interno DAC 10bits    COMP1A(OUT)=GPIO20=pino 45
    AdcRegs.ADCCTL1.bit.ADCBGPWD = 1;
    Comp1Regs.COMPCTL.bit.COMPDACEN = 1;
    Comp1Regs.COMPCTL.bit.COMPSOURCE = 0;

    //COMP2A(I+)=ADCINA4=pino 69    COMP2A(I-)=interno DAC 10bits    COMP2A(OUT)=GPIO21=pino 48
    AdcRegs.ADCCTL1.bit.ADCBGPWD = 1;
    Comp2Regs.COMPCTL.bit.COMPDACEN = 1;
    Comp2Regs.COMPCTL.bit.COMPSOURCE = 0;

    //COMP3A(I+)=ADCINA6=pino 02    COMP3A(I-)=interno DAC 10bits    COMP3A(OUT)=GPIO34
    AdcRegs.ADCCTL1.bit.ADCBGPWD = 1;
    Comp3Regs.COMPCTL.bit.COMPDACEN = 1;
    Comp3Regs.COMPCTL.bit.COMPSOURCE = 0;

    EDIS;

    //Inicialização da saída do D/A
    Comp1Regs.DACVAL.bit.DACVAL = 511;
    Comp2Regs.DACVAL.bit.DACVAL = 511;
    Comp3Regs.DACVAL.bit.DACVAL = 511;
}

void Setup_ePWM (void)
{
    //Configuração do ePWM8A - Fonte do trigger para a conversão SOC0, SOC1, SOC2, SOC3, SOC4, SOC5
    EPwm8Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0;
    EPwm8Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0;
    EPwm8Regs.TBCTL.bit.SWFSYNC = 0;
    EPwm8Regs.TBCTL.bit.SYCNSEL = 3;
    EPwm8Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1;
    EPwm8Regs.TBCTL.bit.PRDLD = 0;
    EPwm8Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 0;

    EPwm8Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0;

    EPwm8Regs.CMPCTL.bit.LOADAMODE = 0;

```

```

EPwm8Regs.CMPCTL.bit.SHDWAMODE = 0;
EPwm8Regs.CMPCTL.bit.LOADBMODE = 0;
EPwm8Regs.CMPCTL.bit.SHDWBMODE = 0;

EPwm8Regs.AQCTLA.all = 0x0012 ;

EPwm8Regs.TBPRD = 6450; // Base REAL de frequência em 80.5MHz - fpwm= 12,480 kHz - 208 pt/rede
EPwm8Regs.CMPA.half.CMPA = 3225;
EPwm8Regs.ETSEL.all = 0x0900; // Habilita e configura SOCA para EPwm8 em CTRD=ZERO
EPwm8Regs.ETPS.all = 0x0100; // SOC no 1meiro evento

//Configuração do ePWM1 - pulso de saída para T1 (EPwm1A) da fase A
EPwm1Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 5;
EPwm1Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0; // Preescala base de tempo - Fclk=2.5MHz
EPwm1Regs.TBCTL.bit.SWFSYNC = 0; // Força pulso de synci via software
EPwm1Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 3;
EPwm1Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1; // habilitar fase - valor a ser carregado no CTR qndo módulo receber
//synci
EPwm1Regs.TBCTL.bit.PRDL = 0;
EPwm1Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 0;

EPwm1Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0; //valor a ser carregado no CTR qndo módulo receber synci

EALLOW;
EPwm1Regs.TZCTL.bit.DCAEVT1 = 3;
EPwm1Regs.TZDCSEL.bit.DCAEVT1 = 2;
EPwm1Regs.DCTRIPSEL.bit.DCAHCOMPSEL = 8; //define COMP1OUT como entrada para comp digital em nível alto
EPwm1Regs.DCACTL.bit.EVT1SRCSEL = 0;
EPwm1Regs.DCACTL.bit.EVT1SOCE = 0;
EPwm1Regs.DCACTL.bit.EVT1SYNCE = 1; //habilita DCAEVT1.sync
EDIS;

EPwm1Regs.TBPRD = 45454; // Base de frequência em 2.5MHz....fpwm=55Hz
//AQCTL: 0=desab 1=clear 2=set 3=toggle
EPwm1Regs.AQCTLA.bit.ZRO = 0;
EPwm1Regs.AQCTLA.bit.PRDL = 0;
EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAU = 2;
EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CAD = 0;
EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CBU = 1;
EPwm1Regs.AQCTLA.bit.CBD = 0;

EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
EPwm1Regs.CMPB = 0;

//Configuração do ePWM2 - pulso de saída para T2 (EPwm2A) da fase A
EPwm2Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 5;
EPwm2Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0;
EPwm2Regs.TBCTL.bit.SWFSYNC = 0; // Força pulso de synci via
EPwm2Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 3;
EPwm2Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1; // habilitar fase - valor a ser carregado no CTR qndo módulo receber
//synci
EPwm2Regs.TBCTL.bit.PRDL = 0;
EPwm2Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 0;

EPwm2Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0; //valor a ser carregado no CTR qndo módulo receber synci

EALLOW;
EPwm2Regs.TZCTL.bit.DCAEVT1 = 3;
EPwm2Regs.TZDCSEL.bit.DCAEVT1 = 2;
EPwm2Regs.DCTRIPSEL.bit.DCAHCOMPSEL = 8; //define COMP1OUT como entrada para comp digital em nível alto
EPwm2Regs.DCACTL.bit.EVT1SRCSEL = 0;
EPwm2Regs.DCACTL.bit.EVT1SOCE = 0;
EPwm2Regs.DCACTL.bit.EVT1SYNCE = 1; //habilita DCAEVT1.sync
EDIS;

EPwm2Regs.TBPRD = 45454; // Base de frequência em 2.5MHz....fpwm=55Hz
//AQCTL: 00=desab 01=clear10=set 11=toggle
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.ZRO = 0;
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.PRDL = 0;
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAU = 2;
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CAD = 0;
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CBU = 1;
EPwm2Regs.AQCTLA.bit.CBD = 0;

```

```

EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
EPwm2Regs.CMPB = 0;

//Configuração do ePWM3 - pulso de saída para T1 (EPwm3A) da fase B
EPwm3Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 5;
EPwm3Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0; // Preescala base de tempo - Fclk=2.5MHz
EPwm3Regs.TBCTL.bit.SWFSYNC = 0; // Força pulso de synci via software
EPwm3Regs.TBCTL.bit.SYNCOSSEL = 3;
EPwm3Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1; // habilitar fase - valor a ser carregado no CTR qndo módulo receber
//synci
EPwm3Regs.TBCTL.bit.PRDL = 0;
EPwm3Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 0;

EPwm3Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0; //valor a ser carregado no CTR qndo módulo receber synci

EALLOW;
EPwm3Regs.TZCTL.bit.DCAEVT1 = 3;
EPwm3Regs.TZDCSEL.bit.DCAEVT1 = 2;
EPwm3Regs.DCTRIPSEL.bit.DCAHCOMPSEL = 9; //define COMP2OUT como entrada para comp digital em nível alto
EPwm3Regs.DCACTL.bit.EVT1SRCSEL = 0;
EPwm3Regs.DCACTL.bit.EVT1SOCE = 0;
EPwm3Regs.DCACTL.bit.EVT1SYNCE = 1; //habilita DCAEVT1.sync
EDIS;

EPwm3Regs.TBPRD = 45454; // Base de frequência em 2.5MHz....fpwm=55Hz
//AQCTL: 0=desab 1=clear 2=set 3=toggle
EPwm3Regs.AQCTLA.bit.ZRO = 0;
EPwm3Regs.AQCTLA.bit.PRDL = 0;
EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAU = 2;
EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CAD = 0;
EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CBU = 1;
EPwm3Regs.AQCTLA.bit.CBD = 0;

EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
EPwm3Regs.CMPB = 0;

//Configuração do ePWM4 - Pulso de saída para T2 (EPwm4A) da fase B
EPwm4Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 5;
EPwm4Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0;
EPwm4Regs.TBCTL.bit.SWFSYNC = 0; // Força pulso de synci via software
EPwm4Regs.TBCTL.bit.SYNCOSSEL = 3;
EPwm4Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1; // habilitar fase - valor a ser carregado no CTR qndo módulo receber
//synci
EPwm4Regs.TBCTL.bit.PRDL = 0;
EPwm4Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 0;

EPwm4Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0; //valor a ser carregado no CTR qndo módulo receber synci

EALLOW;
EPwm4Regs.TZCTL.bit.DCAEVT1 = 3;
EPwm4Regs.TZDCSEL.bit.DCAEVT1 = 2;
EPwm4Regs.DCTRIPSEL.bit.DCAHCOMPSEL = 9; //define COMP2OUT como entrada para comp digital em nível alto
EPwm4Regs.DCACTL.bit.EVT1SRCSEL = 0;
EPwm4Regs.DCACTL.bit.EVT1SOCE = 0;
EPwm4Regs.DCACTL.bit.EVT1SYNCE = 1; //habilita DCAEVT1.sync
EDIS;

EPwm4Regs.TBPRD = 45454; // Base de frequência em 2.5MHz....fpwm=55Hz
//AQCTL: 00=desab 01=clear10=set 11=toggle
EPwm4Regs.AQCTLA.bit.ZRO = 0;
EPwm4Regs.AQCTLA.bit.PRDL = 0;
EPwm4Regs.AQCTLA.bit.CAU = 2;
EPwm4Regs.AQCTLA.bit.CAD = 0;
EPwm4Regs.AQCTLA.bit.CBU = 1;
EPwm4Regs.AQCTLA.bit.CBD = 0;

EPwm4Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
EPwm4Regs.CMPB = 0;

//Configuração do ePWM5 - pulso de saída para T1 (EPwm5A) da fase C
EPwm5Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 5;
EPwm5Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0; // Preescala base de tempo - Fclk=2.5MHz
EPwm5Regs.TBCTL.bit.SWFSYNC = 0; // Força pulso de synci via software
EPwm5Regs.TBCTL.bit.SYNCOSSEL = 3;

```

```

EPwm5Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1; // habilitar fase - valor a ser carregado no CTR qndo módulo receber
                                //synci
EPwm5Regs.TBCTL.bit.PRDL = 0;
EPwm5Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 0;

EPwm5Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0; //valor a ser carregado no CTR qndo módulo receber synci

EALLOW;
EPwm5Regs.TZCTL.bit.DCAEVT1 = 3;
EPwm5Regs.TZDSEL.bit.DCAEVT1 = 2;
EPwm5Regs.DCTRIPSEL.bit.DCAHCOMPSEL = 10; //define COMP3OUT como entrada
                                           //para comp digital em nivel alto

EPwm5Regs.DCACTL.bit.EVT1SRCSEL = 0;
EPwm5Regs.DCACTL.bit.EVT1SOCE = 0;
EPwm5Regs.DCACTL.bit.EVT1SYNCE = 1;      //habilita DCAEVT1.sync
EDIS;

EPwm5Regs.TBPRD = 45454;                // Base de frequência em 2.5MHz...fpwm=55Hz
//AQCTL: 0=desab 1=clear                2=set 3=toggle
EPwm5Regs.AQCTLA.bit.ZRO = 0;
EPwm5Regs.AQCTLA.bit.PRDL = 0;
EPwm5Regs.AQCTLA.bit.CAU = 2;
EPwm5Regs.AQCTLA.bit.CAD = 0;
EPwm5Regs.AQCTLA.bit.CBU = 1;
EPwm5Regs.AQCTLA.bit.CBD = 0;

EPwm5Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
EPwm5Regs.CMPB = 0;

//Configuração do ePWM6 - Pulso de saída para T2 (EPwm6A) da fase C
EPwm6Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 5;
EPwm6Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0;
EPwm6Regs.TBCTL.bit.SWFSYNC = 0; // Força pulso de synci via software
EPwm6Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 3;
EPwm6Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1; // habilitar fase - valor a ser carregado no CTR qndo módulo receber
                                //synci
EPwm6Regs.TBCTL.bit.PRDL = 0;
EPwm6Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 0;

EPwm6Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0; //valor a ser carregado no CTR qndo módulo receber synci

EALLOW;
EPwm6Regs.TZCTL.bit.DCAEVT1 = 3;
EPwm6Regs.TZDSEL.bit.DCAEVT1 = 2;
EPwm6Regs.DCTRIPSEL.bit.DCAHCOMPSEL = 10; //define COMP3OUT como entrada
                                           //para comp digital em nivel alto

EPwm6Regs.DCACTL.bit.EVT1SRCSEL = 0;
EPwm6Regs.DCACTL.bit.EVT1SOCE = 0;
EPwm6Regs.DCACTL.bit.EVT1SYNCE = 1;      //habilita DCAEVT1.sync
EDIS;

EPwm6Regs.TBPRD = 45454;                // Base de frequência em 2.5MHz...fpwm=55Hz
//AQCTL: 00=desab 01=clear10=set 11=toggle
EPwm6Regs.AQCTLA.bit.ZRO = 0;
EPwm6Regs.AQCTLA.bit.PRDL = 0;
EPwm6Regs.AQCTLA.bit.CAU = 2;
EPwm6Regs.AQCTLA.bit.CAD = 0;
EPwm6Regs.AQCTLA.bit.CBU = 1;
EPwm6Regs.AQCTLA.bit.CBD = 0;

EPwm6Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
EPwm6Regs.CMPB = 0;

//Configuração de EPWM7B para trem de pulso (20khz) driver e EPWM7A DAC1

EPwm7Regs.TBCTL.bit.CLKDIV = 0;
EPwm7Regs.TBCTL.bit.HSPCLKDIV = 0;
EPwm7Regs.TBCTL.bit.SWFSYNC = 0; // Força pulso de synci via software
EPwm7Regs.TBCTL.bit.SYNCOSEL = 3;
EPwm7Regs.TBCTL.bit.PHSEN = 1; // habilitar fase - valor a ser carregado no CTR qndo módulo receber
                                //synci
EPwm7Regs.TBCTL.bit.PRDL = 0;
EPwm7Regs.TBCTL.bit.CTRMODE = 0;

```

```

EPwm7Regs.TBPHS.half.TBPHS = 0; //valor a ser carregado no CTR qndo módulo receber synci

EPwm7Regs.TBPRD = 4014;           // Base de frequência em 80.440560 MHz...fpwm=20.040kHz
//AQCTL: 0=desab 1=clear          2=set 3=toggle
EPwm7Regs.AQCTLA.bit.ZRO = 2;
EPwm7Regs.AQCTLA.bit.PRD = 0;
EPwm7Regs.AQCTLA.bit.CAU = 1;
EPwm7Regs.AQCTLA.bit.CAD = 0;
EPwm7Regs.AQCTLA.bit.CBU = 0;
EPwm7Regs.AQCTLA.bit.CBD = 0;

EPwm7Regs.AQCTLB.bit.ZRO = 2;
EPwm7Regs.AQCTLB.bit.PRD = 0;
EPwm7Regs.AQCTLB.bit.CAU = 0;
EPwm7Regs.AQCTLB.bit.CAD = 0;
EPwm7Regs.AQCTLB.bit.CBU = 1;
EPwm7Regs.AQCTLB.bit.CBD = 0;

EPwm7Regs.CMPA.half.CMPA = 0;
EPwm7Regs.CMPB = 2007;
}

```

//Descrição das Funções de Inicialização das Estruturas

```

void inicializa_adc_corrente(ADC *pi)
{
    pi->Cont_cc = 0;
    pi->Cont_aux = 0;
    pi->amostra = 0.0;
    pi->amostra_esc = 0.0;
    pi->offset = 2047.5;
    pi->amostra_ca[0] = 0.0;
    pi->amostra_ca[1] = 0.0;
    pi->amostra_ca[2] = 0.0;
    pi->acc_cc[0] = 0.0;
    pi->acc_cc[1] = 0.0;
}

void inicializa_adc_tensao(ADC *pv)
{
    pv->Cont_cc = 0;
    pv->Cont_aux = 0;
    pv->amostra = 0.0;
    pv->amostra_esc = 0.0;
    pv->offset = 2047.5;
    pv->amostra_ca[0] = 0.0;
    pv->amostra_ca[1] = 0.0;
    pv->amostra_ca[2] = 0.0;
    pv->acc_cc[0] = 0.0;
    pv->acc_cc[1] = 0.0;
}

void inicializa_sogi(SOGI *r)
{
    r->k = 0.80;
    r->A0 = 4+delta_teta*(2*r->k+delta_teta);
    r->A1 = 8-2*delta_teta*delta_teta;
    r->A2 = -4+delta_teta*(2*r->k-delta_teta);
    r->B0 = 2*r->k*delta_teta;
    r->B0q = 0.5*r->B0*delta_teta;
    r->B1q = 2*r->B0q;

    r->v_alfa[0] = 0.0;
    r->v_alfa[1] = 0.0;
    r->v_alfa[2] = 0.0;
    r->v_beta[0] = 0.0;
    r->v_beta[1] = 0.0;
    r->v_beta[2] = 0.0;
    r->v_ef[0] = 0.0;
    r->v_ef[1] = 0.0;
}

void inicializa_multsogi(MULTSOGI *q, float hrm)
{

```

```

q->k = 0.80;
q->A0 = 4+hrm*delta_teta*(2*q->k+hrm*delta_teta);
q->A1 = 8-2*hrm*delta_teta*hrm*delta_teta;
q->A2 = -4+hrm*delta_teta*(2*q->k-hrm*delta_teta);
q->B0 = 2*q->k*hrm*delta_teta;
q->B0q = 0.5*q->B0*hrm*delta_teta;
q->B1q = 2*q->B0q;

q->v_in[0] = 0.0;
q->v_in[1] = 0.0;
q->v_in[2] = 0.0;
q->v_alfa[0] = 0.0;
q->v_alfa[1] = 0.0;
q->v_alfa[2] = 0.0;
q->v_beta[0] = 0.0;
q->v_beta[1] = 0.0;
q->v_beta[2] = 0.0;
q->v_ef[0] = 0.0;
q->v_ef[1] = 0.0;

}

void Inicializa_pi_wd(PI_WD *u)
{
u->kp = -0.204;
u->ki = -12.34;
u->kb = 1.585152;
u->B0 = u->kp+0.5*u->ki*Ts;
u->B1 = 0.5*u->ki*Ts-u->kp;
u->C = 0.5*u->kb*Ts;

u->ref = 1.3;
u->Xtcsc = 1.3;
u->err[1] = 0.0;
u->err[0] = 0.0;
u->err_sat[2] = 0.0;
u->err_sat[1] = 0.0;
u->err_sat[0] = 0.0;
u->out[2] = 1.2217;
u->out[1] = 1.2217;
u->out[0] = 1.2217;
u->out_max = 1.484;
u->out_min = 0.8029;
u->out_sat[2] = u->out[2];
u->out_sat[1] = u->out[1];
u->out_sat[0] = u->out[0];
}

//Funções dos blocos constituintes da sincronização e do controle de reatância do TCSC

void escala_corrente(ADC *p)
{
    p->Cont_cc++;
    p->acc_cc[1] = p->amostra + p->acc_cc[0];
    p->acc_cc[0] = p->acc_cc[1];

    //Cálculo do offset do sinal convertido filtrado
    if(p->Cont_cc == 12840) //equivale 60 ciclos de rede
    {
        p->offset = p->acc_cc[1]/p->Cont_cc;
        p->acc_cc[1] = 0.0;
        p->acc_cc[0] = 0.0;
        p->Cont_cc = 0.0;
    }
    //Subtrai o offset do sinal analógico convertido na entrada do ADC
    p->amostra_ca[2] = 0.00063808396*(p->amostra - p->offset); //pu considerando base de corrente em 13.9Ap
}

void escala_tensao(ADC *p)
{
    p->Cont_cc++;
    p->acc_cc[1] = p->amostra + p->acc_cc[0];
    p->acc_cc[0] = p->acc_cc[1];
}

```

```

//Cálculo do offset do sinal convertido filtrado
if(p->Cont_cc == 12840)
{
    p->offset = p->acc_cc[1]/p->Cont_cc;
    p->acc_cc[1] = 0.0;
    p->acc_cc[0] = 0.0;
    p->Cont_cc = 0.0;
}

//Subtrai o offset do sinal analógico convertido na entrada do ADC
p->amostra_ca[2] = 0.0009548*(p->amostra - p->offset); //pu considerando base de tensão em 42.2 Vp
}

void sogi_sistema(ADC *p, SOGI *r)
{
    /*r->A0 = 4+delta_teta*(2*r->k+delta_teta);
    r->A1 = 8-2*delta_teta*delta_teta;
    r->A2 = -4+delta_teta*(2*r->k-delta_teta);
    r->B0 = 2*r->k*delta_teta;
    r->B0q = 0.5*r->B0*delta_teta;
    r->B1q = 2*r->B0q;*/

    r->v_alfa[2] = (r->A1*r->v_alfa[1]+r->A2*r->v_alfa[0]+r->B0*(p->amostra_ca[2]-p->amostra_ca[0]))/r->A0;
    r->v_beta[2] = (r->A1*r->v_beta[1]+r->A2*r->v_beta[0]+r->B0q*(p->amostra_ca[2]+p->amostra_ca[0])+r->
    B1q*p->amostra_ca[1])/r->A0;
}

void multisogi_sistema(ADC *p, MULTSOGI *q1, MULTSOGI *q3, MULTSOGI *q5)
{
    /*r->A0 = 4+delta_teta*(2*r->k+delta_teta);
    r->A1 = 8-2*delta_teta*delta_teta;
    r->A2 = -4+delta_teta*(2*r->k-delta_teta);
    r->B0 = 2*r->k*delta_teta;
    r->B0q = 0.5*r->B0*delta_teta;
    r->B1q = 2*r->B0q;*/

    //componentes fundamental e de terceira harmônica do sinal de entrada
    q1->v_in[2] = p->amostra_ca[2]-q3->v_alfa[1]-q5->v_alfa[1];
    q3->v_in[2] = p->amostra_ca[2]-q1->v_alfa[1]-q5->v_alfa[1];
    q5->v_in[2] = p->amostra_ca[2]-q1->v_alfa[1]-q3->v_alfa[1];

    //Sogi Fundamental
    q1->v_alfa[2] = (q1->A1*q1->v_alfa[1]+q1->A2*q1->v_alfa[0]+q1->B0*(q1->v_in[2]-q1->v_in[0]))/q1->A0;
    q1->v_beta[2] = (q1->A1*q1->v_beta[1]+q1->A2*q1->v_beta[0]+q1->B0q*(q1->v_in[2]+q1->v_in[0])+q1->
    B1q*q1->v_in[1])/q1->A0;

    //Sogi terceira harmônica
    q3->v_alfa[2] = (q3->A1*q3->v_alfa[1]+q3->A2*q3->v_alfa[0]+q3->B0*(q3->v_in[2]-q3->v_in[0]))/q3->A0;
    //q3->v_beta[2] = (q3->A1*q3->v_beta[1]+q3->A2*q3->v_beta[0]+q3->B0q*(q3->v_in[2]+q3->v_in[0])+q3->
    B1q*q3->v_in[1])/q3->A0;

    //Sogi quinta harmônica
    q5->v_alfa[2] = (q5->A1*q5->v_alfa[1]+q5->A2*q5->v_alfa[0]+q5->B0*(q5->v_in[2]-q5->v_in[0]))/q5->A0;
    //q5->v_beta[2] = (q5->A1*q5->v_beta[1]+q5->A2*q5->v_beta[0]+q5->B0q*(q5->v_in[2]+q5->v_in[0])+q5->
    B1q*q5->v_in[1])/q5->A0;
}

void calculo_reatancial(MULTSOGI *q, SOGI *r, PI_WD *u, float kv_ajst, float ki_ajst)
{
    q->v_ef[1] = (float)(kv_ajst*sqrt((double)(q->v_alfa[2]*q->v_alfa[2]+q->v_beta[2]*q->v_beta[2])));
    r->v_ef[1] = (float)(ki_ajst*sqrt((double)(r->v_alfa[2]*r->v_alfa[2]+r->v_beta[2]*r->v_beta[2])));
    u->Xtsc = q->v_ef[1]/r->v_ef[1];
    u->err[1] = u->ref-u->Xtsc;
}

void pi_wd_sistema(PI_WD *u)
{
    u->out[2] = u->out[1]+u->B0*u->err[1]+u->B1*u->err[0]+u->C*(u->err_sat[1]+u->err_sat[0]);

    //saturador
    if(u->out[2]>u->out_max)
    {

```

```

        u->out_sat[2] = u->out_max;
    }
    else if(u->out[2]<u->out_min)
    {
        u->out_sat[2] = u->out_min;
    }
    else
    {
        u->out_sat[2] = u->out[2];
    }
    u->err_sat[2] = u->out_sat[2]-u->out[2];
}

//Descrição das Funções de Atualização das variáveis das Estruturas

void atualiza_adc(ADC *p)
{
    p->amostra_ca[0] = p->amostra_ca[1];
    p->amostra_ca[1] = p->amostra_ca[2];
}

void atualiza_sogi(SOGI *r)
{
    r->v_alfa[0] = r->v_alfa[1];
    r->v_alfa[1] = r->v_alfa[2];
    r->v_beta[0] = r->v_beta[1];
    r->v_beta[1] = r->v_beta[2];
    r->v_ef[0] = r->v_ef[1];
}

void atualiza_multsogi(MULTSOGI *q)
{
    q->v_in[0] = q->v_in[1];
    q->v_in[1] = q->v_in[2];
    q->v_alfa[0] = q->v_alfa[1];
    q->v_alfa[1] = q->v_alfa[2];
    q->v_beta[0] = q->v_beta[1];
    q->v_beta[1] = q->v_beta[2];
    q->v_ef[0] = q->v_ef[1];
}

void atualiza_pi_wd(PI_WD *u)
{
    u->err[0] = u->err[1];
    u->err_sat[0] = u->err_sat[1];
    u->err_sat[1] = u->err_sat[2];
    u->out[0] = u->out[1];
    u->out[1] = u->out[2];
    u->out_sat[0] = u->out_sat[1];
    u->out_sat[1] = u->out_sat[2];
}

//=====
// Fim do código fonte
//=====

```