



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA

“JÚLIO DE MESQUITA FILHO”

Campus de Ilha Solteira

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

“Regulação de Tensão Utilizando Compensador Série Controlado a Tiristores para Sistemas de Distribuição”

LEONARDO ZAMPELLIN

Orientador: Prof. Dr. Dionízio Paschoareli Jr.

Dissertação de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia – UNESP – Campus de Ilha Solteira, como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de conhecimento: Automação e Controle.

Ilha Solteira - SP

2014

FICHA CATALOGRÁFICA

Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

Z26r Zampellin, Leonardo.
Regulação de tensão utilizando compensador série controlado a tiristores para sistemas de distribuição / Leonardo Zampellin. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2014
101 f. : il.

Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação e Controle, 2014

Orientador: Dionízio Paschoareli Júnior
Inclui bibliografia

1. Distribution - thyristor controlled series compensator (D-TCSC). 2. Controle proporcional-integral (PI). 3. Regulação de tensão. 4. Digital signal processing (DSP).



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA
FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO: Regulação de Tensão Utilizando um Compensador Série Controlado a Tiristores para Sistemas de Distribuição

AUTOR: LEONARDO ZAMPELLIN

ORIENTADOR: Prof. Dr. DIONIZIO PASCHOARELI JUNIOR

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica ,
Área: AUTOMAÇÃO, pela Comissão Examinadora:


Prof. Dr. DIONIZIO PASCHOARELI JUNIOR
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. MAURÍCIO AREDES
Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Federal do Rio de Janeiro

Data da realização: 09 de junho de 2014.

AGRADECIMENTOS

A Deus que é meu auxílio e me sustém, por conceder a Sua paz, que excede todo entendimento e guardar o meu coração e mente em Cristo Jesus.

À minha família e a minha noiva Mariel por me dar forças em todos os momentos e acreditar na importância dos estudos na minha formação.

Ao Prof. Dr. Dionízio Paschoareli Júnior, pelo acompanhamento, confiança e responsabilidade creditados no meu trabalho.

A todos os amigos da Igreja Batista Central, da minha república e do laboratório de pesquisas, em especial aos engenheiros Patrick Roberto de Almeida e Luciano de Souza da Costa e Silva.

À Fundação de Ensino, Pesquisa e Extensão de Ilha Solteira – FEPISA pelo apoio financeiro prestado.

*“O temor do SENHOR é o princípio do saber,
mas os loucos desprezam a sabedoria e o
ensino”.*

Provérbios 1:7

RESUMO

Este trabalho de pesquisa apresenta a análise, simulação e um protótipo de um *Distribution - Thyristor Controlled Series Compensator* (D-TCSC), aplicado ao sistema de distribuição de energia elétrica. Será abordado os princípios de operação do mesmo e uma modelagem em Matlab/Simulink do compensador proposto e do alimentador de distribuição. Um enfoque maior será apresentado no que se refere à regulação de tensão em malha fechada deste dispositivo, realizado para manter a tensão sobre a barra de carga dentro de níveis adequados. Assim, através de um sistema compensado, utilizou-se um controle proporcional-integral (PI) para regular a tensão na carga de acordo com um valor de referência estipulado. Por meio de um *Digital Signal Processor* (DSP) foi possível implementar o controle do D-TCSC em malha aberta e obter formas de onda da sua atuação na região capacitiva.

Palavras-chave: D-TCSC. Controle PI. Regulação de tensão e DSP.

ABSTRACT

This research presents analysis, simulation and a prototype of a Distribution - Thyristor Controlled Series Compensator (D-TCSC), applied to the electric power distribution system. Principles for its operation and modeling in Matlab/Simulink of the proposed compensator and feeder distribution will be discussed. A focus will be presented with regard to voltage regulation in a closed loop this device, performed to maintain tension on the load bar within appropriate levels. Thus, using a compensated system, we used proportional-integral (PI) control to regulate the load voltage according to a prescribed reference value. Through a Digital Signal Processor (DSP) has been possible to implement the control of D-TCSC open-loop and obtain waveforms of their performance in capacitive region.

Keywords: D-TCSC. PI control. Voltage regulation and DSP.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1- Representação esquemática de um TCSC.....	16
Figura 2- Curva da reatância característica do TCSC para $\omega = 2$	19
Figura 3- Reatância característica do TCSC para operação na região capacitiva.....	20
Figura 4- Reatância característica do TCSC para operação na região indutiva.....	20
Figura 5- Modo tiristor bypassed.....	22
Figura 6- Modo tiristor bloqueado.....	22
Figura 7- Modo Vernier com operação na região capacitiva.....	23
Figura 8- Modo Vernier com operação na região indutiva.....	23
Figura 9- Perfil de tensão na subestação de energia em quilovolts (kV).....	24
Figura 10- Perfil de corrente na subestação de energia em ampéres (A).....	25
Figura 11- Diagrama unifilar do alimentador.....	25
Figura 12- Diagrama unifilar dos tipos de cabos que compõem o alimentador.....	26
Figura 13- Detalhe dos cabos a partir da cabine de medição.....	26
Figura 14- D-TCSC inserido no sistema de distribuição.....	34
Figura 15- Controlador do ângulo de disparo do compensador em malha fechada.....	39
Figura 16- Estrutura do modelo do compensador.....	42
Figura 17- Sistema de controle em malha aberta.....	50
Figura 18- Sistema de controle de Tensão em Malha Fechada do D-TCSC.....	51
Figura 19- Erro entre a Tensão de Referência e a Tensão medida na Cabine de Medição (barra de carga).....	51
Figura 20- Sinal de controle obtido na saída do PI.....	52
Figura 21- Ângulo de disparo dos tiristores.....	52
Figura 22- Sinal “dente de serra” gerado em sincronização com a corrente de linha.....	52
Figura 23- Pulso gerado pela comparação entre a forma de onda “dente de serra” e o ângulo de disparo.....	53
Figura 24- Combinação de pulsos para disparo dos tiristores.....	53
Figura 25- D-TCSC e seus equipamentos de proteção.....	57
Figura 26- Diagrama de blocos do eZdsp F2808.....	60
Figura 27- Valor de tensão rms na cabine sem compensação.....	67
Figura 28- Valor de corrente rms na cabine sem compensação.....	67
Figura 29- Valor de tensão rms na cabine com compensação e controle (7 motores).....	68
Figura 30- Valor de corrente rms na cabine com compensação (7 motores).....	68
Figura 31- Tensão no capacitor, correntes no indutor e capacitor.....	69
Figura 32- Tensão no capacitor e corrente de linha.....	69
Figura 33- Valor de tensão rms na cabine com compensação e controle (5 motores).....	70
Figura 34- Valor de corrente rms na cabine com compensação (5 motores).....	70
Figura 35- Valor de tensão rms na cabine com compensação e controle (2 motores de 175 CV).....	70
Figura 36- Valor de corrente rms na cabine com compensação (2 motores de 175 CV)....	71
Figura 37- Valor de tensão rms na cabine com compensação e controle (2 motores de 125 CV).....	71
Figura 38- Valor de corrente rms na cabine com compensação (2 motores de 125 CV)....	71
Figura 39- Valor de tensão rms na cabine com compensação e controle (os 2 últimos motores de 175 CV).....	72

Figura 40- Valor de corrente rms na cabine com compensação (os 2 últimos motores de 175 CV).....	72
Figura 41- Tiristores do D-TCSC.....	73
Figura 42- Placa de Drive dos tiristores.....	74
Figura 43- Reostato de 1.125 W, 0 a 5 ohms.....	74
Figura 44- Indutor da linha.....	75
Figura 45- Bancada móvel contendo os capacitores e reatores do D-TCSC e os demais equipamentos.....	75
Figura 46- Modelo em Simulink utilizado para dimensionar o capacitor e indutor do protótipo do D-TCSC.....	76
Figura 47- Especificações utilizadas na simulação.....	76
Figura 48- Pinagem do F28069.....	78
Figura 49- Circuito do protótipo em Simulink.....	81
Figura 50- D-TCSC do protótipo.....	81
Figura 51- Sincronização e pulsos.....	81
Figura 52- Corrente de linha, corrente no reator do D-TCSC e pulso de disparo no semiciclo negativo da corrente de linha, todos referentes a uma única fase.....	82
Figura 53- Corrente de linha, corrente no reator do D-TCSC e pulso de disparo no semiciclo positivo da corrente de linha, todos referentes a uma única fase.....	83
Figura 54- Correntes trifásicas no reator do D-TCSC.....	83
Figura 55- Correntes trifásicas no reator do D-TCSC em escala de tempo de 20 ms.....	84
Figura 56- Corrente de linha, corrente no reator e tensão no capacitor, ambos do D-TCSC.....	84
Figura 57- Corrente de linha, corrente no reator, corrente e tensão no capacitor do D-TCSC.....	85
Figura 58- Corrente e Tensão no reator do D-TCSC.....	85
Figura 59- Corrente e Tensão no capacitor do D-TCSC.....	86
Figura 60- Corrente no reator e tensão no tiristor do D-TCSC.....	86
Figura 61- Transmissão de dados via Serial.....	87
Figura 62- Configuração de Parâmetros do Bloco SCI.....	88
Figura 63- Bloco de conversão.....	88
Figura 64- Bloco de sincronismo e rampa.....	89
Figura 65- Geração de pulsos trifásicos em malha aberta.....	89
Figura 66- Geração de pulsos monofásicos em malha fechada.....	90
Figura 67- Bloco de amostragem.....	91

LISTA DE TABELAS

Tabela 1- Deslocamento da Região de Ressonância.....	18
Tabela 2- Carga 1.....	27
Tabela 3- Carga 2.....	27
Tabela 4- Carga 3.....	27
Tabela 5- Carga 4.....	27
Tabela 6- Carga 5.....	28
Tabela 7- Carga 6.....	28
Tabela 8- Carga 7.....	28
Tabela 9- Cabos e distâncias dos trechos a partir da cabine de medição.....	29
Tabela 10- ND21 – Projetos de Redes Aéreas Rurais de Distribuição de Energia Elétrica.	29
Tabela 11- Pivô 1.....	30
Tabela 12- Pivô 2.....	30
Tabela 13- Pivô 3.....	31
Tabela 14- Pivô 4.....	31
Tabela 15- Pivô 5.....	31
Tabela 16- Pivô 6.....	31
Tabela 17- Pivô 7.....	31
Tabela 18- Corrente Nominal dos motores.....	32

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ADC	Analog-Digital Converter
CA	Corrente Alternada
CB	Circuit Breaker
CC	Corrente Contínua
C_F	Capacitor série fixo
DSP	Digital Signal Processor
D-TCSC	Distribution - Thyristor Controlled Series Compensator
EMTP	Electro Magnetic Transients Program
FPGA	Field Programmable Gate Arrays
I_{line}	Corrente de linha
IL_{tran}	Limite da corrente de linha
ILT_{tran}	Corrente limite dos tiristores no transitório
K_C	Compensação série mínima
K_I	Ganho integral
k_p	Ganho proporcional
L_d	Indutor limitador de corrente
MOV	Metal-Oxide Varistor
PI	Proporcional-Integral
PLL	Phase Locked Loop
R_{cabo}	Resistência do cabo de distribuição
RCT	Reator Controlado a Tiristor
RSS	Ressonância Subsíncrona
S/E	Subestação
TCR	Thyristor Controlled Reactor
TCSC	Thyristor Controlled Series Compensator
T_{delay}	Tempo de Atraso
UHSC	Ultra-High Speed Contact
VC_{tran}	Limite de tensão do compensador na região capacitiva
VL_{tran}	Limite de tensão do compensador na região indutiva
X_{aux}	Sinal auxiliar de malha aberta
X_{bypass}	Reatância de bypass
X_C	Reatância do capacitor do TCSC
X_{cabo}	Reatância do cabo de distribuição
$X_{compensador}$	Reatância do compensador
X_{des}	Reatância desejada
X_{FIXED}	Reatância do capacitor fixo
X_L	Reatância indutiva fixa do RCT
X_{LC}	Associação em Paralelo de X_C e X_L
$X_{Lret}(\alpha)$	Reatância indutiva do RCT em função de α
$X_{max 0}$	Reatância capacitiva máxima
$X_{max limit}$	Limite efetivo da reatância capacitiva
$X_{max line}$	Reatância máxima da linha
$X_{max VC}$	Reatância correspondente a VC_{tran}
$X_{min 0}$	Limite da reatância indutiva
$X_{min ILT}$	Reatância mínima da corrente limite dos tiristores no transitório
$X_{min limit}$	Limite efetivo da reatância indutiva

$X_{\min VL}$	Reatância equivalente correspondente a VL_{tran}
X_{mod}	Reforço de amortecimento
X_{ref}	Reatância de referência do compensador
$X_{\text{TCSC}}(\alpha)$	Reatância característica do TCSC em função de α
X_{total}	Soma de X_{ref} e X_{FIXED}

LISTA DE SÍMBOLOS

α	Ângulo de disparo
π	Constante pi
ϖ	Parâmetro de seleção de ressonância
$\alpha_{\text{mín}}$	Ângulo de disparo mínimo
σ_{req}	Ângulo de condução desejado
σ_{m}	Ângulo de condução medido

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO.....	15
1.1 Princípios Básicos de Operação do TCSC.....	16
1.2 Vantagens do TCSC.....	20
1.3 Modos de operação do TCSC.....	21
1.3.1 Modo do Tiristor bypassed.....	21
1.3.2 Modo Tiristor Bloqueado.....	21
1.3.3 Tiristores parcialmente conduzindo ou modo Vernier.....	22
1.4 Conclusão.....	23
2 ALIMENTADOR DA REDE DE DISTRIBUIÇÃO.....	24
2.1 Escolha do Alimentador.....	24
2.2 Modelagem da rede de distribuição.....	32
2.3 Conclusão.....	34
3 D-TCSC E SEU SISTEMA DE DISTRIBUIÇÃO.....	35
3.1 Modelagem do D-TCSC.....	35
3.1.1 <i>Modelo de reatância variável.....</i>	35
3.1.2 <i>Modelo de estabilidade transitória.....</i>	35
3.1.3 <i>Modelo de estabilidade de longa duração.....</i>	38
3.1.4 <i>Modelo avançado para estudo de estabilidade transitória.....</i>	38
3.1.5 <i>Otimização do controlador do compensador e resposta no tempo do mesmo na compensação.....</i>	39
3.1.6 <i>Modelo para estudo de Ressonância Subsíncrona.....</i>	40
3.2 Modelagem de frequência fundamental do D-TCSC.....	41
3.3 Análise do modelo dinâmico a pequenos sinais.....	44
3.4 Modelagem analítica do sistema de distribuição.....	48
3.5 Sistemas de Controle.....	50
3.5.1 <i>Modelagem do controlador.....</i>	54
3.5.2 <i>Conjunto das matrizes.....</i>	54
3.6 Conclusão.....	56
4 PROTEÇÃO DO D-TCSC E PROCESSADOR DIGITAL DE SINAIS (DSP).....	57
4.1 Equipamentos de proteção do D-TCSC.....	57

4.1.1 MOV.....	57
4.1.2 Disjuntor bypass.....	58
4.1.3 Ld.....	58
4.1.4 UHSC.....	58
4.1.5 Centelhador (gap).....	58
4.2 Processador Digital de Sinais (DSP).....	58
4.2.1 O Módulo Didático eZdspF2808.....	58
4.2.2 Características dos microcontroladores TMS320F2806x (Piccolo™).....	62
4.2.3 Características do TMS320F2802x, TMS320F2802xx (Piccolo) MCUs.....	64
4.3 Conclusão.....	66
5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	67
5.1 Sistema sem compensação e com o D-TCSC.....	67
5.2 Conclusão.....	72
6 PROTÓTIPO.....	73
6.1 Equipamentos do protótipo do D-TCSC.....	73
6.2 Modelagem e Simulação do Protótipo.....	76
6.3 Programação em Simulink para o DSP.....	77
6.3.1 DSP F28027 de ponto fixo e DSP F28069 de ponto flutuante.....	77
6.3.2 Sincronização e Geração de Pulsos.....	78
6.3.3 Configuração utilizada nos testes de bancada.....	79
6.4 Conclusão.....	91
7 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS.....	92
Referências.....	93
Apêndice.....	95

1 INTRODUÇÃO

Em sistemas de distribuição, a resistência dos cabos da linha exerce forte influência na composição da impedância, sendo até mesmo maior que a reatância indutiva, dependendo do tipo de cabo utilizado. Para linhas de distribuição com níveis de tensão na faixa de 13,8 kV, torna-se imprescindível o uso de reguladores de tensão e bancos de capacitores para atender os consumidores com qualidade de energia, à medida que o comprimento da linha aumenta.

Entretanto, equipamentos convencionais utilizados para elevar e regular o nível de tensão, por 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, alimentadores, elevando assim os custos dos investimentos (1).

Em sistemas de distribuição, uma das maiores preocupações é o afundamento de tensão. Embora a operação do TCSC seja bem conhecida nos sistemas de transmissão [2-5], seu uso nos sistema de distribuição não é comum. 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.

Outro fator importante é que na entrada de grandes cargas a compensação série ajuda em transitórios, compensando quase instantaneamente a queda de tensão na barra remota e impedindo assim a atuação de sistemas de proteção contra subtensão.

Os circuitos, em uma rede de distribuição, normalmente operam de forma radial, o que torna possível a inserção do *Thyristor Controlled Series Compensator* (TCSC) em um desses circuitos para promover a compensação série e melhorar a qualidade da energia elétrica.

Diferente da rede de transmissão, em que os níveis de compensação são em torno de 20 a 30% do valor da reatância indutiva total da linha, na distribuição esses níveis podem superar facilmente 100% de compensação, ocorrendo assim uma sobrecompensação.

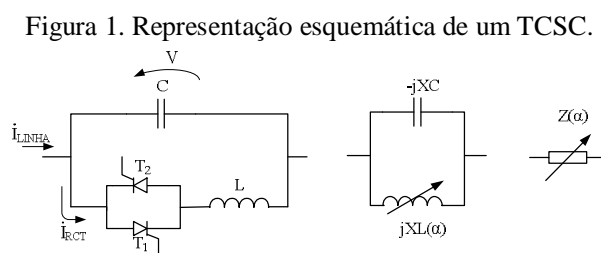
Isto é possível porque a partir da compensação total da reatância indutiva da linha de distribuição, passa-se a compensar a reatância indutiva equivalente da subestação.

Em virtude disso, normalmente são instalados, nas linhas de distribuição, bancos de capacitores fixos, com o objetivo de promover a sobrecompensação e reduzir as perdas provocadas pela impedância dos cabos, a qual possui parcela resistiva considerável. Entretanto, a sobrecompensação pode causar Ressonâncias Subsíncronas (RSS), as quais os bancos de capacitores fixos são incapazes de “dessintonizar”, levando a danificação do sistema (6-7). A utilização do *Distribution – Thyristor Controlled Series Compensator* (D-TCSC) permite a variação rápida da reatância equivalente da linha, proporcionando rejeição às perturbações e oscilações indesejadas.

Utilizando um controlador proporcional-integral (PI), foi proposto neste trabalho a regulação de tensão na barra de carga em malha fechada, a qual apresentou boa resposta nos transitórios e variações de carga.

1.1 Princípios Básicos de Operação do TCSC

Na Figura 1 é ilustrada a representação esquemática de um TCSC.



Fonte: Baseado em (9).

Como se vê na Figura 1, o TCSC é constituído de um capacitor fixo conectado em paralelo com um reator controlado a tiristor (RCT). Por meio do controle CA da corrente no indutor via ângulo de disparo dos tiristores, pode-se variar a reatância indutiva do RCT e, por consequência, controlar a impedância equivalente do TCSC. A impedância fundamental do TCSC pode ser escrita em (1) como o paralelo das reatâncias capacitiva e indutiva. Em (2) é apresentada a reatância equivalente do TCSC em função do ângulo de disparo dos tiristores (α), sendo mostrado detalhadamente no Apêndice (3; 4; 8).

$$jX_{TCSC}(\alpha) = (-j \cdot X_C) / (j \cdot X_{L_{rct}}(\alpha)) = j \cdot \frac{X_C}{\left(\frac{X_C}{X_{L_{rct}}(\alpha)} - 1\right)} \quad (1)$$

$$X_{TCSC}(\alpha) = -X_C + C_1(2(\pi - \alpha) + \text{sen } 2(\pi - \alpha)) - C_2 \cos^2(\pi - \alpha)(\varpi \tan \varpi(\pi - \alpha) - \tan(\pi - \alpha)) \quad (2)$$

$$X_{LC} = \frac{X_C X_L}{X_C - X_L} \quad (3)$$

$$C_1 = \frac{X_C + X_{LC}}{\pi} \quad (4)$$

$$C_2 = \frac{4X_{LC}^2}{X_L \pi} \quad (5)$$

$$\varpi = \sqrt{\frac{X_C}{X_L}} \quad (6)$$

O TCSC pode operar tanto na região capacitiva quanto na região indutiva, ou ainda na ressonância. A faixa de operação depende da relação entre a reatância indutiva e capacitiva evidenciada em (1). Em (7) são apresentadas as condições para a operação em cada região.

$$\begin{aligned} X_{L_{rct}}(\alpha) < X_C & \text{ Região Indutiva} \\ X_{L_{rct}}(\alpha) = X_C & \text{ Região de Ressonância} \\ X_{L_{rct}}(\alpha) > X_C & \text{ Região Capcitiva} \end{aligned} \quad (7)$$

É importante observar que pode haver mais de um ponto de ressonância. Para que haja somente um ponto de ressonância durante toda a região de operação do TCSC, a desigualdade matemática apresentada em (8) deve ser obedecida.

$$\varpi = \sqrt{\frac{X_C}{X_L}} < 3 \quad (8)$$

sendo:

ϖ – parâmetro de seleção de ressonância.

A Tabela 1 apresenta o comportamento da região de ressonância e capacitiva para valores distintos de ϖ .

Tabela 1. Deslocamento da Região de Ressonância.

ϖ	α - Ângulo de Disparo (Graus)	Região Capacitiva
1,4	115-116	116-180
1,6	123-124	124-180
1,8	129-131	131-180
2,0	134-136	136-180
2,2	139-140	140-180
2,4	142-143	143-180
2,6	145-146	146-180
2,8	147-148	148-180
3,0	149-151	151-180

Fonte: (9).

Por meio da compensação série mínima (K_C) desejada, referente à compensação apresentada somente pelo capacitor fixo do TCSC em relação à reatância indutiva da linha, calcula-se respectivamente em (9) e (10) os valores de reatância capacitiva e por consequência da capacitância do TCSC.

$$X_C = K_C \cdot X_L \quad (9)$$

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot X_C} \quad (10)$$

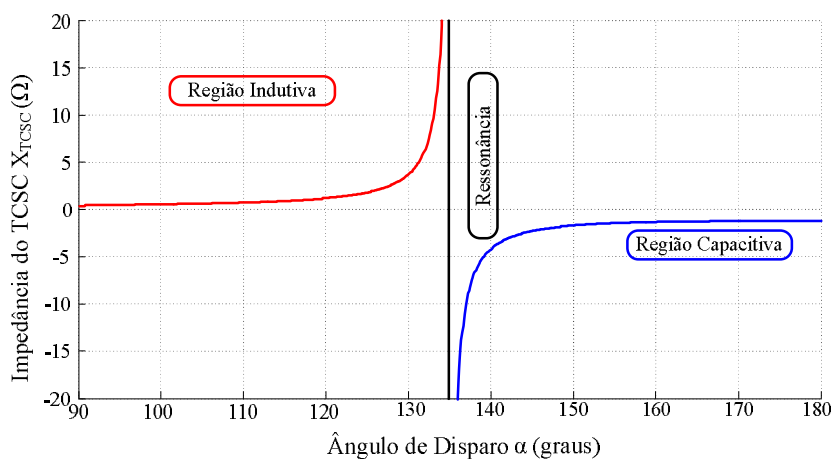
Definindo-se a região da ocorrência da ressonância desejada e o consequente valor de ϖ , define-se respectivamente em (11) e (12) os valores da reatância indutiva e por consequência da indutância do RCT do TCSC.

$$X_L = \frac{X_C}{\omega^2} \quad (11)$$

$$L = \frac{X_L}{2 \cdot \pi \cdot f} \quad (12)$$

Portanto, a curva característica de reatância equivalente do TCSC como função do ângulo de disparo é ilustrada na Figura 2.

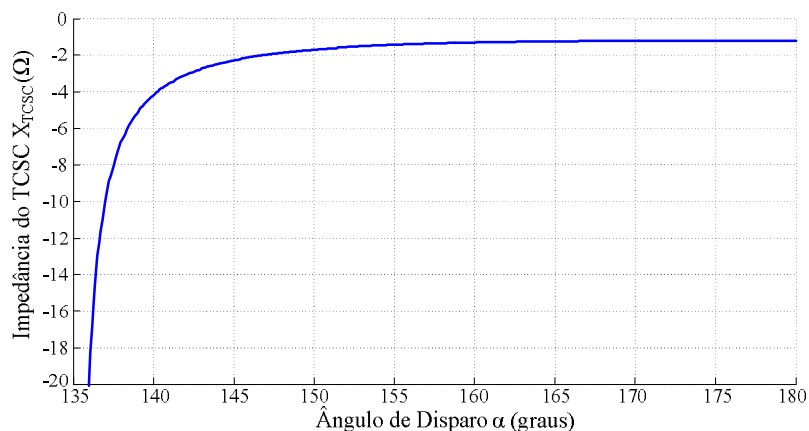
Figura 2. Curva da reatância característica do TCSC para $\omega = 2$.



Fonte: (9).

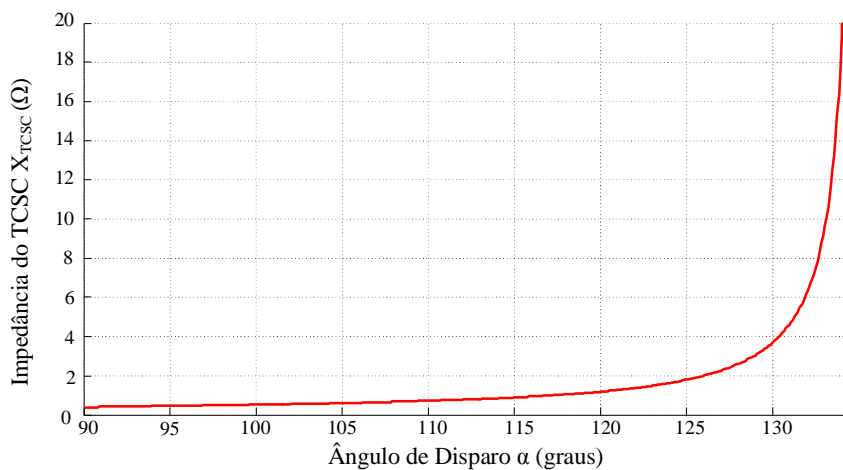
As Figuras 3 e 4 apresentam separadamente a característica da reatância do TCSC para a região capacitiva e indutiva, respectivamente.

Figura 3. Reatância característica do TCSC para operação na região capacitiva.



Fonte: (9).

Figura 4. Reatância característica do TCSC para operação na região indutiva.



Fonte: [9].

1.2 Vantagens do TCSC

A seguir, são listadas algumas vantagens do TCSC (10).

1. Controle rápido e contínuo do nível de compensação série da linha de distribuição.
2. Supressão de oscilações subsíncronas.
3. Diminuição do desbalanço das tensões CC. As tensões desbalanceadas, invariavelmente resultantes da inserção de capacitores séries podem decair rapidamente (dentro de poucos ciclos) com o controle dos tiristores.
4. Maior nível de proteção para capacitores séries. Um desvio rápido no capacitor série pode ser alcançado com o controle dos tiristores quando ocorrer faltas e sobretensões nos capacitores. Os capacitores podem ser rapidamente reinseridos pela ação dos tiristores depois da eliminação da falta, auxiliando na estabilização do sistema.
5. Suporte de tensão. O compensador, em conjunto com capacitores séries, pode gerar potência reativa que aumenta com o carregamento da linha, assim ajuda a regulação de tensão da rede local e alivia qualquer instabilidade de tensão.
6. Redução da corrente de curto-circuito. Durante eventos de alta corrente de curto circuito, o compensador pode operar na região capacitiva e indutiva, restringindo assim as correntes de curto circuito.

1.3 Modos de operação do TCSC

Essencialmente há três modos de operação do D-TCSC [10].

1.3.1 Modo do Tiristor *bypassed*

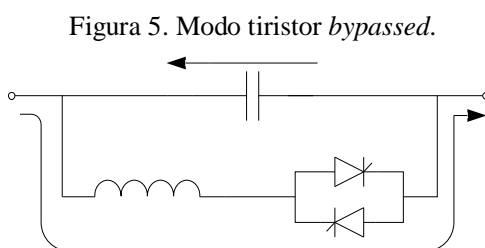
O tiristor está totalmente inserido no circuito com ângulo de disparo de 0° (sincronização pela corrente de linha). Os pulsos no *gate* são aplicados quando a tensão no tiristor atinge zero e torna-se positiva, resulta-se assim, em um fluxo de corrente senoidal por meio dos tiristores.

O módulo do TCSC se comporta como uma combinação paralela de um indutor-capacitor. No entanto, a corrente de rede através do módulo é indutiva, de forma que a reatância indutiva (X_L) é escolhida para ser menor que a reatância do capacitor (X_C).

O modo *Thyristor Controlled Reactor (TCR) bypassed* é diferente do modo disjuntor *bypassed*, o qual é fechado para remover o capacitor ou módulo do TCSC quando na ocorrência de faltas ou sobretensões.

O modo disjuntor *bypassed* é utilizado para propostas de controle e também em certas funções de proteção. Sempre que um módulo do compensador é *bypassed* devido a uma superação no limite de corrente, um atraso (T_{delay}) deve ser dado antes de ser reinserido o compensador, quando a corrente estiver dentro dos limites especificados.

A Figura 5 ilustra o modo de operação do tiristor *bypassed* com as setas indicando o fluxo de corrente.

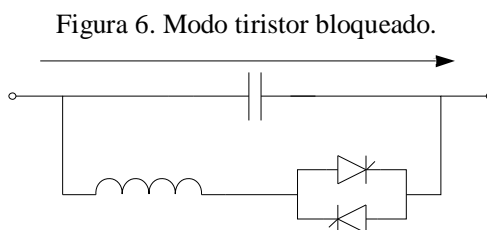


Fonte: Baseado em (10).

1.3.2 Modo Tiristor Bloqueado

Neste modo, os tiristores estão bloqueados. Se os tiristores estão conduzindo e um comando de bloqueio é dado, os tiristores passarão do modo de condução para bloqueio assim que a corrente atingir o valor zero. O módulo do TCSC é reduzido a um capacitor série fixo (C_F) tornando a reatância do mesmo capacitiva.

A Figura 6 ilustra o modo de operação do tiristor bloqueado com a seta indicando o fluxo de corrente.



Fonte: Baseado em (10).

1.3.3 Tiristores parcialmente conduzindo ou modo Vernier

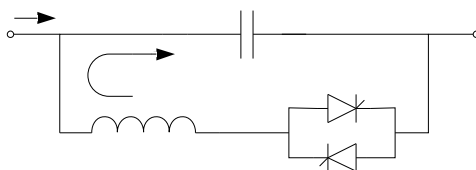
Este modo permite o TCSC se comportar tanto como uma reatância capacitiva ou indutiva controlável continuamente. Isto é possível pela variação do ângulo de disparo dos tiristores em uma faixa apropriada (fora da região de ressonância). No entanto, não é permitida uma transição suave entre os modos capacitivo e indutivo devido à região de ressonância entre os mesmos.

Um modo desta faixa de controle é o modo de controle Vernier capacitivo, o qual os tiristores são disparados quando a tensão e corrente no capacitor têm polaridades opostas. Nesta condição, causa uma corrente no TCR oposta a corrente no capacitor, resultando em uma malha de fluxo de corrente no TCSC. A malha de corrente aumenta a tensão no C_F , “melhorando” a reatância capacitiva equivalente e o nível de compensação série para o mesmo valor de corrente de linha. Para impedir a ressonância, o disparo do ângulo α do tiristor (ânodo-cátodo) deve ser $\alpha_{\min} \leq \alpha \leq 90^\circ$ (sincronização pela corrente de linha, adiciona-se 90° aos valores dos ângulos para sincronização pela tensão no capacitor). A corrente na malha aumenta quando α é diminuído de 90° para α_{\min} .

Outra faixa de controle é o modo de controle Vernier indutivo, o qual o compensador pode ser operado com um alto nível de condução dos tiristores. Neste modo, a direção da corrente é revertida e o controlador apresenta uma impedância indutiva.

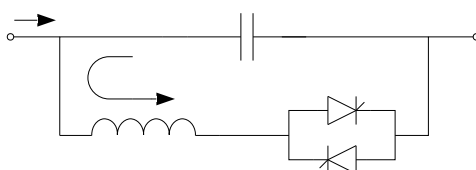
As Figura 7 e 8 ilustram os modos de operação do tiristor na região capacitiva e indutiva, respectivamente.

Figura 7- Modo Vernier com operação na região capacitiva.



Fonte: Baseado em (10).

Figura 8- Modo Vernier com operação na região indutiva.



Fonte: Baseado em (10).

1.4 Conclusão

Por meio desta introdução foi possível entender que um TCSC é composto por um capacitor fixo em paralelo com um RCT, sendo a variação do ângulo de disparo de suma importância para determinar sua região de atuação. Além disso, o controle dessa variação do ângulo de disparo é o que justifica sua aplicação em sistemas de distribuição, uma vez que é possível “dessintonizar” a RSS, caso ela ocorra.

2 ALIMENTADOR DA REDE DE DISTRIBUIÇÃO

O estudo do alimentador da rede de distribuição mostra os critérios utilizados para a escolha do mesmo, e os passos seguidos para desenvolver seu modelo no *software* de simulação Matlab/Simulink.

2.1 Escolha do Alimentador

A partir de um estudo elaborado das características da rede Elektro, foi identificado alimentadores que apresentam as melhores características para a implementação do D-TCSC.

Estes, de modo geral, apresentam as seguintes características:

- histórico de reclamação de tensão em função da grande variação de demanda em um curto período de tempo imposto pelo processo produtivo de grandes clientes;
- possuem clientes com contrato de demanda significativo localizado a quilômetros da subestação;
- relação R_{cabo} / X_{cabo} menores que 1, quando possível;
- possuem grandes clientes localizados a jusante de um ou mais reguladores de tensão.

Dentre os alimentadores selecionados, foi escolhido apenas um para se desenvolver o modelamento da rede de distribuição, visto que as relações entre a concessionária e o cliente permitem a instalação do compensador proposto.

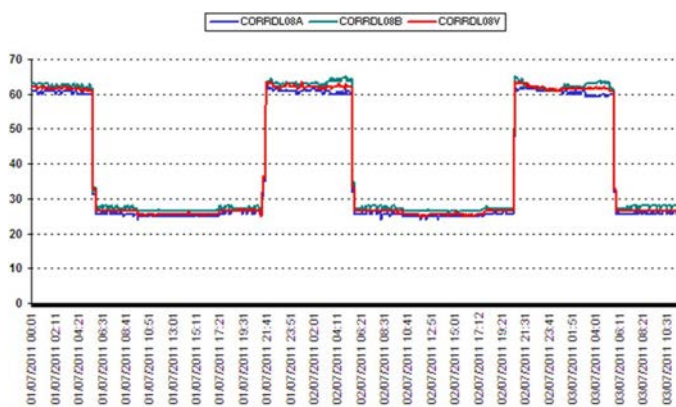
Nas Figuras 9 e 10 apresentam-se os perfis de tensão e corrente do alimentador selecionado, respectivamente.

Figura 9- Perfil de tensão na subestação de energia em quilovolts (kV).



Fonte: Elektro.

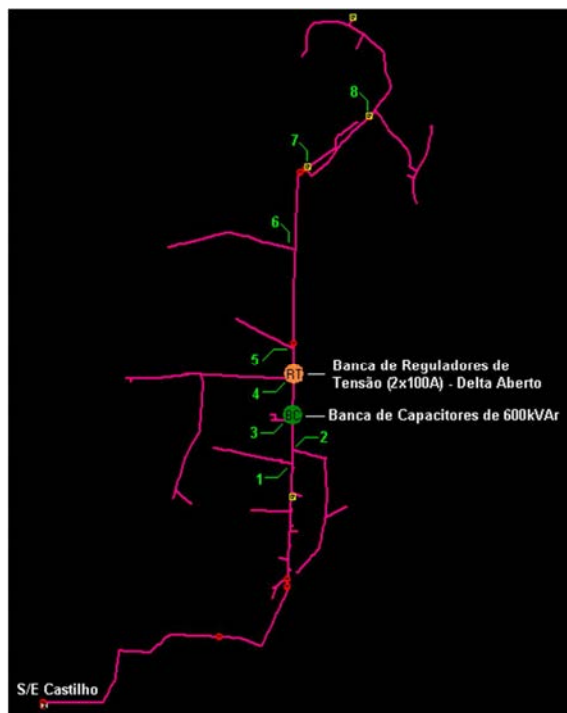
Figura 10- Perfil de corrente na subestação de energia em ampères (A).



Fonte: Elektro.

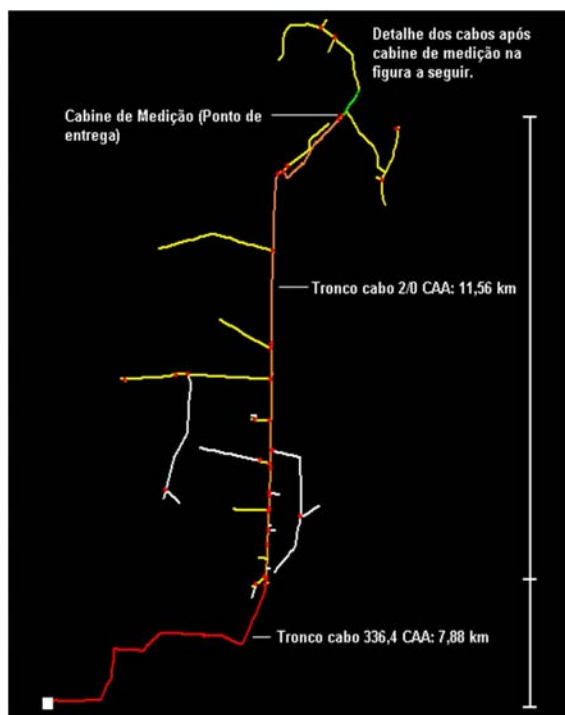
Nas Figuras 11 e 12 apresentam-se o diagrama unifilar do alimentador e seus tipos de cabos, respectivamente; já a Figura 13 mostra com mais detalhes as divisões dos trechos de cabos, do alimentador selecionado, a partir da cabine de medição.

Figura 11- Diagrama unifilar do alimentador.



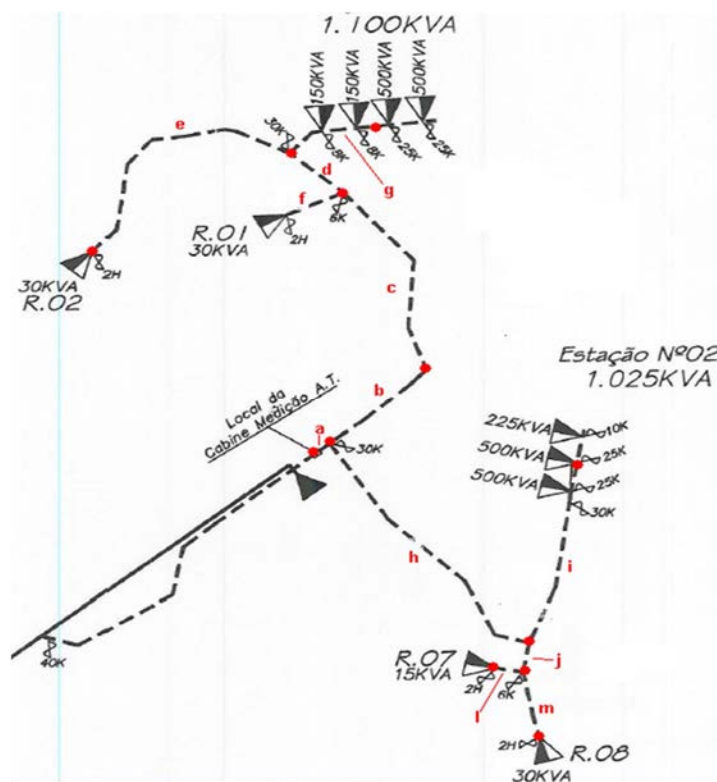
Fonte: Elektro.

Figura 12- Diagrama unifilar dos tipos de cabos que compõem o alimentador.



Fonte: Elektro.

Figura 13- Detalhe dos cabos a partir da cabine de medição.



Fonte: Elektro.

Os números de 1 a 7 na Figura 11 representam cargas acopladas em derivação com o alimentador, as quais serão apresentadas nas Tabelas 2 a 8 em função do consumo de potência ativa e reativa nos períodos do dia e suas distâncias em relação à subestação (S/E).

Tabela 2- Carga 1.

Período	kW	kvar
Madrugada (0 às 6 horas)	0,35	0,11
Manhã (6 às 12 horas)	0,99	0,12
Tarde (12 às 17 horas)	1,11	0,13
Noite (17 às 0 hora)	4,05	0,09
Distância da S/E:	10,50 km	

Fonte: Elektro.

Tabela 3- Carga 2.

Período	kW	kvar
Madrugada (0 às 6 horas)	3,42	1,12
Manhã (6 às 12 horas)	8,44	0,99
Tarde (12 às 17 horas)	7,71	0,87
Noite (17 às 0 hora)	31,32	0,70
Distância da S/E:	10,81 km	

Fonte: Elektro.

Tabela 4- Carga 3.

Período	kW	kvar
Madrugada (0 às 6 horas)	0,71	0,23
Manhã (6 às 12 horas)	3,45	0,41
Tarde (12 às 17 horas)	3,45	0,39
Noite (17 às 0 hora)	7,54	0,17
Distância da S/E:	11,49 km	

Fonte: Elektro.

Tabela 5- Carga 4.

Período	kW	kvar
Madrugada (0 às 6 horas)	2,60	0,85
Manhã (6 às 12 horas)	7,61	0,89
Tarde (12 às 17 horas)	8,53	0,97

Noite (17 às 0 hora)	24,52	0,55
Distância da S/E:	12,42 km	

Fonte: Elektro.

Tabela 6- Carga 5.

Período	kW	kvar
Madrugada (0 às 6 horas)	1,35	0,44
Manhã (6 às 12 horas)	6,30	0,74
Tarde (12 às 17 horas)	6,16	0,70
Noite (17 às 0 hora)	9,94	0,22
Distância da S/E:	13,14 km	

Fonte: Elektro.

Tabela 7- Carga 6.

Período	kW	kvar
Madrugada (0 às 6 horas)	2,10	0,69
Manhã (6 às 12 horas)	6,25	0,73
Tarde (12 às 17 horas)	7,14	0,81
Noite (17 às 0 hora)	17,41	0,39
Distância da S/E:	15,41 km	

Fonte: Elektro.

Tabela 8- Carga 7.

Período	kW	kvar
Madrugada (0 às 6 horas)	5,40	1,77
Manhã (6 às 12 horas)	30,55	10,04
Tarde (12 às 17 horas)	32,15	10,57
Noite (17 às 0 hora)	21,49	7,07
Distância da S/E:	17,30 km	

Fonte: Elektro.

O número 8 da Figura 11 representa a cabine de medição Elektro (sem transformador), a qual está a 19,44 km de distância da S/E.

Na Tabela 9 apresentam-se os cabos e as distâncias dos trechos de acordo com a Figura 13, já na Tabela 10 apresentam-se as características dos tipos de cabos.

Tabela 9- Cabos e distâncias dos trechos a partir da cabine de medição.

Trechos	Cabo CAA	Distância em metros
a	2	79
b	2	753
c	4	1445
d	4	412
e	4	1697
f	4	357
g	4	215
h	4	1814
i	4	1102
j	4	193
l	4	179
m	4	566

Fonte: Elektro.

Tabela 10- ND21 - Projetos de Redes Aéreas Rurais de Distribuição de Energia Elétrica.

Tipo de Cabo	Bitola / Seção	Resistência Elétrica R (Ω /km)	Reatância Indutiva XL (Ω /km)	Limite Térmico (A)
Alumínio - CA	6 AWG (*)	2,4301	0,5022	100
	4 AWG (*)	1,5289	0,4959	134
	2 AWG	0,958	0,456	180
	1/0 AWG (*)	0,6047	0,4483	242
	2/0 AWG	0,479	0,429	282
	4/0 AWG	0,302	0,412	380
	336,4 MCM	0,190	0,390	514
	477,0 MCM	0,134	0,377	646
Alumínio com Alma de Aço - CAA	6 AWG (*)	2,4736	0,5288	100
	4 AWG	1,5973	0,5086	140
	2 AWG	1,0503	0,5119	180
	1/0 AWG (*)	0,6961	0,5183	230
	2/0 AWG	0,5562	0,4969	270
	4/0 AWG	0,3679	0,4617	340
	336,4 MCM	0,1888	0,3789	530
	477,0 MCM	0,1342	0,3778	670

Fonte: Elektro.

Têm-se ainda as seguintes informações a respeito do alimentador proposto:

- distância do banco de reguladores da S/E: 12,53 km;
- distância do banco de capacitores (fixo) da S/E: 11,59 km;
- ajuste do banco de reguladores de tensão:
 - Tensão de referência: 14,145 kV;
 - Faixa de insensibilidade: 13,977 á 14,315 kV;
 - Temporização: 45 segundos;
- demanda contratada pelo cliente: 1300 kW. Demanda máxima registrada: 1456 kW (Fator de potência 0,945);
- a tensão de base é 138 kV e a potência de base é 100 MVA;
- impedância vista da S/E: módulo=0,3267 pu e o ângulo=89,39 °.

E por último tem-se a carga localizada na extremidade do alimentador, que corresponde ao cliente que possui contrato de demanda significativo, este possui sete transformadores e dezoito motores (utilizados para irrigação). Para cada transformador e também para cada motor há um banco de capacitores, nas Tabelas 11 a 17 mostram-se os valores destes equipamentos distribuídos nos sete pivôs de irrigação.

Tabela 11- Pivô 1.

Descrição	Potência	Banco
Transformador	150 kVA	5 kvar
Bomba submersa	30 CV	7,5 kvar
Motor 1	100 CV	25 kvar

Fonte: Elektro.

Tabela 12- Pivô 2.

Descrição	Potência	Banco
Transformador	150 kVA	5 kvar
Bomba submersa	30 CV	7,5 kvar
Motor 1	100 CV	25 kvar

Fonte: Elektro.

Tabela 13- Pivô 3.

Descrição	Potência	Banco
Transformador	500 kVA	7,5 kvar
Bomba submersa	40 CV	10 kvar
Motor 1	175 CV	40 kvar
Motor 2	175 CV	40 kvar

Fonte: Elektro.

Tabela 14- Pivô 4.

Descrição	Potência	Banco
Transformador	500 kVA	7,5 kvar
Bomba submersa	40 CV	10 kvar
Motor 1	125 CV	25 kvar
Motor 2	125 CV	25 kvar

Fonte: Elektro.

Tabela 15- Pivô 5.

Descrição	Potência	Banco
Transformador	500 kVA	7,5 kvar
Bomba submersa	40 CV	10 kvar
Motor 1	175 CV	40 kvar
Motor 2	175 CV	40 kvar

Fonte: Elektro.

Tabela 16- Pivô 6.

Descrição	Potência	Banco
Transformador	300 kVA	7,5 kvar
Bomba submersa	40 CV	10 kvar
Motor 1	125 CV	25 kvar
Motor 2	125 CV	25 kvar

Fonte: Elektro.

Tabela 17- Pivô 7.

Descrição	Potência	Banco
Transformador	225 kVA	5 kvar
Bomba submersa	30 CV	7,5 kvar
Motor 1	150 CV	25 kvar

Fonte: Elektro.

A Tabela 18 informa as correntes nominais de cada motor.

Tabela 18- Corrente nominal dos motores.

Motor CV / kW	Corrente Nominal (Tensão 440 V)
30 / 22	42 A
40 / 30	53 A
100 / 75	121 A
125 / 90	147 A
150 / 110	177 A
175 / 132	217 A

Fonte: Elektro.

2.2 Modelagem da rede de distribuição

Conforme os dados exibidos na Seção 2.1, de um alimentador do sistema de distribuição de energia elétrica, onde constam as informações de tensão e corrente da subestação, equipamentos de regulação de tensão, impedâncias dos cabos utilizados e as cargas acopladas ao mesmo, foi desenvolvido um modelo deste sistema de distribuição em Matlab/Simulink.

Os blocos utilizados no modelo trifásico do Simulink foram: *powergui*, *Three-Phase Source*, *Three-Phase Series RLC Branch*, *Three-Phase Series RLC Load*, *Series RLC Branch*, *Three-Phase Transformer (Two Windings)*, *Asynchronous Machine*, *1-phase PLL*, *Constant*, *Relational Operator*, *Logical Operator*, *Gain*, *Sum*, *PID Controller*, *Goto*, *From*, *Discrete RMS Value*, *Three-Phase VI Measurement*, *Voltage Measurement*, *Ideal Current Measurement*, *Scope* e *Thyristor*.

O modelo desenvolvido em Matlab/Simulink foi estruturado a partir da seguinte ordem:

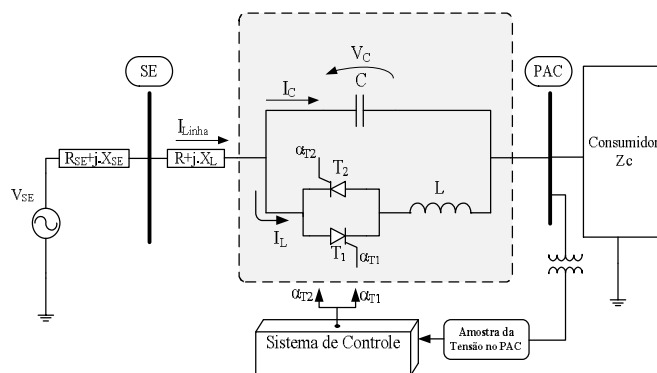
- inserção de uma fonte de tensão trifásica considerando o valor de tensão no secundário da S/E (13,8 kV) e a impedância vista da S/E referenciada para a base de tensão de 13,8 kV;

- utilizando as informações dos cabos utilizados e das distâncias de cada trecho, foram inseridas as impedâncias que representam o alimentador da linha de distribuição e medidores de tensão e corrente para cada trecho;
- as cargas de 1 a 7 foram inseridas no modelo com os valores de potência ativa e reativa correspondente ao período do dia em que se encontrou o maior valor de potência ativa;
- os 7 transformadores de tensão (13,8 kV – 440 V) de maior potência foram inseridos nos locais indicados pela Figura 13, assim como os demais, porém estes foram modelados por cargas de impedâncias constantes considerando fator de potência igual a 0,8;
- a carga (18 motores) localizada na extremidade do alimentador de distribuição, correspondente ao cliente de maior consumo, foi inserida no modelo como impedância constante e juntamente com os respectivos bancos de capacitores de modo que a corrente drenada por ela fosse compatível com os valores fornecidos;
- por último foi inserido no modelo o D-TCSC após a carga 7, o qual sua modelagem será explicada posteriormente.

Deste modo, foi criada a modelagem da linha de distribuição junto com a inserção do dispositivo de compensação, a fim de avaliar se o compensador proposto seria capaz de corrigir o afundamento de tensão observado na extremidade do alimentador. Além disso, criou-se outro modelo misturando a carga dos 18 motores entre impedância constante e potência constante, para avaliar a possibilidade de corrigir o afundamento de tensão na partida dos motores.

Utilizando-se o sistema de distribuição do alimentador da Figura 11, foi proposto à substituição do banco de capacitores e regulador de tensão, pelo D-TCSC. Este foi inserido entre o ponto 7 e o Ponto de Entrega (PAC). A Figura 14 apresenta uma representação do D-TCSC inserido no sistema distribuição.

Figura 14- D-TCSC inserido no sistema de distribuição.



Fonte: Próprio autor.

O sistema de controle do D-TCSC será abordado a seguir.

2.3 Conclusão

A análise do alimentador apresenta as cargas principais acopladas ao mesmo e a influência do cliente de maior consumo no perfil de corrente da subestação. Com estes dados, foi elaborada a modelagem do alimentador em Simulink que irá proporcionar os testes de controle do D-TCSC.

3 D-TCSC E SEU SISTEMA DE CONTROLE

Apresenta-se uma abordagem dos tipos de modelagem do TCSC, no qual se aprofunda a modelagem na frequência fundamental e aplica-se a análise a pequenos sinais, obtendo-se assim uma modelagem do D-TCSC. O sistema de controle também é modelado na tentativa de integrar o mesmo com o modelo do D-TCSC e o modelo da linha de distribuição.

3.1 Modelagem do D-TCSC

A dinâmica do D-TCSC envolve relações de tensão e corrente no capacitor e reator; e o comportamento do chaveamento discreto dos tiristores. Encontrar um modelo apropriado para este é uma tarefa complexa (10).

3.1.1 Modelo de reatância variável

O modelo do compensador para estudos de estabilidade transitória e oscilatória é o modelo de reatância variável. Neste modelo, a dinâmica do compensador durante uma oscilação de frequência na potência é modelada por uma reatância variável na frequência fundamental (10). Outras dinâmicas do modelo do compensador, como a variação da resposta do mesmo com diferentes ângulos de disparo são negligenciadas.

Como apresentado anteriormente, a curva de capacidade da reatância mostrada na Figura 2, exibe uma descontinuidade entre a região capacitiva e indutiva. No entanto, este *gap* é diminuído pelo uso de multimódulos do compensador (10). O modelo da reatância variável assume a disponibilidade de uma faixa de reatância contínua e, portanto aplicável na configuração de multimódulos.

3.1.2 Modelo de estabilidade transitória

No modelo de reatância variável, o valor da reatância de referência do compensador, X_{ref} , é gerado por um controlador que se baseia na especificação do fluxo de potência da linha de distribuição (10). O valor de referência X_{ref} também pode ser determinado diretamente por um controle manual em resposta ao comando do centro de controle de energia, e essencialmente representa o ponto de operação inicial do compensador (isto não inclui a reatância do capacitor fixo (C_F) se houver).

O valor de referência é modificado por uma entrada adicional, X_{mod} , do controlador de modulação como reforço de amortecimento. Outro sinal de entrada, que soma com o X_{mod}

e X_{ref} é o X_{aux} , sinal auxiliar de malha aberta, que pode ser obtido do controlador de fluxo de potência externo (10).

Assim, uma amplitude de reatância desejada do compensador, X_{des} , é obtida por um atraso causado pelo controle de disparo e resposta natural do compensador. Este atraso é modelado por um circuito de atraso com uma constante de tempo, tipicamente 15-20ms. A saída deste bloco passa por um limitador baseado na curva de capacidade da reatância do compensador.

O resultado, $X_{Compensador}$, é adicionado ao X_{FIXED} que é a reatância do C_F . Para obter valores em pu, a reatância do compensador é dividida pela reatância base do mesmo e então:

$$Z_{base} = \frac{(kV_{Compensador})^2}{MVA_{sys}} \quad (13)$$

sendo: $kV_{Compensador}$, tensão rms de linha do compensador em kV.

MVA_{sys} , potência aparente do sistema de potência.

O modelo do compensador atribui um valor positivo para a reatância capacitiva, então X_{total} é multiplicado por um sinal negativo para compatibilizar com a convenção usada em fluxo de carga e estudos de estabilidade. O ponto de operação inicial do compensador, X_{ref} , para estudos de estabilidade é escolhido como:

$$X_{ref} = X_{total} - X_{FIXED} \quad (14)$$

Durante um período de sobrecorrente, apenas alguns módulos do compensador passam para o modo “bypassado”. Isso reduz a corrente de linha e assim os demais módulos não precisam mudar de modo de operação. Porém, para modelagem, apenas um limite de reatância contínua denotada por linha vertical é considerado para todos os módulos do compensador.

Na região capacitiva, as diferentes restrições da reatância do compensador são causadas por:

1. Limite do ângulo de disparo do compensador, representado por uma reatância constante X_{max0} .
2. Limite de tensão $V_{C_{tran}}$. A reatância correspondente a esse limite é dada por:

$$X_{\max VC} = VC_{\text{tran}} \cdot \frac{I_{L_{\text{rated}}}}{I_{\text{line}}} \quad (15)$$

3. Limite da corrente de linha ($I_{L_{\text{tran}}}$) além do qual o compensador muda para o modo de proteção *bypass*:

$$\begin{aligned} X_{\max \text{ line}} &= \infty \text{ para } I_{\text{line}} < I_{L_{\text{tran}}} \cdot I_{L_{\text{rated}}} \\ &= X_{\text{bypass}} \text{ para } I_{\text{line}} > I_{L_{\text{tran}}} \cdot I_{L_{\text{rated}}} \end{aligned} \quad (16)$$

O limite efetivo da reatância capacitiva é finalmente obtido como:

$$X_{\max \text{ limit}} = \min(X_{\max 0}, X_{\max VC}, X_{\max \text{ line}}) \quad (17)$$

Para a região indutiva, a operação do compensador é restringida pelos seguintes limites:

1. Limite do ângulo de disparo, representado por uma reatância constante $X_{\min 0}$.
2. Limite devido a harmônicas, representado por uma tensão constante $V_{L_{\text{tran}}}$. A reatância equivalente é dada por:

$$X_{\min VL} = V_{L_{\text{tran}}} \cdot \frac{I_{\text{rated}}}{I_{\text{line}}} \quad (18)$$

3. Limite da componente fundamental de corrente que é permitida fluir através dos tiristores no modo *bypassed* durante um transitório. Esta corrente limite é também expressa como uma reatância mínima:

$$X_{\min \text{ ILT}} = \left[1 - \frac{I_{L_{\text{tran}}} \cdot I_{L_{\text{rated}}} \cdot (1 - X_{\text{bypass}})}{I_{\text{line}}} \right] \quad (19)$$

A reatância indutiva limite final no modo Vernier indutivo é dada por:

$$X_{\min \text{ limit}} = \max(X_{\min 0}, X_{\min VL}, X_{\min \text{ ILT}}) \quad (20)$$

Se a operação do compensador no modo Vernier indutivo não é esperada, então a mínima reatância limite é X_{bypass} independente da amplitude da corrente de linha.

3.1.3 Modelo de estabilidade de longa duração

A curva de capacidade do compensador depende da duração, a qual a tensão e corrente em condições de operação persistem no compensador. Em geral, duas regiões de limite de tempo existem: região de transitório para sobrecarga, duração de 3 a 10s e uma região de sobrecarga temporária, duração de 30 min; ambas são seguidas por uma região contínua (10).

Para simulações dinâmicas de longa duração, uma função de gerência de sobrecarga deve ser incorporada no sistema de controle. Esta função mantém o controle das variáveis do compensador e sua duração de aplicação e também determina uma faixa apropriada de sobrecarga para o qual ela modifica o $X_{\text{max limit}}$ e $X_{\text{min limit}}$ e então, a função aplica as mesmas modificações no controlador.

A resposta no tempo do modelo de reatâncias variáveis do compensador não leva em conta a dependência do ângulo de condução. Portanto, pode ser obtido um resultado incorreto para um alto ângulo de condução ou quando a frequência de oscilação for maior que 2 Hz. Porém, o modelo é usado largamente em programas de estabilidade (comercial) por causa da simplicidade, e também é usado em estudos de planejamento de sistemas e efeitos do compensador em amortecimento de oscilações de potência (10).

3.1.4 Modelo avançado para estudo de estabilidade transitória

Um modelo alternativo para estudos de estabilidade transitória tem sido desenvolvido para solucionar equações diferenciais referentes ao capacitor e TCR (10). O modelo do compensador é chamado para todo meio ciclo da corrente de linha. Uma variável é usada para armazenar a tensão instantânea do capacitor no cruzamento por zero da corrente, no final de cada meio ciclo, para ser usado como condição inicial para o próximo processo de amostragem.

O TCR é representado por uma fonte de corrente atualizada pela componente fundamental de corrente do TCR que o modelo calcula a cada meio ciclo. O modelo também incorpora os efeitos de ambos, disparo dos tiristores e sincronização. O instante do disparo é uma função do sinal que é usado para sincronização, tal como a tensão ou a corrente de linha.

O modelo é compatível com os programas convencionais de estabilidade transitória em que a atualização da tensão no capacitor é feita para todo meio ciclo, enquanto o programa de estabilidade atualiza a corrente de linha com a mesma frequência (10). O modelo é também bastante flexível para integrar não apenas controles para minimização do atraso da resposta do compensador, mas para controle de alta ordem. Embora ligeiramente complexo, o modelo é bastante próximo do desempenho do compensador com resultados no *Electro Magnetic Transients Program* (EMTP).

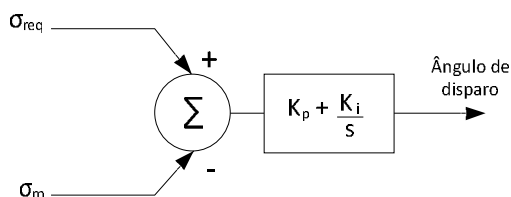
3.1.5 Otimização do controlador do compensador e resposta no tempo do mesmo na compensação

A função de transferência de 4ª ordem representando a resposta do compensador em malha aberta (10) é incorporado ao modelo de malha fechada do mesmo para otimizar os parâmetros do controlador.

Um método alternativo para modelagem do compensador é baseado no mapeamento de Poincaré, o qual o mapa do Jacobiano de Poincaré é usado para calcular a resposta dinâmica em malha aberta do compensador.

O esquema do controle do ângulo de condução para uma malha fechada é proposto para minimizar a sensibilidade da resposta do compensador para o ponto de operação, como mostrado na Figura 15.

Figura 15- Controlador do ângulo de disparo do compensador em malha fechada.



Fonte: Próprio autor.

O ângulo de condução desejado é denotado por σ_{req} , enquanto o ângulo de condução medido é denotado por σ_m . A diferença entre σ_{req} e σ_m alimenta o controlador PI que tenta reduzir essa diferença para zero no regime permanente.

A medição σ_m é atualizada duas vezes em um dado período de tempo, enquanto que o sinal de condução desejado pode variar continuamente em resposta ao controlador de alta ordem (10).

Uma resposta em malha fechada que é independente do ponto de operação é obtida com um controlador de ganho proporcional, K_p , e ganho integral, K_I , como segue (10):

$$K_p = -10. \exp \left[-\sqrt{\frac{65 - \sigma_{req}}{2}} \right] \quad (21)$$

$$K_I = -23 - 24. \exp \left[\frac{\sigma_{req} - 65}{2} \right] \quad (22)$$

Para $\sigma < 64^\circ$, resulta em $1 \text{ pu} < X_{\text{Compensador}} < 3 \text{ pu}$.

Exceto para ângulos de condução muito altos, a resposta do compensador em malha fechada é quase independente do ponto de operação na região capacitiva. Além disso, a resposta é bem menos oscilatória (10).

3.1.6 Modelo para estudo de Ressonância Subsíncrona

Embora o modelo do compensador no EMTP seja altamente preciso e usado para estudos de mitigação de RSS, este modelo não pode ser usado para análise de estabilidade de pequenos sinais e demandam muito tempo para otimização dos parâmetros do controlador (10).

Para estudos de RSS, o modelo de reatância variável não é preciso a menos que as oscilações ocorram em uma frequência muito menor que a frequência síncrona. O modelo de reatância variável é também inadequado porque não representa um amortecimento passivo associado à operação em malha aberta, que é, quando o compensador opera em um ângulo de condução específico independente da oscilação do ângulo do rotor do motor. Amortecimento passivo, o qual varia com o regime permanente do ângulo de condução do compensador, tem uma influência substancial na dinâmica do sistema de potência. A operação em malha fechada com baixo ganho de realimentação assemelha-se a operação em malha aberta (10).

Em virtude dos diversos tipos de modelagem existentes, foi estudado um pouco mais a fundo o modelo na frequência fundamental e o modelo dinâmico a pequenos sinais (11).

As equações (23) e (24) representam a matriz da transformada de Park e a sua inversa, respectivamente, sendo observado em (25) um resultado que será muito utilizado, composto pela multiplicação da transformada de Park vezes a derivada de sua inversa.

$$K_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$(K_s)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$\bar{\omega} = K_s \cdot \frac{d}{dt} [K_s^{-1}] = \begin{bmatrix} 0 & \omega & 0 \\ -\omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (25)$$

A equação (26) representa a transformação de um sistema trifásico para um sistema de coordenadas dq.

$$f_{qd0_s} = K_s f_{abc_s} \quad (26)$$

3.2 Modelagem de frequência fundamental do D-TCSC

As componentes fundamentais da corrente do reator i_{tcr} e as tensões v_1 (componente não controlada) e v_2 (componente controlada) são selecionadas como variáveis de estado (omitindo-se t) e o modelo não linear de espaço de estados é apresentado como [11]:

$$\dot{V}_1 = \frac{1}{C} i_l \quad (27)$$

$$\dot{V}_2 = g \frac{1}{C} i_{tcr} \quad (28)$$

$$\dot{i}_{tcr} = g \frac{1}{l_{tcr}} v_1 - g \frac{1}{l_{tcr}} v_2 \quad (29)$$

$$v_c = v_1 - v_2 \quad (30)$$

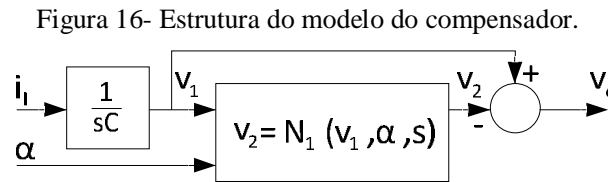
v_c → tensão no capacitor;

g → função de chaveamento;

$g = 1$ → tiristores em condução;

$g = 0$ → tiristores bloqueados.

Na Figura 16 apresenta-se a estrutura do modelo do compensador.



Fonte: Próprio autor.

Para derivar o modelo linear na frequência nominal, é postulado [11] que o modelo tem a seguinte estrutura:

$$\dot{V}_1 = \frac{1}{C} i_l \quad (31)$$

$$\dot{V}_2 = \frac{1}{C} i_{tcr} \quad (32)$$

$$\dot{i}_{tcr} = k_1 v_1 - k_2 v_2 \quad (33)$$

$$v_c = v_1 - v_2 \quad (34)$$

$k_1 = k_1(\alpha)$ e $k_2 = k_2(\alpha)$ → parâmetros desconhecidos.

O modelo acima é a estrutura correta para ângulo de disparo nulo $g=1$, $\alpha=0$ (condução total, com α medido a partir da crista de tensão). Presume-se a mesma estrutura do modelo, mas diferentes valores de parâmetros para $\alpha \in (0^\circ, 90^\circ)$.

Usa-se a aproximação da reatância equivalente l_{alp} para a corrente do TCR em um *Static VAR Compensator* (SVC) [11]:

$$\frac{1}{k_1} = l_{alp} = \frac{l_{tcr}\pi}{\pi - 2\alpha - \sin(\pi - 2\alpha)} \quad (35)$$

Na ordem para determinar a constante k_2 , representa-se (32) e (33) como função de transferência na seguinte forma:

$$\frac{v_2(s)}{v_1(s)} = T_{fo}(s) = \frac{k_3}{\frac{s^2}{\omega_d^2} + 1} \quad (36)$$

com:

$$\omega_d = \sqrt{\frac{k_2}{C}} \text{ e } k_3 = \frac{k_1}{k_2} \quad (37)$$

$\omega_d \rightarrow$ frequência de ressonância do sistema de segunda ordem não amortecido.

A expressão proposta para essa frequência é dada por (38) e ela é determinada usando a resposta experimental do modelo não linear do compensador.

$$\omega_d = \frac{\pi - 2\alpha}{\pi\sqrt{l_{tcr}C}} \quad (38)$$

Substituindo-se $s = j\omega_0 = j2\pi f_0$ (f_0 -frequência fundamental) em (36), e usando (37) em termos da corrente de entrada e da tensão de saída como dado em (31-34) o ganho do compensador na frequência fundamental é obtido:

$$\frac{v_c}{i_i} = \frac{\frac{(j\omega_0)^2}{\omega_d^2} + 1 - k_3}{Cj\omega_0 \left[\frac{(j\omega_0)^2}{\omega_d^2} + 1 \right]} \quad (39)$$

e a impedância fundamental do compensador é:

$$X_{rcsc} = \frac{\frac{\omega_0^2}{\omega_d^2} + k_3 - 1}{C\omega_0 \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega_d^2} \right)} \quad (40)$$

onde:

$$k_3 = \frac{\pi[\pi - 2\alpha - \sin(\pi - 2\alpha)]}{(\pi - 2\alpha)^2} \quad (41)$$

3.3 Análise do modelo dinâmico a pequenos sinais

A resposta em frequência do compensador é estudada (11) assumindo que a tensão de entrada é:

$$v_1 = A_0 \sin(2\pi f_0 t) + A_{inj} \sin(2\pi f_{inj} t) \quad (42)$$

sendo:

$A_0 \sin(2\pi f_0 t) \rightarrow$ operação em estado estacionário com todos os parâmetros constantes.

$A_{inj} \sin(2\pi f_{inj} t) \rightarrow$ entrada experimental na resposta em frequência, com a amplitude $A_{inj} \ll A_0$ ($f_{inj} \in 1,150\text{Hz}$).

A saída v_2 é monitorada e a 1ª harmônica da série de Fourier (mesma frequência de f_{inj}) é comparada com o sinal de entrada para obter a resposta em frequência.

Observando a resposta em frequência para vários ângulos de disparo (11), concluiu-se que o sistema apresenta propriedades de ordem superior e torna-se claro que ele tem dinâmica de segunda ordem dominante (11).

A seguinte função de transferência é proposta (11):

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi_n s}{\omega_n} + 1}{\frac{s^2}{\omega_d^2} + \frac{2\xi_d s}{\omega_d} + 1} \quad (43)$$

A frequência característica do denominador ω_d é função linear do ângulo de disparo.

As quatro incógnitas de (43) são determinadas relacionando a resposta em frequência e a resposta degrau final, e é proposto a seguinte formulação (11):

$$\omega_d = \frac{\pi - 2\alpha}{\pi \sqrt{l_{tcr} C}} \quad (44)$$

$$\omega_n = \frac{\pi f_0 10^{-3}}{\sqrt{l_{tcr} C}} \left(1,7 + \sqrt{10} \frac{\alpha}{(\tan \alpha)^4} \right) \quad (45)$$

$$\xi_d = 0,38 \cos \alpha \quad (46)$$

$$\xi_n = 0,2 \cos \alpha \quad (47)$$

O modelo (43) é representado em espaço de estados.

$$x_1 = v_1$$

$$x_2 = \frac{v_1}{\frac{s^2}{\omega_d^2} + \frac{2\xi_d s}{\omega_d} + 1} \quad (48)$$

$$x_3 = s x_2$$

$$x_4 = \frac{v_1 - v_2}{T_f s + 1}$$

$$s x_1 = \frac{i_l}{C}$$

$$s x_2 = a_{tc23} x_3$$

$$s x_3 = a_{tc31}(\alpha) x_1 + a_{tc32}(\alpha) x_2 + a_{tc33}(\alpha) x_3 \quad (49)$$

$$s x_4 = a_{tc41}(\alpha) x_1 + a_{tc42}(\alpha) x_2 + a_{tc43}(\alpha) x_3 + a_{tc44} x_4$$

$$v_c = x_4 (T_f s + 1)$$

onde os parâmetros são:

$$a_{tc23} = 1$$

$$a_{tc31}(\alpha) = \omega_d^2 \quad ; \quad a_{tc32}(\alpha) = -\omega_d^2 \quad ; \quad a_{tc33}(\alpha) = -2\xi_d\omega_d$$

$$a_{tc41}(\alpha) = \frac{1}{T_f} \left(1 - \frac{\omega_d^2}{\omega_n^2} \right) \quad ; \quad a_{tc42}(\alpha) = \frac{1}{T_f} \left(-1 + \frac{\omega_d^2}{\omega_n^2} \right) \quad (50)$$

$$a_{tc43}(\alpha) = \frac{2}{T_f} \left(\frac{\xi_d\omega_d}{\omega_n^2} - \frac{\xi_n}{\omega_n} \right) \quad ; \quad a_{tc44} = -\frac{1}{T_f}$$

A representação em espaço de estados na forma matricial é mostrada em (51).

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ \omega_d^2 & -\omega_d^2 & -2\xi_d\omega_d & 0 \\ \frac{1}{T_f} \left(1 - \frac{\omega_d^2}{\omega_n^2} \right) & \frac{1}{T_f} \left(-1 + \frac{\omega_d^2}{\omega_n^2} \right) & \frac{2}{T_f} \left(\frac{\xi_d\omega_d}{\omega_n^2} - \frac{\xi_n}{\omega_n} \right) & -\frac{1}{T_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ C \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} i_t \quad (51)$$

A equação (52) mostra a representação geral das derivadas das variáveis de estado no sistema trifásico abc, onde m=1,2,3,4, neste caso, e k é a ordem da matriz.

$$\dot{x}_{m_{abc}} = a_{m1} \cdot x_{1_{abc}} + a_{m2} \cdot x_{2_{abc}} + \dots + a_{mn} \cdot x_{n_{abc}} + b_m \cdot i_{abc}$$

$$\dot{x}_{m_{abc}} = \sum_{n=1}^k a_{mn} \cdot x_{n_{abc}} + b_m \cdot i_{abc} \quad (52)$$

Em (53) observa-se passo-a-passo a aplicação da transformação de Park em (52).

$$\begin{aligned}
p \left[K_S^{-1} \cdot X_{m_{qdo}} \right] &= \sum_{n=1}^k a_{mn} \cdot K_S^{-1} \cdot X_{n_{qdo}} + b_m \cdot K_S^{-1} \cdot i_{qdo} \\
K_S \cdot p \left[K_S^{-1} \cdot X_{m_{qdo}} \right] &= \sum_{n=1}^k K_S \cdot a_{mn} \cdot K_S^{-1} \cdot X_{n_{qdo}} + K_S \cdot b_m \cdot K_S^{-1} \cdot i_{qdo} \\
K_S \cdot \left(p K_S^{-1} \cdot X_{m_{qdo}} + K_S^{-1} \cdot p X_{m_{qdo}} \right) &= \sum_{n=1}^k a_{mn} \cdot X_{n_{qdo}} + b_m \cdot i_{qdo} \\
K_S p K_S^{-1} \cdot X_{m_{qdo}} + p X_{m_{qdo}} &= \sum_{n=1}^k a_{mn} \cdot X_{n_{qdo}} + b_m \cdot i_{qdo}
\end{aligned} \tag{53}$$

$$\bar{\omega} \cdot X_{m_{qdo}} + p X_{m_{qdo}} = \sum_{n=1}^k a_{mn} \cdot X_{n_{qdo}} + b_m \cdot i_{qdo}$$

$$p X_{m_{qdo}} = \sum_{n=1}^k a_{mn} \cdot X_{n_{qdo}} + b_m \cdot i_{qdo} - \bar{\omega} \cdot X_{m_{qdo}}$$

Reduzindo a ordem da matriz $\bar{\omega}$ para $\bar{\omega}_{qd} = \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix}$ tem-se as derivadas das variáveis de estado no sistema dq síncrono girante, utilizando-se a equação geral (53).

$$\dot{X}_{1_{qd}} = -\bar{\omega}_{qd} \cdot X_{1_{qd}} + \frac{1}{C} \cdot I_{qd}$$

$$\dot{X}_{2_{qd}} = -\bar{\omega}_{qd} \cdot X_{2_{qd}} + X_{3_{qd}} \tag{54}$$

$$\dot{X}_{3_{qd}} = \omega_d^2 \cdot X_{1_{qd}} - \omega_d^2 \cdot X_{2_{qd}} - (2\xi_d \omega_d [I] + \bar{\omega}_{qd}) X_{3_{qd}}$$

$$\begin{aligned} \dot{X}_{4qd} = & \frac{1}{T_f} \left(1 - \frac{\omega_d^2}{\omega_n^2} \right) \cdot X_{1qd} + \frac{1}{T_f} \left(-1 + \frac{\omega_d^2}{\omega_n^2} \right) \cdot X_{2qd} + \frac{2}{T_f} \left(\frac{\xi_d \omega_d}{\omega_n^2} - \frac{\xi_n}{\omega_n} \right) \cdot X_{3qd} \\ & + \left(-\frac{1}{T_f} [I] - \bar{\omega}_{qd} \right) \cdot X_{4qd} \end{aligned}$$

Deste modo obtém-se a representação em espaço de estados do compensador em coordenadas dq na forma matricial, como mostra a equação.

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_{1q} \\ \dot{X}_{1d} \\ \dot{X}_{2q} \\ \dot{X}_{2d} \\ \dot{X}_{3q} \\ \dot{X}_{3d} \\ \dot{X}_{4q} \\ \dot{X}_{4d} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \omega_d^2 & 0 & -\omega_d^2 & 0 & -2\xi_d \omega_d & -\omega & 0 & 0 \\ 0 & \omega_d^2 & 0 & -\omega_d^2 & \omega & -2\xi_d \omega_d & 0 & 0 \\ \frac{1}{T_f} \left(1 - \frac{\omega_d^2}{\omega_n^2} \right) & 0 & \frac{1}{T_f} \left(-1 + \frac{\omega_d^2}{\omega_n^2} \right) & 0 & \frac{2}{T_f} \left(\frac{\xi_d \omega_d}{\omega_n^2} - \frac{\xi_n}{\omega_n} \right) & 0 & -\frac{1}{T_f} & -\omega \\ 0 & \frac{1}{T_f} \left(1 - \frac{\omega_d^2}{\omega_n^2} \right) & 0 & \frac{1}{T_f} \left(-1 + \frac{\omega_d^2}{\omega_n^2} \right) & 0 & \frac{2}{T_f} \left(\frac{\xi_d \omega_d}{\omega_n^2} - \frac{\xi_n}{\omega_n} \right) & \omega & -\frac{1}{T_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{1q} \\ X_{1d} \\ X_{2q} \\ X_{2d} \\ X_{3q} \\ X_{3d} \\ X_{4q} \\ X_{4d} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{C} \\ 0 \\ \frac{1}{C} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_q \\ I_d \end{bmatrix} \quad (55)$$

$$\dot{X}_{TCqd} = A_{TCqd} \cdot X_{TCqd} + B_{TCqd} \cdot I_{TCqd}$$

3.4 Modelagem analítica do sistema de distribuição simplificado

O sistema de distribuição pode ser modelado considerando a diferença de tensão entre a SE e o PAC, tendo entre as duas barras a impedância da linha e a tensão sobre o D-TCSC.

$$\Delta V_{abc} = R_l \cdot I_{abc} + L_l \cdot p I_{abc} + V_{C_{abc}} \quad (56)$$

Aplicando-se a transformação de Park em (56), tem-se a equação que representa o sistema de distribuição em coordenadas dq.

$$\begin{aligned} K_s^{-1} \Delta V_{qd0} &= R_l \cdot K_s^{-1} \cdot I_{qd0} + L_l \cdot p (K_s^{-1} \cdot I_{qd0}) + K_s^{-1} V_{C_{qd0}} \\ \Delta V_{qd0} &= K_s \cdot R_l \cdot K_s^{-1} \cdot I_{qd0} + K_s \cdot L_l \cdot (p K_s^{-1} \cdot I_{qd0} + K_s^{-1} \cdot p I_{qd0}) + V_{C_{qd0}} \\ \Delta V_{qd0} &= R_l \cdot I_{qd0} + L_l \cdot \bar{\omega} \cdot I_{qd0} + L_l \cdot p I_{qd0} + V_{C_{qd0}} \\ p I_{qd0} &= \left(-\frac{R_l}{L_l} \cdot [I] - \bar{\omega} \right) I_{qd0} - \frac{1}{L_l} V_{C_{qd0}} + \frac{1}{L_l} \Delta V_{qd0} \end{aligned} \quad (57)$$

Reduzindo a ordem da matriz $\bar{\omega}$ para $\bar{\omega}_{qd} = \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix}$ tem-se o sistema em espaço de estados na forma matricial.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_l}{L_l} & -\omega \\ \omega & -\frac{r_l}{L_l} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_l} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_l} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{cq} \\ v_{cd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_l} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_l} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta v_q \\ \Delta v_d \end{bmatrix}$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_l}{L_l} & -\omega \\ \omega & -\frac{r_l}{L_l} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_l} & 0 & \frac{1}{L_l} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_l} & 0 & \frac{1}{L_l} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{cq} \\ v_{cd} \\ \Delta v_q \\ \Delta v_d \end{bmatrix} \quad (58)$$

$$\dot{X}_{AC} = A_{AC} \cdot X_{AC} + B_{AC} \cdot u_{AC}$$

Decompondo-se a tensão no compensador em função das variáveis que aparecem na sua modelagem, pode-se reescrever a corrente de linha mostrada em (58).

$$v_c = \left(1 - \frac{\omega_d^2}{\omega_n^2}\right) \cdot x_1 - \left(1 - \frac{\omega_d^2}{\omega_n^2}\right) \cdot x_2 - \frac{2}{\omega_n} \left(\xi_n - \frac{\xi_d \omega_d}{\omega_n}\right) \cdot x_3$$

$$\dot{i}_q = -\frac{r_l}{L_l} \cdot I_q - \omega \cdot I_d + \frac{1}{L_l} \left(-1 + \frac{\omega_d^2}{\omega_n^2}\right) \cdot X_{1q} + \frac{1}{L_l} \left(1 - \frac{\omega_d^2}{\omega_n^2}\right) \cdot X_{2q}$$

$$+ \frac{2}{L_l \omega_n} \left(\xi_n - \frac{\xi_d \omega_d}{\omega_n}\right) \cdot X_{3q} + \frac{\Delta V_q}{L_l}$$

$$\dot{i}_d = -\frac{r_l}{L_l} \cdot I_d + \omega \cdot I_q + \frac{1}{L_l} \left(-1 + \frac{\omega_d^2}{\omega_n^2}\right) \cdot X_{1d} + \frac{1}{L_l} \left(1 - \frac{\omega_d^2}{\omega_n^2}\right) \cdot X_{2d}$$

$$+ \frac{2}{L_l \omega_n} \left(\xi_n - \frac{\xi_d \omega_d}{\omega_n}\right) \cdot X_{3d} + \frac{\Delta V_d}{L_l} \quad (59)$$

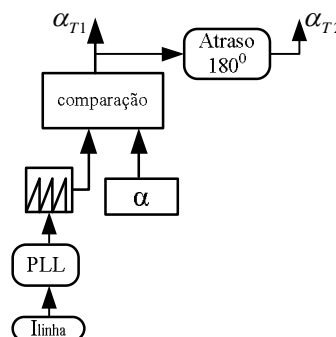
$$\begin{bmatrix} \dot{i}_q \\ \dot{i}_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_l}{L_l} & -\omega \\ \omega & -\frac{r_l}{L_l} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_q \\ I_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_l} \left(-1 + \frac{\omega_d^2}{\omega_n^2}\right) & 0 & \frac{1}{L_l} \left(1 - \frac{\omega_d^2}{\omega_n^2}\right) & 0 & \frac{2}{L_l \omega_n} \left(\xi_n - \frac{\xi_d \omega_d}{\omega_n}\right) & 0 & \frac{1}{L_l} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_l} \left(-1 + \frac{\omega_d^2}{\omega_n^2}\right) & 0 & \frac{1}{L_l} \left(1 - \frac{\omega_d^2}{\omega_n^2}\right) & 0 & \frac{2}{L_l \omega_n} \left(\xi_n - \frac{\xi_d \omega_d}{\omega_n}\right) & 0 & \frac{1}{L_l} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_{1q} \\ X_{1d} \\ X_{2q} \\ X_{2d} \\ X_{3q} \\ X_{3d} \\ \Delta V_q \\ \Delta V_d \end{bmatrix}$$

3.5 Sistema de Controle

É importante ressaltar que o compensador proposto, formado pelo paralelo de um capacitor e um reator controlado a tiristor, tem como base do seu funcionamento o controle do ângulo de disparo dos tiristores, pois é por meio deste que a reatância equivalente deste dispositivo é modificada.

O sistema de controle em malha aberta proposto é mostrado na Figura 17.

Figura 17- Sistema de controle em malha aberta.



Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 17 que a corrente de linha foi utilizada como referência para gerar a rampa de comparação com o ângulo de disparo (α). Essa preferência se deve ao fato que a corrente de linha é praticamente senoidal, enquanto que a tensão no capacitor que também pode ser utilizada apresenta distorções devido ao chaveamento dos tiristores.

Nota-se também na Figura 17, um defasamento de 180° entre os disparos dos tiristores, os quais se encontram em antiparalelo. O controle em malha aberta do disparo dos tiristores permite verificar como o sistema responde para os diferentes pontos de operação.

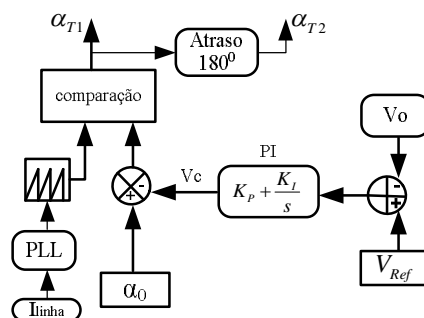
Uma vez analisado os limites mínimo e máximo da reatância equivalente do compensador e as correspondentes tensões no Ponto de Entrega, resultantes da compensação, pode-se fechar a malha de controle de tensão tendo em vista os valores permitidos para serem adotados como referência.

Por meio da substituição do banco de capacitores e do regulador de tensão pelo compensador, pretende-se demonstrar que o D-TCSC com o sistema de Controle de Tensão em Malha Fechada (Figura 18) é capaz de regular automaticamente a tensão no Ponto de Entrega quando há a partida de motores (Rede Particular).

A linha de distribuição em que o compensador está possui uma resistência de $7,92\Omega$ e uma reatância indutiva de $8,73\Omega$.

O sistema de controle de tensão em malha fechada é mostrado a seguir.

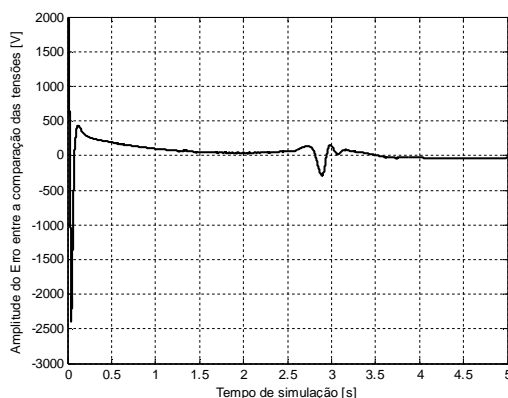
Figura 18- Sistema de Controle de Tensão em Malha Fechada do D-TCSC.



Fonte: Próprio autor.

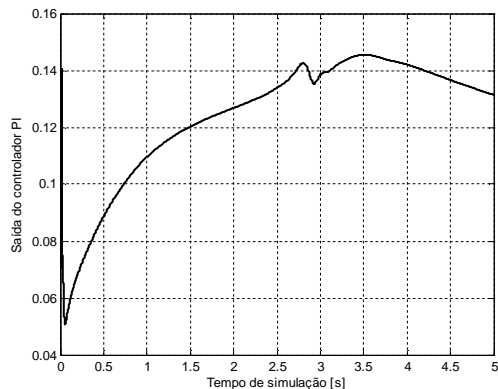
Através da comparação entre os valores eficazes medidos da tensão no Ponto de Entrega (V_o) e a referência de tensão adotada (V_{Ref}), gera-se um erro (Figura 19), o qual passa por um controlador proporcional-integral (PI), obtendo em sua saída um sinal de controle (Figura 20), este será subtraído de um ângulo de condição inicial, formando o ângulo de disparo dos tiristores (Figura 21). Em seguida, ele será comparado com um sinal “dente de serra”, gerado em sincronização com a corrente de linha (Figura 22) por um *Phase Locked Loop* (PLL), para gerar os pulsos de disparo dos tiristores, realizando assim, o controle em malha fechada da tensão na barra de carga (Ponto de Entrega).

Figura 19- Erro entre a Tensão de Referência e a Tensão medida na Cabine de Medição (barra de carga).



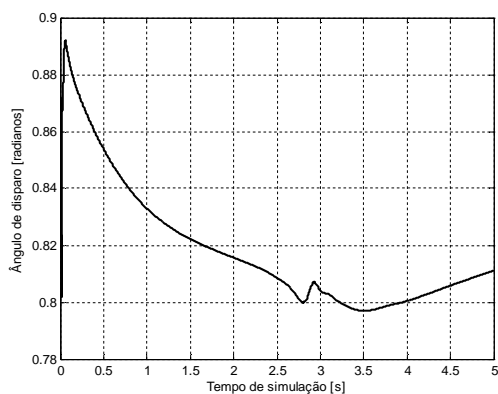
Fonte: Próprio autor.

Figura 20- Sinal de controle obtido na saída do PI.



Fonte: Próprio autor.

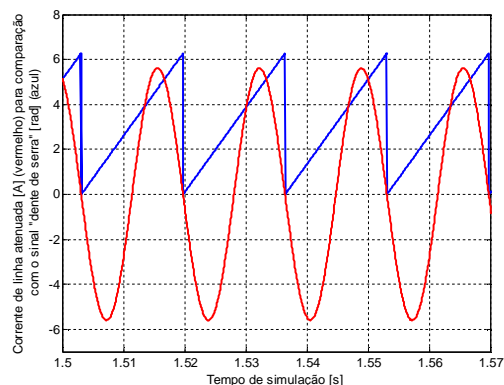
Figura 21- Ângulo de disparo dos tiristores.



Fonte: Próprio autor.

A diminuição do valor do ângulo de disparo (Figura 21) significa que o controle está tentando aumentar a compensação do sistema para atingir o valor de tensão de referência, o que acontece na partida dos motores. Quando a partida termina, o valor do ângulo de disparo aumenta, diminuindo a compensação do sistema e buscando o valor de tensão de referência.

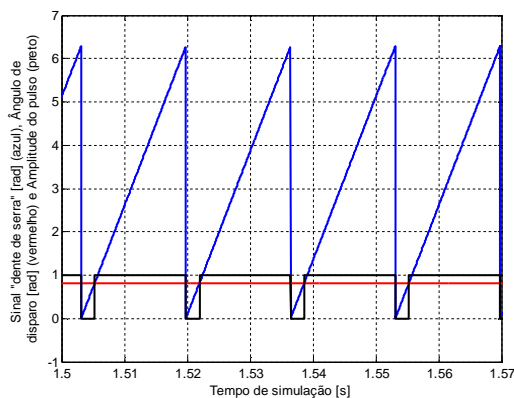
Figura 22- Sinal “dente de serra” gerado em sincronização com a corrente de linha.



Fonte: Próprio autor.

A comparação entre o sinal “dente de serra” e o ângulo de disparo dos tiristores, gera o pulso mostrado na Figura 23.

Figura 23- Pulso gerado pela comparação entre a forma de onda “dente de serra” e o ângulo de disparo.

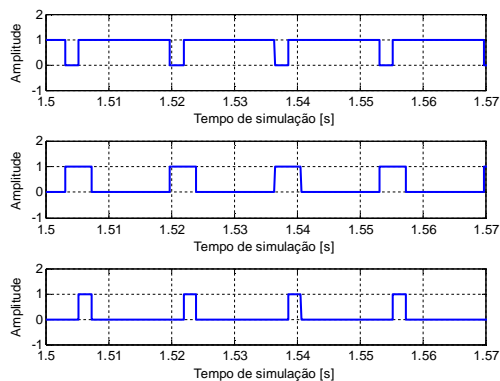


Fonte: Próprio autor.

O primeiro pulso, apresentado na Figura 24, é o pulso gerado na Figura 23, o qual é comparado através de uma porta lógica AND com o segundo pulso, para obter o terceiro pulso que irá disparar os tiristores do D-TCSC.

A defasagem para disparo dos tiristores ocorre no sinal “dente de serra”, gerado pelo PLL, sendo utilizado um PLL por tiristor.

Figura 24- Combinação de pulsos para disparo dos tiristores.



Fonte: Próprio autor.

O método utilizado para se encontrar os ganhos do PI foi o método de tentativa e erro. Os valores dos ganhos encontrados foram: $K_p = 5e(-6)$ e $K_I = 3e(-4)$.

3.5.1 Modelagem do controlador

A partir da proposta de um controlador PI para ser inserido no controle em malha fechada do sistema de distribuição com o compensador, modela-se o controlador considerando $K_I \int e(t)$ como variável de estado.

$$\alpha = K_p e(t) + K_I \int e(t) dt \quad (60)$$

$$e(t) = v_{c_{ref}} - v_c \quad (61)$$

$$x_1 = K_I \int e(t) dt \quad (62)$$

$$\dot{x}_1 = K_I e(t) \quad (63)$$

$$\dot{x}_1 = -\frac{K_I}{K_p} x_1 + \frac{K_I}{K_p} \alpha \quad (64)$$

$$\dot{X}_{CO} = A_{CO} \cdot X_{CO} + B_{CO} \cdot u_{CO} \quad (65)$$

$$A_{CO} = \begin{bmatrix} -\frac{K_I}{K_p} \end{bmatrix}; \quad B_{CO} = \begin{bmatrix} \frac{K_I}{K_p} \end{bmatrix}; \quad X_{CO} = [K_I \int e(t) dt] \quad e \quad u_{CO} = [\alpha] \quad (66)$$

3.5.2 Conjunto das matrizes

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} A_{CO_{1x1}} & B_{COTC_{1x8}} & B_{COAC_{1x2}} \\ B_{TCCO_{8x1}} & A_{TC_{8x8}} & B_{TCAC_{8x2}} \\ B_{ACCO_{2x1}} & B_{ACTC_{2x8}} & A_{AC_{2x2}} \end{bmatrix}_{11x11} \cdot X + \begin{bmatrix} B_{CO_{out_{1x3}} \\ B_{TC_{out_{8x3}} \\ B_{AC_{out_{2x3}}} \end{bmatrix}_{11x3} \cdot u \quad (67)$$

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} \dot{X}_{co} \\ \dot{X}_{1q} \\ \dot{X}_{1d} \\ \dot{X}_{2q} \\ \dot{X}_{2d} \\ \dot{X}_{3q} \\ \dot{X}_{3d} \\ \dot{X}_{4q} \\ \dot{X}_{4d} \\ \dot{I}_q \\ \dot{I}_d \end{bmatrix} \quad X = \begin{bmatrix} X_{co} \\ X_{1q} \\ X_{1d} \\ X_{2q} \\ X_{2d} \\ X_{3q} \\ X_{3d} \\ X_{4q} \\ X_{4d} \\ I_q \\ I_d \end{bmatrix} \quad u = \begin{bmatrix} \alpha \\ V_q \\ V_d \end{bmatrix} \quad (68)$$

$$A_{CO} = \begin{bmatrix} -\frac{K_I}{K_p} \end{bmatrix} \quad (69)$$

$$B_{COTC} = [0]_{1 \times 8} \quad (70)$$

$$B_{COAC} = [0]_{1 \times 2} \quad (71)$$

$$B_{TCCO} = [0]_{8 \times 1} \quad (72)$$

$$A_{TC} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \omega & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \omega & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \omega_d^2 & 0 & -\omega_d^2 & 0 & -2\xi_d \omega_d & -\omega & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \omega_d^2 & 0 & -\omega_d^2 & \omega & -2\xi_d \omega_d & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{T_f} \left(1 - \frac{\omega_d^2}{\omega_n^2}\right) & 0 & \frac{1}{T_f} \left(-1 + \frac{\omega_d^2}{\omega_n^2}\right) & 0 & \frac{2}{T_f} \left(\frac{\xi_d \omega_d}{\omega_n^2} - \frac{\xi_n}{\omega_n}\right) & 0 & -\frac{1}{T_f} & -\omega & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_f} \left(1 - \frac{\omega_d^2}{\omega_n^2}\right) & 0 & \frac{1}{T_f} \left(-1 + \frac{\omega_d^2}{\omega_n^2}\right) & 0 & \frac{2}{T_f} \left(\frac{\xi_d \omega_d}{\omega_n^2} - \frac{\xi_n}{\omega_n}\right) & \omega & -\frac{1}{T_f} & 0 \end{bmatrix} \quad (73)$$

$$B_{TCAC} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ C & 1 \\ 0 & \frac{1}{C} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (74)$$

$$B_{ACCO} = [0]_{2 \times 1} \quad (75)$$

$$B_{AC\tau c} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_l} \left(-1 + \frac{\omega_d^2}{\omega_n^2} \right) & 0 & \frac{1}{L_l} \left(1 - \frac{\omega_d^2}{\omega_n^2} \right) & 0 & \frac{2}{L_l \omega_n} \left(\xi_n - \frac{\xi_d \omega_d}{\omega_n} \right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_l} \left(-1 + \frac{\omega_d^2}{\omega_n^2} \right) & 0 & \frac{1}{L_l} \left(1 - \frac{\omega_d^2}{\omega_n^2} \right) & 0 & \frac{2}{L_l \omega_n} \left(\xi_n - \frac{\xi_d \omega_d}{\omega_n} \right) & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (76)$$

$$A_{AC} = \begin{bmatrix} -\frac{r_l}{L_l} & -\omega \\ \omega & -\frac{r_l}{L_l} \end{bmatrix} \quad (77)$$

$$B_{CO_{out}} = \begin{bmatrix} \frac{K_I}{K_p} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (78)$$

$$B_{TC_{out}} = [0]_{8 \times 3} \quad (79)$$

$$B_{AC_{out}} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_l} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_l} \end{bmatrix} \quad (80)$$

A matriz u não considera mais a diferença entre as barras de tensão, sendo que V_q e V_d são a tensão de entrada nos eixos de quadratura e direto, respectivamente. Isto foi proposto ao adotar uma carga resistiva-indutiva acoplada a barra de tensão da saída, com isso nas matrizes onde aparece, L_l , torna-se $L_l + L_0$ e onde aparece r_l , torna-se $r_l + r_0$.

3.6 Conclusão

Foi visto de modo geral que a modelagem do D-TCSC apresenta um certo grau de dificuldade, e necessita de um estudo mais detalhado para definir qual é o melhor modelo a ser utilizado e como elaborá-lo. O sistema de controle proposto não apresentou dificuldades na sua modelagem, tendo em vista que somente o controlador PI foi considerado. Entretanto, a modelagem do D-TCSC não permitiu correlacionar o mesmo com a modelagem do controlador, impossibilitando a análise de técnicas de controle.

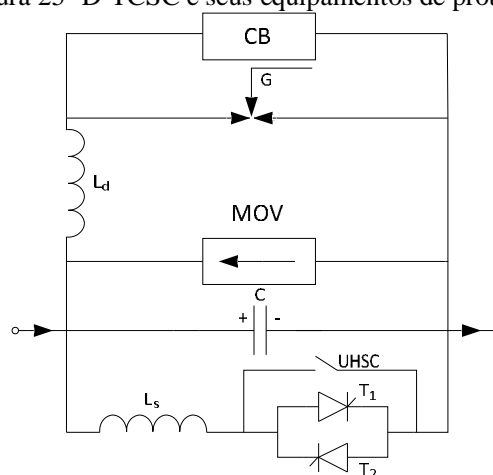
4 PROTEÇÃO DO D-TCSC E PROCESSADOR DIGITAL DE SINAIS (DSP)

Este item refere-se ao uso de dispositivos de proteção para uma maior segurança do D-TCSC, os quais entram em operação no caso de faltas e situações inadequadas ao funcionamento do mesmo. Aborda-se também, os modelos de DSPs utilizados para o controle do D-TCSC e suas principais características.

4.1 Equipamentos de proteção do D-TCSC

Os equipamentos de proteção utilizados juntos com o D-TCSC são ilustrados na Figura 25.

Figura 25- D-TCSC e seus equipamentos de proteção.



Fonte: Próprio autor.

4.1.1 MOV

Metal-Oxide Varistor (Varistor de óxido de metal), essencialmente um resistor não linear, é conectado em paralelo com o capacitor série para prevenir a ocorrência de sobretensões no capacitor. O MOV não somente limita a tensão no capacitor, mas permite o capacitor permanecer no circuito mesmo durante condições de falta e ajuda a melhorar a estabilidade transitória.

4.1.2 Disjuntor bypass

O *circuit breaker* (CB) atua quando ocorre uma falta severa ou mau funcionamento de equipamentos “bypassando” o capacitor.

4.1.3 Ld

Indutor limitador de corrente (Ld) incorporado no circuito para restringir a amplitude e frequência da corrente no capacitor durante a operação de *bypass* do capacitor.

4.1.4 UHSC

Se os tiristores do compensador operarem, por longos períodos em modo de condução (*on*), para reduzir as perdas em condução instala-se um UHSC (*ultra-high speed contact*) em paralelo com as chaves. Este contato metálico oferece uma característica praticamente sem perdas semelhante ao CB, e é capaz de realizar muitas operações de chaveamento. O contato metálico é fechado logo que o tiristor passa a conduzir e é aberto antes do tiristor bloquear. Durante uma sobrecarga repentina nos tiristores e também durante condições de falta o contato metálico é fechado para aliviar o “*stress*” no tiristor.

4.1.5 Centelhador (*gap*)

No caso de um evento em que o nível de proteção do MOV seja ultrapassado, o MOV passa a ser protegido por um *gap*. A sua atuação é ultra-rápida, em torno de 5ms. O esquema de *gap* pode ser de três tipos: *gap* simples (com ou sem resistor de reinserção), *gap* duplo ou *gap* com o MOV. O último tipo é o utilizado para a proteção dos capacitores do compensador e funciona com o esquema chamado Disparo Forçado. Tal esquema faz com que o *gap* do compensador funcione no modo de autoignição no caso de falha do MOV.

4.2 Processador Digital de Sinais (DSP)

Este item mostra um pouco dos processadores digitais de sinais utilizados durante a realização desse trabalho e suas principais características.

4.2.1 O Módulo Didático eZdspF2808

O eZdsp F2808 é um módulo *stand-alone* que permite desenvolvedores avaliar o processador digital de sinal (DSP) TMS320F2808 para determinar se este satisfaz as

necessidades de uma determinada aplicação. Além disso, o módulo é uma excelente plataforma para desenvolver e executar programas para o processador TMS320F2808 (12).

Este módulo é fornecido com o DSP TMS320F2808 da Texas Instruments e permite alta velocidade de verificação do código para este DSP. Conectores de expansão são fornecidos caso seja necessária qualquer avaliação de circuito não fornecido na configuração original.

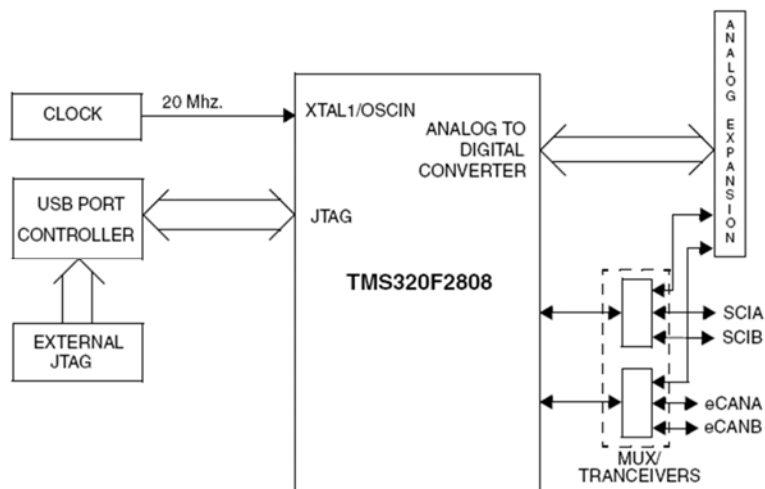
Para simplificar o desenvolvimento do código fonte e encurtar o tempo de depuração, um *driver* (C2000 Tool) para o Code Composer é fornecido. Em adição, um conector *onboard* JTAG fornece interface para emuladores, operando em conjunto com outros depuradores para prover linguagem assembly e “C”.

As principais características deste módulo são citadas a seguir:

- DSP TMS320F2808;
- Velocidade de operação de 100 MIPS;
- 18k de palavras na SARAM;
- 64k de palavras na memória Flash;
- Clock de 20MHz;
- Conectores de expansão (analógico, E/S);
- Conector *onboard* JTAG IEEE 1149.1;
- Alimentação de 5 Volts;
- Conectores *onboard* de emulação JTAG;
- 2 canais SCI UART;
- 2 canais eCAN.

Um diagrama de blocos ilustrando a configuração básica do módulo eZdsp F2808 pode ser visto na Figura 26.

Figura 26- Diagrama de blocos do eZdsp F2808.



Fonte: (12).

O módulo do Conversor Analógico Digital (ADC) do DSP TMS32x280x é um conversor analógico digital de 12 bits *pipeline*. O circuito analógico deste conversor inclui multiplexadores analógicos (MUXs), circuitos *sample-and-hold* (S/H), o núcleo de conversão, reguladores de tensão, e outros circuitos analógicos de suporte. O circuito digital inclui o sequenciador de conversão programável, registradores de resultado, interface para circuitos analógicos, interface para o barramento de periféricos, e interface para outros módulos do *chip*.

O módulo ADC possui 16 canais configuráveis como dois módulos de oito canais independentes. Esses dois módulos independentes podem ser cascadeados para formar um módulo de 16 canais.

Os dois módulos de oito canais podem realizar uma série de conversões em sequência, e em cada um dos módulos pode ser escolhido qualquer um dos canais disponíveis através de um MUX analógico.

Dentre as funções do módulo ADC, destacam-se:

- Núcleo do ADC de 12-bits, ADC com dual sample-and-hold (S/H);
- Modos de amostragem simultânea ou amostragem sequencial;
- Entrada analógica: 0 V a 3 V;
- Tempo de conversão rápido, a 12.5 MHz, clock do ADC, ou 6.25 MSPS;
- Entradas multiplexadas de 16 canais;

- Capacidade de auto conversão, provê até 16 “auto conversões” em uma única sessão. Cada conversão pode ser programada para selecionar qualquer um dos 16 canais de entrada;
- O sequenciador pode ser operado como dois sequenciadores independentes de 8 estados ou um sequenciador único de 16 estados;
- 16 registradores de resultado, endereçados individualmente, para armazenar os valores das conversões;
- Sinais de gatilho múltiplos como fonte para sequência de início de conversão (*start - of - conversion* – SOC):
 - S/W – início imediato via software;
 - ePWM 1-6;
 - GPIO XINT2.
- Um controle flexível de interrupção permite interrupções em todas as sequências de término de conversão (*end - of - sequence* – EOS) ou qualquer outro EOS;
- O sequenciador pode operar em modo de *start/stop*, permitindo múltiplos *time-sequenced triggers* para sincronizar conversões;
- Sinais de gatilho ePWM podem operar independentemente em modo *dual-sequencer*;
- Janela de tempo de aquisição Sample-and-hold (S/H) possui controle *prescale* separado.

O valor digital da entrada analógica é determinado por:

- Valor digital = 0, caso a entrada analógica for menor ou igual a 0V;
- Valor digital = $4096 \times \frac{\text{valor} - AD_{CLO}}{3}$, caso a entrada analógica for entre 0 e 3V;
- Valor digital = 4095, caso a entrada analógica for maior que 3V.

4.2.2 Características dos microcontroladores TMS320F2806x (Piccolo™)

- CPU (TMS320C28x™) 32 Bits de Alta Eficiência
 - 90 MHz (Tempo de ciclo 11.11-ns)
 - Operações MAC 16 x 16 e 32 x 32
 - Duplo MAC 16 x 16
 - Arquitetura de Barramento de Harvard
 - Operações atômicas
 - Interrupção Rápida de Resposta e Processamento
 - Modelo de Programação de Memória Unificada
 - Código Eficiente (em C/C++ e Assembly)
- Unidade de Ponto Flutuante
 - Operações de Ponto Flutuante de Precisão Simples Natural
- Acelerador de Lei de Controle Programável (Programmable Control Law Accelerator - CLA)
 - Acelerador Matemático de Ponto Flutuante de 32 Bits
 - Executa Código Independentemente da CPU Principal
- Viterbi, Matemática Complexa, Unidade CRC (VCU)
 - Conjuntos de Instruções Extendidas C28x™ para Suporte de Multiplicação Complexa, Operações Viterbi, e Verifica Redundância Cíclica (CRC)
- Memória Embutida
 - Até 256KB Flash
 - Até 100KB RAM
 - 2KB OTP ROM
- 6 Canais DMA
- Baixo Sistema de Custos e Dispositivo
 - Alimentação única de 3.3-V
 - Sem Requisitos de Sequenciamento de Energia
 - Energia Integrada de Reset and Brown-out Reset
 - Modos de Operação em Baixa Potência
 - Sem pino de Suporte Analógico
- Ordenação: Little Endian
- Clocking

- Dois osciladores internos de pino zero
- Oscilador de Cristal/Entrada de Clock externo no chip
- Alterações da relação dinâmica do PLL Suportada
- Módulo temporizador Watchdog
- Circuito de Detecção de Ausência de Clock
- Expansão da Interrupção Periférica (*Peripheral Interrupt Expansion - PIE*)
Bloco que suporta todas as Interrupções Periféricas
- Três CPU Timers de 32-Bits
- Periféricos de Controle Avançados
- Até 8 Módulos Moduladores de Largura de Pulso Aprimorados (ePWM)
 - Total de 16 Canais PWM (Capacidade - 8 HRPWM)
 - Timer de 16-Bits independente em cada módulo
- Três Módulos de Captura de Entrada (eCAP)
- Até 4 Módulos de Captura de Entrada de Alta Resolução (HRCAP)
- Até 2 Módulos de Encoder de Quadratura (eQEP)
- ADC de 12-Bits, Duplo Sample-and-Hold (S/H)
 - Até 3.46 MSPS
 - Até 16 Canais
- Sensor de temperatura no chip
- Chave/Bloqueio de segurança de 128 Bits
 - Proteção Segura de Blocos de Memória
 - Prevenção de Engenharia Reversa de Firmware
- Porta Serial Periféricos
 - Dois Módulos de Interfaces de Comunicação Serial (SCI) [UART]
 - Dois Módulos de Interfaces Periféricas Seriais (SPI)
 - Um barramento de Circuito Integrado Interamericano (I2C)
 - Um Barramento de Porta Serial Buffered Multicanais (McBSP)
 - Uma Rede de Área Controlada Aprimorada (eCAN)
 - Um Módulo de Barramento Serial Universal (USB) 2.0 (Disponível somente no dispositivo TMS320F2806xU)
- Modo de Dispositivo Velocidade Máxima
- Modo Host de Velocidade Mínima ou Velocidade Máxima

- Até 54 Pinos Multiplexados de GPIO com Filtragem de Entrada Programáveis individualmente
- Características de Emulação Avançada
 - Funções de Análise e ponto de Interrupção
 - Depuração em tempo real via Hardware
- Pacotes 2806x
 - 80 Pinos PFP e 100 Pinos PZP PowerPAD™ Termicamente Aprimoradas Thin Quad Flatpacks (HTQFPs)
 - 80 Pinos PN e 100 Pinos PZ Perfil Baixo Quad Flatpacks (LQFPs)

4.2.3 Características do TMS320F2802x, TMS320F2802xx (Piccolo) MCUs

- CPU (TMS320C28x™) 32 Bits de Alta Eficiência
 - 60 MHz (Tempo de Ciclo de 16.67 ns)
 - 50 MHz (Tempo de Ciclo de 20 ns)
 - 40 MHz (Tempo de Ciclo de 25 ns)
 - Operações MAC 16 x 16 and 32 x 32
 - Duplo MAC 16 x 16
 - Arquitetura de Barramento Harvard
 - Operações Atômicas
 - Interrupção Rápida de Resposta e Processamento
 - Modelo de Programação de Memória Unificada
 - Eficiência de código (em C/C++ e Assembly)
- Ordenação: Little Endian
- Baixo Sistema de Custos e Dispositivo:
 - Alimentação única de 3.3-V
 - Sem Requisitos de Sequenciamento de Energia
 - Energia Integrada e Resets Brown-out
 - Empacotamento pequeno, tão acessível quanto 38 Pinos disponíveis
 - Potência baixa
 - Sem pinos de Suporte Analógico
- Clocking:
 - Dois osciladores internos de pino zero
 - Oscilador de Cristal/Entrada de Clock Externo na placa

- Alterações da relação dinâmica do PLL Suportada
 - Módulo do Watchdog Timer
 - Circuito de Detecção de Ausência de Clock
- Até 22 Pinos de GPIO Multiplexados com Filtragem de Entrada Programáveis individualmente
- Expansão da Interrupção Periférica (*Peripheral Interrupt Expansion - PIE*) Bloco que suporta todas as interrupções periféricas
- Três CPU Timers de 32-Bits
- Timer de 16 Bits independente em cada Módulo ePWM
- Memória na placa
 - Flash, SARAM, OTP, Disponível Boot ROM
- Módulo de Código de Segurança
- Chave/Bloqueio de segurança de 128 Bits
 - Proteção Segura de Blocos de Memória
 - Prevenção de Engenharia Reversa de Firmware
- Porta Serial Periféricos
 - Um módulo SCI (UART)
 - Um módulo SPI
 - Um barramento de Circuito Integrado Interamericano (I2C)
- Controles Periféricos Aprimorados
 - Moduladores de Largura de Pulso Aprimorados (*Enhanced Pulse Width Modulator -ePWM*)
 - Módulo PWM de Alta Resolução (HRPWM)
 - Módulo de Captura Aprimorada (eCAP)
 - Conversor Analógico para Digital (ADC)
 - Sensor de Temperatura na placa
 - Comparador
- Características de Emulação Avançada
 - Funções de Análise e ponto de interrupção
 - Depuração em tempo real via Hardware
- Pacotes 2802x, 2802xx
 - Pequena estrutura de empacotamento fino 38 Pinos DA (TSSOP)
 - 48 Pinos PT Perfil baixo Quad Flatpack (LQFP)

Os DSPs serão usados para gerar os sinais de controle dos interruptores semicondutores que compõe o D-TCSC.

Os sinais referentes às correntes na linha serão então usados como entradas nos canais dos ADCs existentes nos DSPs, para isto será necessário usar um circuito somador para deslocar a forma de onda (*offset*), uma vez que a faixa de operação do ADC é de 0V a 3V/3.3V.

Para a programação do DSP foi usada a *Toolbox* do Matlab/Simulink chamada Embedded Target for TI C2000 DSP. Esta ferramenta será utilizada, pois o Matlab/Simulink, além de proporcionar uma interface simplificada na programação do DSP, apresenta compatibilidade com o mesmo.

4.3 Conclusão

Constatou-se que os dispositivos de proteção são inerentes para garantir o bom funcionamento do D-TCSC caso ocorra às anomalias citadas. Foi possível observar que o DSP é responsável pelo armazenamento da lógica de controle e conhecer as diferentes características presentes nos modelos utilizados.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

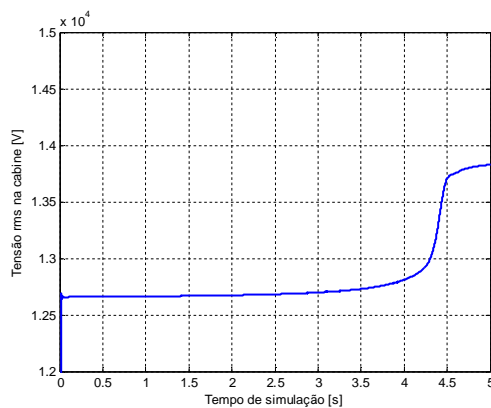
Os resultados de simulação apresentam a influência da partida dos motores de irrigação, do cliente da Rede Particular, nos valores da tensão rms na Cabine de Medição para o sistema sem compensação e para o sistema com o D-TCSC e seu respectivo controle PI.

5.1 Sistema sem compensação e com o D-TCSC

Para o alimentador escolhido com a ausência do banco de capacitores, regulador de tensão e D-TCSC, são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente (correspondentes a uma única fase) obtidas na barra de carga, Figuras 27 e 28, respectivamente.

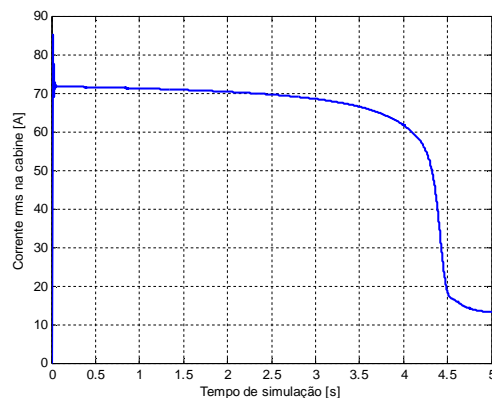
Estas figuras foram obtidas considerando a partida de 7 motores, sendo 3 motores de 30 CV e 4 motores de 40 CV no ponto onde se encontra a Rede Particular.

Figura 27- Valor de tensão rms na cabine sem compensação.



Fonte: Próprio autor.

Figura 28- Valor de corrente rms na cabine sem compensação.

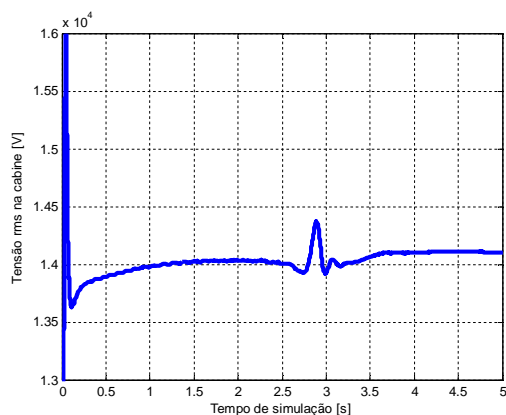


Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 27 o afundamento de tensão provocado pela partida dos motores, o qual contribui no tempo de partida dos motores (tempo aproximado de 4,5s segundo a Figura 28), podendo até impedir a partida dos mesmos, caso haja sistemas de proteção contra subtensão.

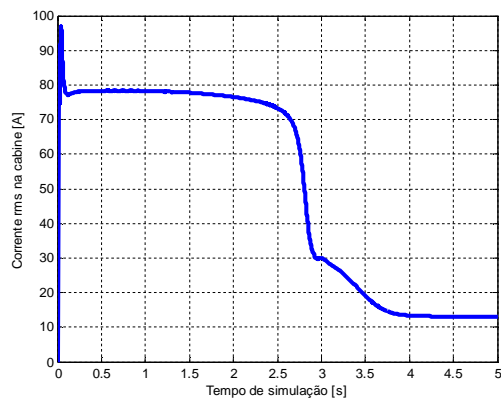
Por meio da inserção do D-TCSC no local mencionado e utilizando-se o controle em malha fechada proposto (PI), para o mesmo caso de partida dos motores, obtêm-se as formas de onda de tensão e corrente (correspondentes a uma única fase) obtidas na barra de carga, Figuras 29 e 30, respectivamente.

Figura 29- Valor de tensão rms na cabine com compensação e controle (7 motores).



Fonte: Próprio autor.

Figura 30- Valor de corrente rms na cabine com compensação (7 motores).



Fonte: Próprio autor.

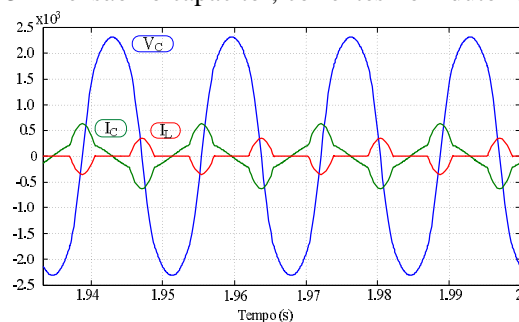
Através da análise das Figuras 29 e 30 pode-se ver a atuação do controle de tensão na partida dos motores e em regime permanente. O controle procura levar a tensão para o valor de referência estipulado, que nesse caso foi de 14,07 kV, logo quando a corrente aumenta

provoca a queda de tensão e o controle procura elevar a tensão, já quando a partida termina a tensão tende a se elevar e o controle procura manter o valor de referência.

Os transitórios apresentados próximo ao tempo de 0s devem-se ao fato da partida dos motores e a interação do sistema.

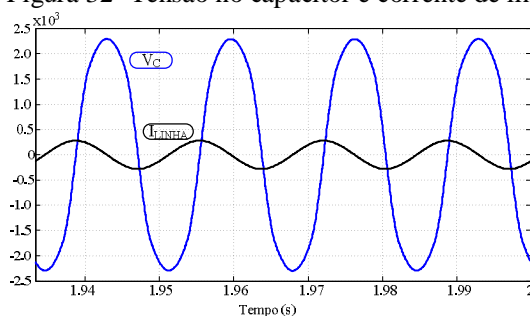
A ação do D-TCSC na compensação do sistema é ilustrada nas Figuras 31 e 32, amplitudes (eixo vertical - unidades do SI) em função do tempo (eixo horizontal).

Figura 31- Tensão no capacitor, correntes no indutor e capacitor.



Fonte: Próprio autor.

Figura 32- Tensão no capacitor e corrente de linha.

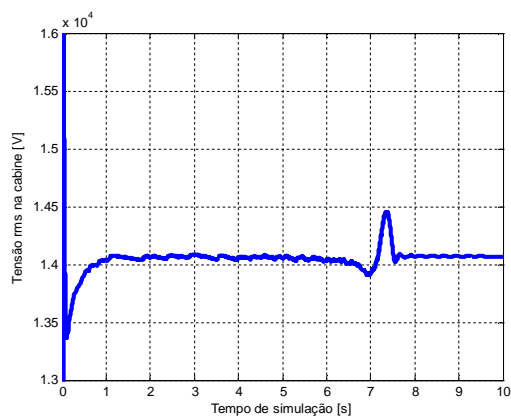


Fonte: Próprio autor.

Após a simulação realizada com a partida dos 7 motores, as demais simulações foram feitas transformando sempre os motores simulados em impedâncias constantes e adicionando novos motores (no ponto onde se encontra a Rede Particular), deste modo continuou-se a obter as formas de onda de tensão e corrente na barra de carga com o controle de tensão em malha fechada.

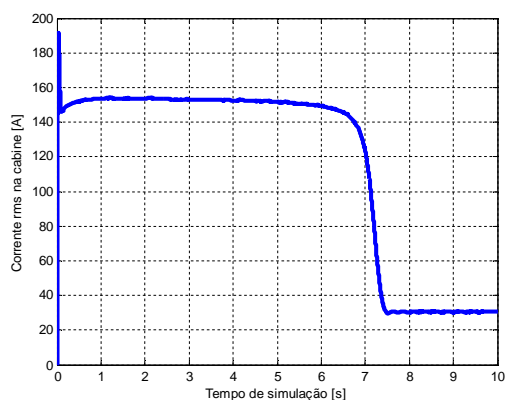
As Figuras 33 e 34 mostram as formas de onda rms de tensão e corrente na barra de carga, acrescentando-se 5 motores, 2 de 100 CV, 2 de 125 CV e 1 de 150 CV.

Figura 33- Valor de tensão rms na cabine com compensação e controle (5 motores).



Fonte: Próprio autor.

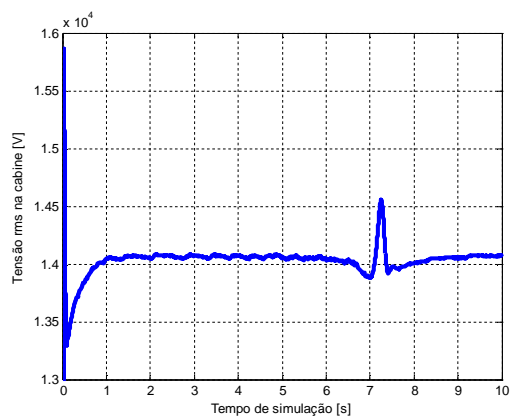
Figura 34- Valor de corrente rms na cabine com compensação (5 motores).



Fonte: Próprio autor.

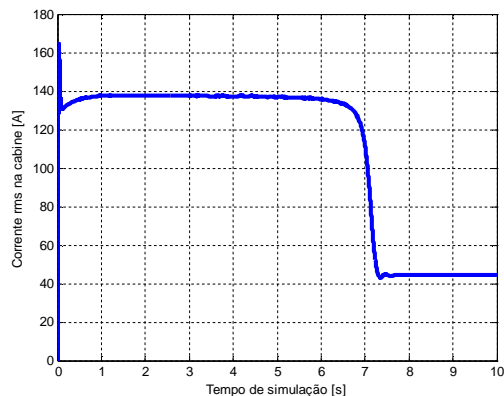
As Figuras 35 e 36 mostram as formas de onda rms de tensão e corrente na barra de carga, acrescentando-se 2 motores, 2 de 175 CV.

Figura 35- Valor de tensão rms na cabine com compensação e controle (2 motores de 175 CV).



Fonte: Próprio autor.

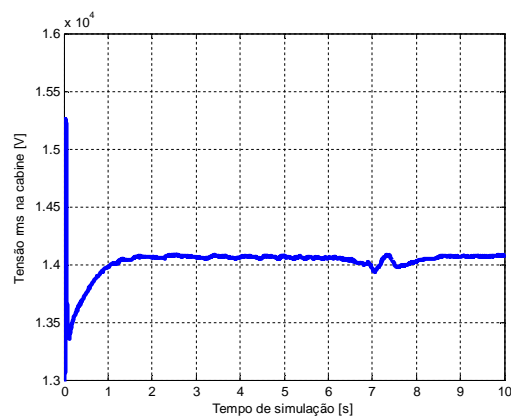
Figura 36- Valor de corrente rms na cabine com compensação (2 motores de 175 CV).



Fonte: Próprio autor.

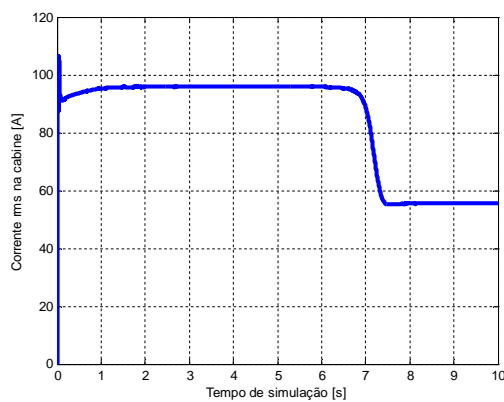
As Figuras 37 e 38 mostram as formas de onda rms de tensão e corrente na barra de carga, acrescentando-se 2 motores, 2 de 125 CV.

Figura 37- Valor de tensão rms na cabine com compensação e controle (2 motores de 125 CV).



Fonte: Próprio autor.

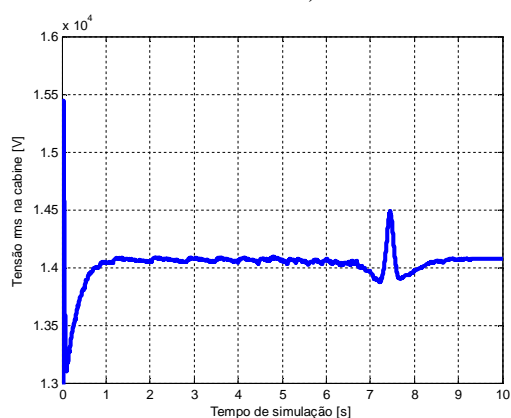
Figura 38- Valor de corrente rms na cabine com compensação (2 motores de 125 CV).



Fonte: Próprio autor.

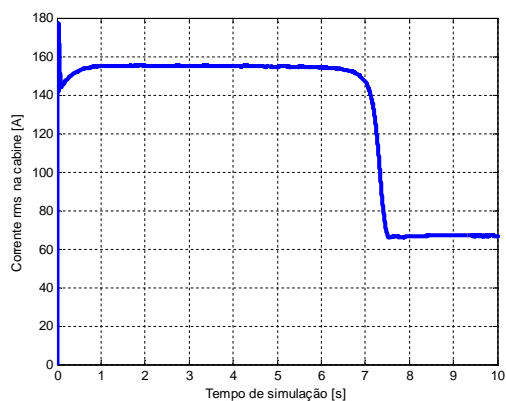
As Figuras 39 e 40 mostram as formas de onda rms de tensão e corrente na barra de carga, acrescentando-se 2 motores, 2 de 175 CV, totalizando a representação dos 18 motores de irrigação.

Figura 39- Valor de tensão rms na cabine com compensação e controle (os 2 últimos motores de 175 CV).



Fonte: Próprio autor.

Figura 40- Valor de corrente rms na cabine com compensação (os 2 últimos motores de 175 CV).



Fonte: Próprio autor.

4.3 Conclusão

Observou-se que o controle proposto é eficiente nos transitórios das partidas dos motores e em regime permanente, procurando manter a tensão de referência independente das perturbações.

6 PROTÓTIPO

O protótipo mostra os equipamentos que o compõem, a modelagem e simulação do mesmo, e apresenta as formas de onda obtidas nos testes de bancada.

6.1 Equipamentos do protótipo do D-TCSC

A seguir serão apresentados os equipamentos adquiridos para a construção do protótipo, o qual permite a realização dos testes com o controle embutido no DSP.

A Figura 41 apresenta os tiristores do D-TCSC, sendo que cada bloco da figura contém os dois tiristores ligados em antiparalelo.

Figura 41- Tiristores do D-TCSC.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 42 apresenta a placa de *drive* dos tiristores do D-TCSC, o qual sincroniza os disparos de acordo com a tensão de alimentação.

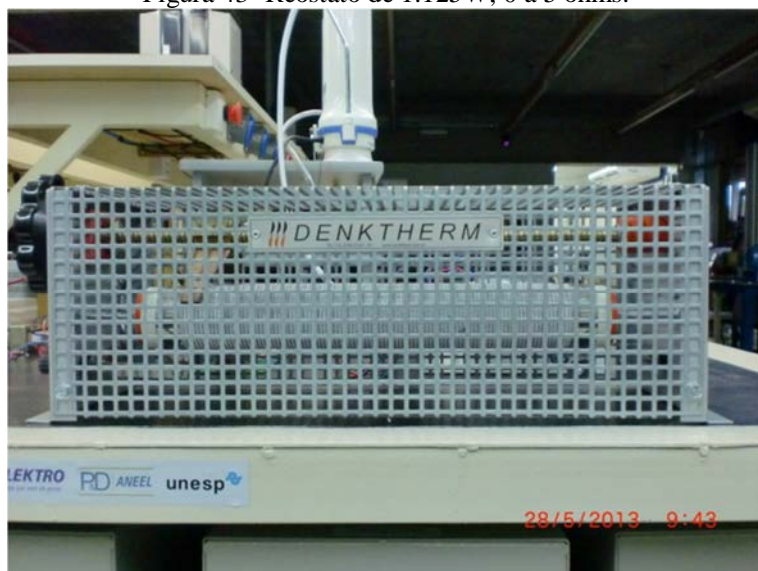
Figura 42- Placa de *Drive* dos tiristores.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 43 apresenta um reostato de 0-5 ohms, 1.125W, o qual é utilizado para representar a resistência da linha de distribuição.

Figura 43- Reostato de 1.125W, 0 a 5 ohms.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 44 apresenta o indutor, o qual é utilizado para representar a indutância da linha de distribuição.

Figura 44- Indutor da linha.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 45 apresenta a bancada móvel contendo os capacitores e reatores do D-TCSC, a qual será utilizada para testar o controle em malha fechada proposto.

Figura 45- Bancada móvel contendo os capacitores e reatores do D-TCSC e os demais equipamentos.

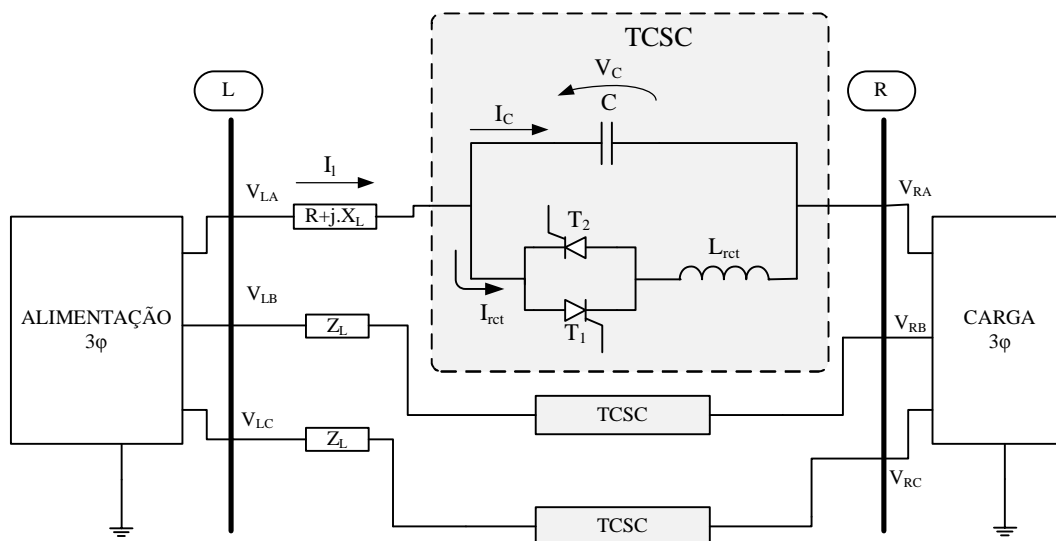


Fonte: Próprio autor.

6.2 Modelagem e Simulação do Protótipo

Foi proposto por Costa e Silva [9] um circuito em Simulink (Figura 46), com suas especificações descritas na Figura (47), que representam um sistema de distribuição de energia elétrica em baixa escala, deste modo foi dimensionado o valor do capacitor e do indutor do D-TCSC para a construção do protótipo.

Figura 46. Modelo em Simulink utilizado para dimensionar o capacitor e indutor do protótipo do D-TCSC.



Fonte: (9).

Figura 47- Especificações utilizadas na simulação.

Descrição	Simbologia	Valores
Tensão de Entrada Eficaz/fase	V_L	127,00 V
Frequência Fundamental	f	60,00 Hz
Impedância de Linha	R_l	0,67 Ω
	X_l	2,0 Ω (5,3mH)
Potência Complexa	$3 \times P$	3x1000W
	$3 \times Q$	3x340 VAr
Corrente de Linha/fase	I_L	9,25 A
Tensão na Carga/fase	V_R	114,30 V
Ângulo Delta	δ	7,00 ⁰
Compensação Série Fixa (Mínima)	K_C (%)	60 %

Fonte: (9).

Os valores obtidos por Costa e Silva (9) foram de 2,20 mF para a capacitância e 795,77 μ H para o reator.

6.3 Programação em Simulink para o DSP

Em virtude do pré-conhecimento de programação de DSP via Simulink em trabalhos anteriores, optou-se pela utilização de DSP para geração dos pulsos necessários para disparo dos tiristores.

A placa de condicionamento de sinais contém sensores de corrente de efeito *hall*, para medição da corrente de linha, sensores de tensão de efeito *hall* para medição da tensão de saída do D-TCSC, filtros analógicos e um circuito de *offset* para ajustar os valores das medições que alimentam o processador digital de sinais.

O processador digital de sinais recebe os valores das medições da placa de condicionamento de sinais por meio de conversores analógico-digitais, processa em seu interior a lógica programada e disponibiliza na saída os pulsos que alimentam o circuito de *driver*.

O circuito de *driver* recebe os pulsos gerados pelo processador digital de sinais, gera um trem de pulsos com cada um deles e passa-os por um transformador de pulso individualmente para obter os pulsos que irão disparar os tiristores.

A lógica apresentada na simulação do modelo real foi a mesma abordada na simulação do protótipo, entretanto não foi possível implementá-la para o DSP, pois alguns blocos não permitiam a compilação. Por esse motivo foi preciso elaborar de forma diferente a lógica de programação.

6.3.1 DSP F28027 de ponto fixo e DSP F28069 de ponto flutuante

Inicialmente utilizou-se o DSP F2808 da Texas embutido na placa da Spectrum Digital para programação, contudo este sofreu danos devido a uma flutuação de tensão ocasionada pela falta de interligação dos terras da fonte de corrente contínua.

Este foi então substituído pela launchpad Piccolo F28027, que apesar de possuir um processamento de 60 MHz inferior aos 100 Mhz apresentado pela F2808, possuía a mesma compatibilidade com o Simulink e possuía um preço 50 vezes mais baixo que a placa da Spectrum Digital.

O DSP F28027 por ser ponto fixo exigia que os blocos pertencentes a uma biblioteca específica (IQMath) fossem utilizados para um funcionamento correto. Conforme a lógica de programação aumentou, o memória do mesmo não era suficiente para alocar o código gerado pelo Simulink, o que levou a migração para o DSP F28069 de ponto flutuante.

O DSP F28069 de ponto flutuante, possui algumas vantagens em relação ao F28027, por exemplo: maior memória, maior velocidade de processamento (90 MHz) e não necessitava do uso da IQMath. A Figura 48 mostra a pinagem do DSP F28069.

Figura 48- Pinagem do F28069.

1 ADC-A6 COMP3(+VE)	2 ADC-A2 COMP1 (+VE)	3 ADC-A0	4 3V3
5 ADC-A4 COMP2 (+VE)	6 ADC-B1	7 EPWM-4B GPIO-07	8 TZ1 GPIO-12
9 SCLA GPIO-33	10 ADC-B6 COMP3(-VE)	11 EPWM-4A GPIO-06	12 ADC-A1
13 SDAA GPIO-32	14 ADC-B0	15 EPWM-3B GPIO-05	16 5V0 (Disabled by Default)
17 EPWM-1A GPIO-00	18 ADC-B4 COMP2 (-VE)	19 EPWM-3A GPIO-04	20 SPISOMIA GPIO-17
21 EPWM-1B GPIO-01	22 ADC-A5	23 EPWM-2B GPIO-03	24 SPISIMOA GPIO-16
25 SPISTEA GPIO-19	26 ADC-B2 COMP1 (-VE)	27 EPWM-2A GPIO-02	28 GND
29 SPICLKA GPIO-18	30 GPIO-34 (LED)	31 PWM1A-DAC (Filtered)	32 GND

*Em branco – *No connection* / Em amarelo – *Jumper wire* 1

Fonte: Próprio autor.

6.3.2 Sincronização e Geração de Pulsos

Primeiramente, foi adquirida uma placa de *driver* que gerava os pulsos de disparo dos tiristores de acordo com o valor de tensão cc aplicado nos seus terminais, entretanto a sincronização da mesma ocorria por meio da forma de onda da tensão de alimentação. Porém, como desejava-se sincronização por meio da corrente de linha, que apresenta menores distorções da forma de onda, foi necessário a construção de uma outra placa de *driver*.

Deste modo, a sincronização pela corrente foi elaborada dentro do dsp. A tentativa de utilização de um PLL falhou primeiramente pela incompatibilidade dos PLLs existentes na biblioteca do Simulink com o compilador, e após encontrado em um exemplo do *help* do Simulink, um PLL compatível, verificou-se que o mesmo perdia o sincronismo após alguns minutos, provavelmente devido os valores do PI interno do mesmo.

Assim, o circuito de sincronização foi montado da seguinte forma: subtraía-se o valor cc do sinal amostrado pelo adc, este passava por um comparador digital de modo que quando o sinal senoidal amostrado era positivo o valor da saída do comparador apresentava nível lógico “1” e quando o sinal senoidal amostrado era negativo o valor da saída do comparador

apresentava nível lógico “0”. Por sua vez, o sinal da saída do comparador passava por um integrador gerando uma rampa no período de nível lógico “1” ajustada em amplitude por um ganho, esta era comparada com um sinal de controle de modo a gerar os pulsos desejados.

Notou-se que estes pulsos apresentavam uma variação da ordem de microssegundos em torno do ângulo do sinal de controle, e que esta imprecisão afetava os valores dos ângulos de disparo de forma considerável. Com a inserção de um filtro digital passa-baixa antes da digitalização da senóide conseguiu-se atenuar essa variação para um valor máximo de 100 μ s, contudo este valor ainda correspondia a uma imprecisão de dois graus no ângulo de disparo, valor este muito significativo quando próximo da região de ressonância do D-TCSC.

Com a descoberta deste problema surgiram dois novos caminhos a serem tomados: a implementação da programação diretamente em código C e a sincronização via *hardware*.

A sincronização via *hardware* permitiria aliviar o processamento do DSP, o qual ficaria responsável apenas pela lógica de controle de regulação de tensão. A nova placa precisaria que o dsp disponibilizasse somente o valor do ângulo de disparo, porém via serial em asc ii.

Com esse objetivo, descobriu-se como transmitir dados de modo serial via programação em Simulink, mas infelizmente estes não possuíam o formato desejado (asc ii). Encontrou-se um bloco que convertia os dados para o formato asc ii, porém este era incompatível com o compilador.

Por último, foi possível transmitir dados de forma serial em asc ii por meio da programação em linguagem C, mas ainda é necessário implementar a lógica de controle de regulação de tensão na mesma linguagem.

Um dispositivo que pode vir a ser a solução para os problemas de precisão é o FPGA (*Field-Programmable Gate Array*), que processa rapidamente os dados em tempo real devido a sua linguagem de descrição de hardware. Este pode ser um trabalho futuro, que permitirá fazer uma análise comparativa com os resultados já obtidos por meio de DSPs.

6.3.3 Configuração utilizada nos testes de bancada

O protótipo é composto pelos seguintes equipamentos de potência e controle:

Potência

- Variador de tensão;
- Reostatos da linha;

- Indutores da linha;
- Capacitores do D-TCSC;
- Reatores do D-TCSC;
- Tiristores;
- Carga eletrônica.

Controle

- Placa de condicionamento de sinais;
- DSP (*Digital Signal Processor*);
- *Driver*.

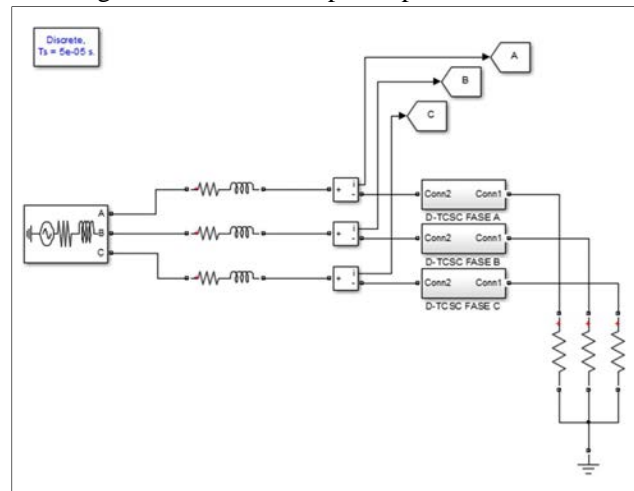
Os instrumentos de medição utilizados foram: osciloscópio, analisador de energia, fonte de corrente contínua, multímetro digital, ponteiras de tensão e corrente.

Para o funcionamento e aquisição das formas de onda do D-TCSC, em malha aberta, buscou-se primeiramente realizar a geração dos pulsos por meio da sincronização com a corrente de linha, para o disparo dos tiristores.

Nos primeiros testes com o protótipo, considerou-se uma carga resistiva no circuito, simulada por meio da carga eletrônica, entretanto esta apresenta tiristores em sua formação, o que para correntes abaixo de 5 A distorce a forma de onda da corrente de linha, prejudicando assim, a análise primária da construção dos pulsos.

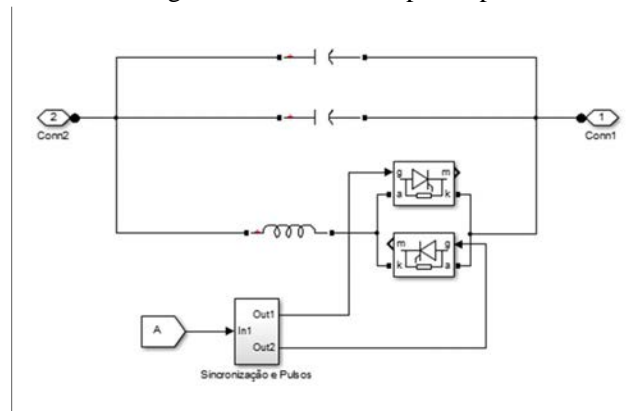
Em decorrência deste fato, optou-se pelo uso de reostatos para representação da carga do circuito, sendo possível deste modo construir os pulsos para disparo dos tiristores. Isto proporcionou os testes de bancada para o controle em malha aberta, os quais permitiram a obtenção das formas de onda que serão apresentadas após a representação do circuito do protótipo realizada em simulink nas Figuras 49, 50 e 51.

Figura 49- Circuito do protótipo em Simulink.



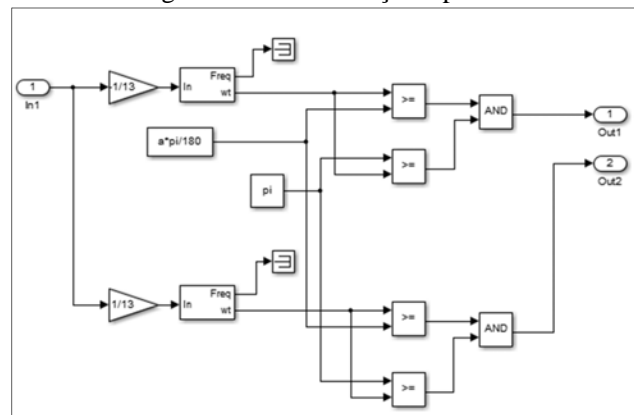
Fonte: Próprio autor.

Figura 50- D-TCSC do protótipo.



Fonte: Próprio autor.

Figura 51- Sincronização e pulsos.



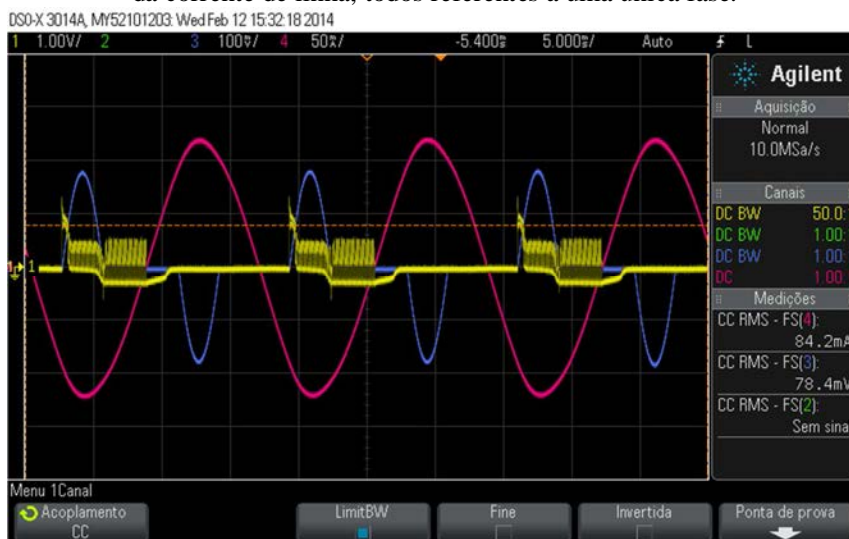
Fonte: Próprio autor.

A Figura 49 apresenta um diagrama de blocos feito em Simulink, que representa o circuito do protótipo composto por: fonte de tensão, indutores de linha representados juntos

com a parte resistiva deles, o D-TCSC, a carga resistiva e a medição da corrente de linha usada para sincronização. Um subsistema é criado para a representação do D-TCSC, o qual é mostrado para uma das fases na Figura 50, este mostra dois capacitores em paralelo que compõem a capacitância fixa total do D-TCSC, ambos em paralelo com o reator controlado a tiristor e o bloco que apresenta a sincronização e geração de pulsos para os tiristores. Este é um outro subsistema criado dentro da representação do D-TCSC e é apresentado na Figura 51, mostrando como é feita a sincronização e geração dos pulsos de disparo do D-TCSC via *software*.

A Figura 52 inicia a apresentação dos resultados obtidos por meio da bancada de testes, estes apresentam um pouco do comportamento do D-TCSC na região capacitiva e as formas de onda do sistema para esta região de atuação.

Figura 52- Corrente de linha, corrente no reator do D-TCSC e pulso de disparo no semi-ciclo negativo da corrente de linha, todos referentes a uma única fase.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 52, nota-se que a corrente no reator apresenta oposição de fase, quando comparada com a corrente de linha, o pulso está em sincronismo com o semi-ciclo negativo da corrente de linha, sendo este usado para disparar o tiristor superior da Figura 50 (Anôdo-Cátodo).

De modo semelhante, ao analisado na Figura 52, tem-se a Figura 53, porém o pulso é sincronizado com o semi-ciclo positivo da corrente de linha, sendo este usado para disparar o tiristor inferior da Figura 50 (Cátodo- Anôdo).

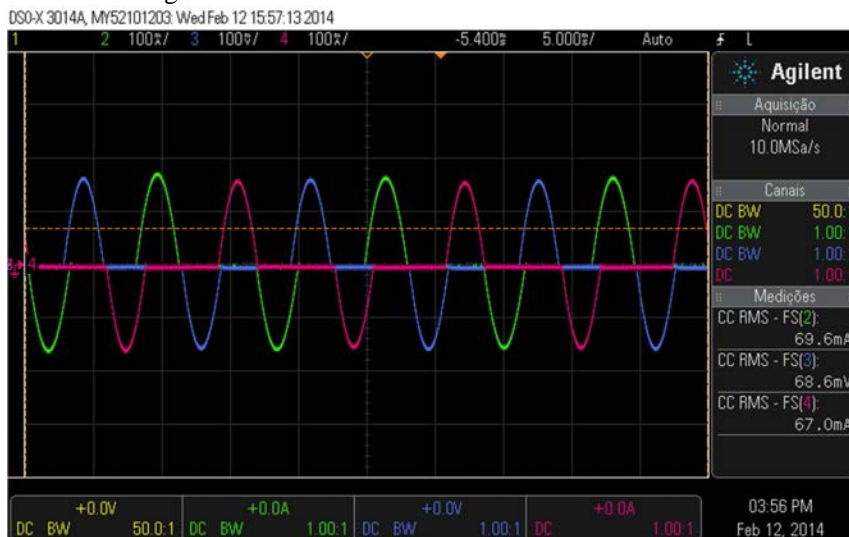
Figura 53- Corrente de linha, corrente no reator do D-TCSC e pulso de disparo no semi-ciclo positivo da corrente de linha, todos referentes a uma única fase.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 54 apresenta as formas de onda das correntes no reator do D-TCSC.

Figura 54- Correntes trifásicas no reator do D-TCSC.

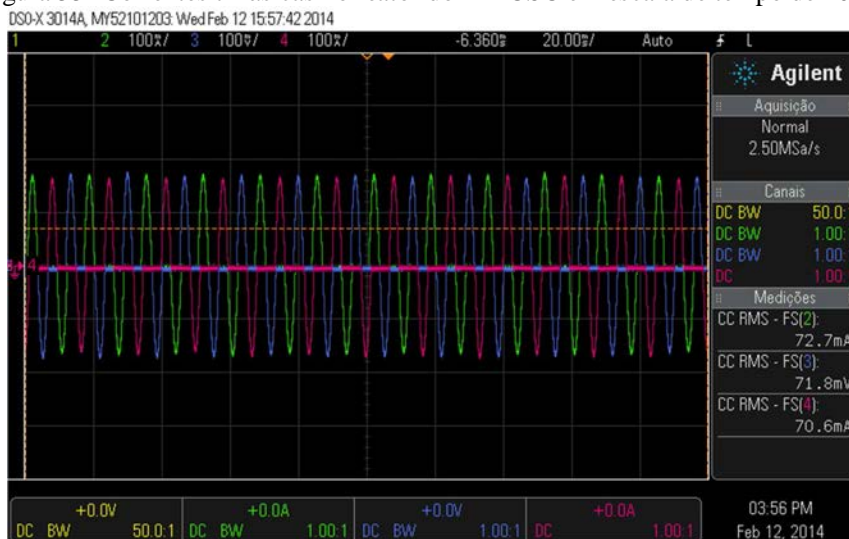


Fonte: Próprio autor.

Conforme mencionado anteriormente, a imprecisão no ângulo de disparo gera pulsos que não estão defasados perfeitamente de 120° e também uma pequena diferença de amplitude.

Na Figura 55 apresenta-se a mesma forma de onda da Figura 54, porém em uma escala de tempo maior.

Figura 55- Correntes trifásicas no reator do D-TCSC em escala de tempo de 20ms.

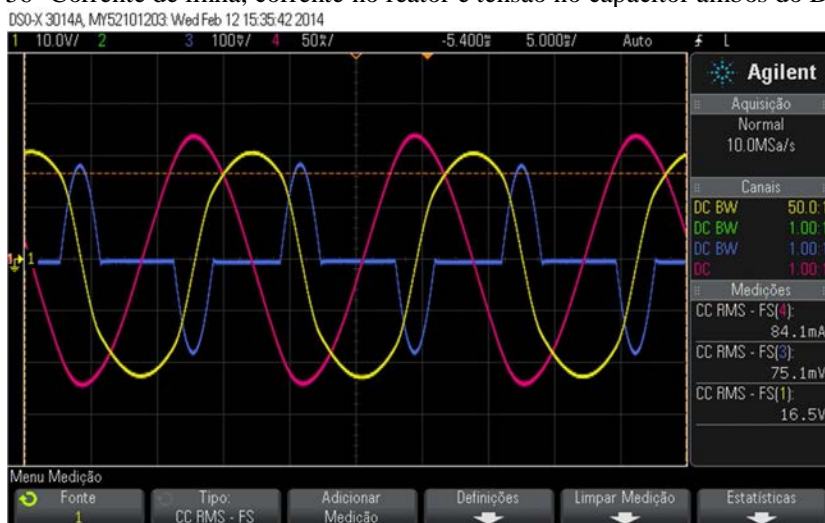


Fonte: Próprio autor.

Verifica-se com o aumento da escala do tempo que não há descontinuidade nas formas de onda geradas, isto confirma também a não descontinuidade na geração dos pulsos responsáveis pelo disparo dos tiristores.

A Figura 56 apresenta em uma das fases a corrente de linha em rosa, a tensão no capacitor em amarelo e a corrente no reator em azul.

Figura 56- Corrente de linha, corrente no reator e tensão no capacitor ambos do D-TCSC.



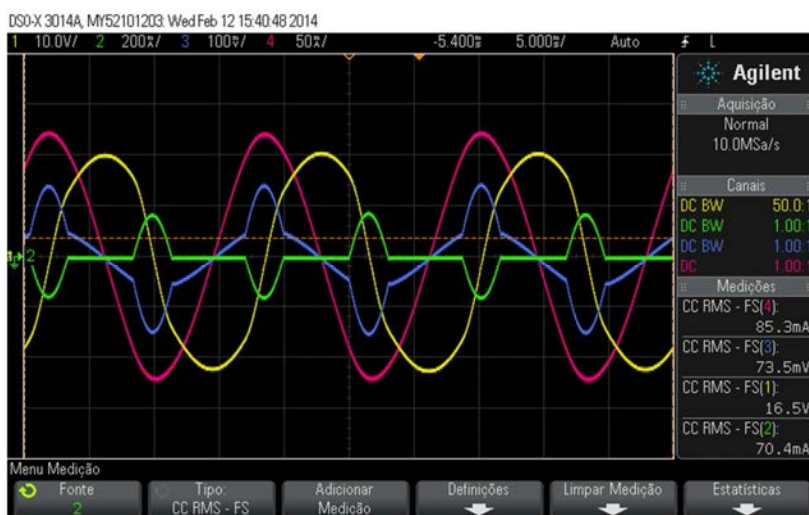
Fonte: Próprio autor.

Para um ângulo de disparo de 50° em relação à sincronização pela corrente de linha, nota-se que o D-TCSC está na região capacitiva, pois a corrente de linha está adiantada de 90°

em relação à tensão no capacitor e esta por sua vez mostra a forma de onda esperada para a região de atuação conforme visto em capítulos anteriores. A corrente no reator está em oposição de fase em relação a corrente de linha e apresenta simetria em torno do zero da tensão do capacitor.

A Figura 57 mostra as mesmas formas de onda apresentadas na Figura 56, com o acréscimo da forma de onda da corrente no capacitor.

Figura 57- Corrente de linha, corrente no reator, corrente e tensão no capacitor do D-TCSC.

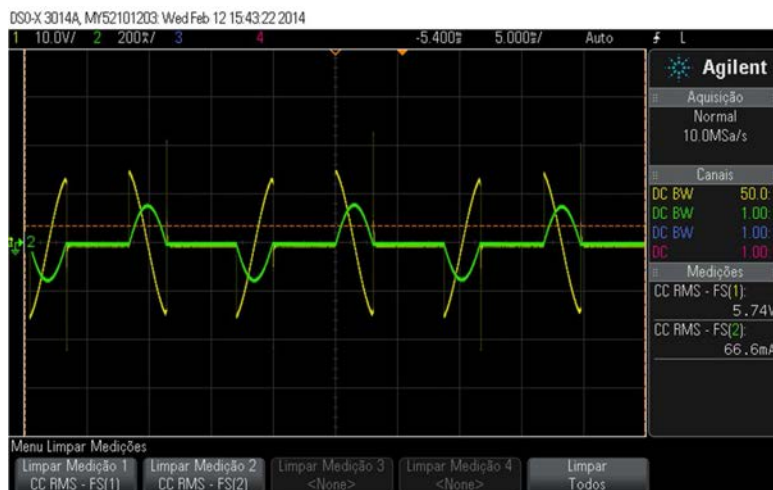


Fonte: Próprio autor.

A forma de onda em azul mostra a corrente no capacitor, que é a composição da forma de onda da corrente de linha em rosa com a corrente no reator em verde.

A Figura 58 mostra as formas de onda da corrente e tensão no reator em verde e amarelo, respectivamente.

Figura 58. Corrente e Tensão no reator do D-TCSC.

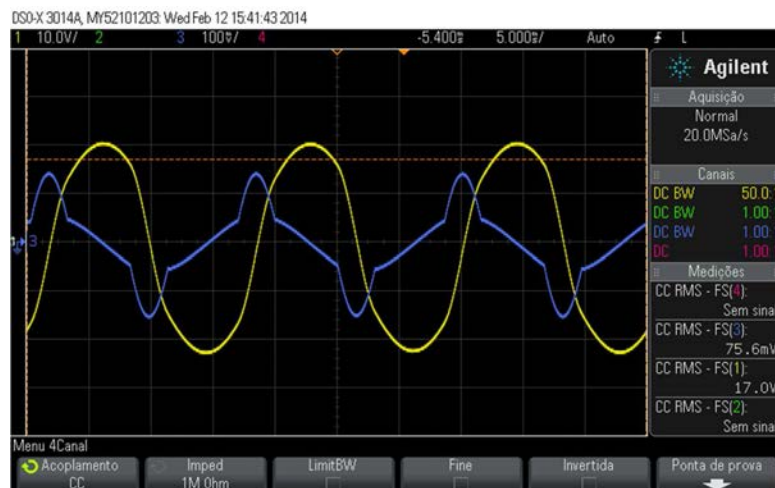


Fonte: Próprio autor.

Observa-se na Figura 58 que quando há corrente no reator também há tensão no mesmo, sendo esta igual à tensão no capacitor, já quando não há corrente no reator a tensão é zero conforme o esperado.

Na Figura 59 têm-se as formas de onda da corrente e tensão no capacitor em azul e amarelo, respectivamente.

Figura 59- Corrente e Tensão no capacitor do D-TCSC.

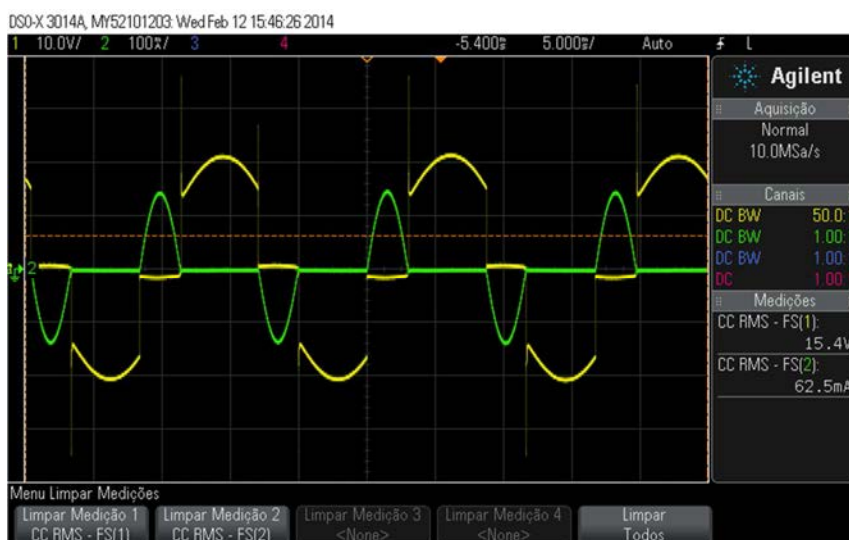


Fonte: Próprio autor.

Nota-se claramente que a corrente no capacitor está adiantada de 90° em relação à tensão do mesmo.

A forma de onda em amarelo apresenta a tensão sobre o tiristor e a forma de onda em verde a corrente no reator, conforme pode ser visto na Figura 60.

Figura 60- Corrente no reator e tensão no tiristor do D-TCSC.



Fonte: Próprio autor.

Quando não há corrente no reator a tensão do tiristor é igual à tensão no capacitor, porém quando há corrente no reator o tiristor apresenta apenas a queda de tensão proveniente da sua característica.

Em seguida, desejava-se fazer o controle em malha fechada do circuito, mas para isso era necessário observar primeiro os limites de compensação e seus respectivos efeitos na tensão da carga no controle em malha aberta. Uma vez que, a carga era totalmente resistiva e a indutância da linha apresentava pouca influência na composição da impedância total do circuito, constatou-se que apesar do ângulo de disparo ser excursionado próximo da faixa de ressonância, ou seja, apresentar altos níveis de compensação da indutância da linha chegando a sobrecompensá-la, isto não era suficiente para provocar alterações da ordem de alguns volts na carga.

Então, era necessário inserir mais reatância indutiva ao sistema, o que foi feito por meio de indutores acoplados em série com os reostatos, porém isto prejudicou a formação dos pulsos em malha aberta, retardando assim os testes do controle de malha fechada. A partir disto, foi proposta outra solução para a formação dos pulsos, onde o ângulo de controle é gerado em Simulink e transmitido via serial.

A Figura 61 apresenta como é realizada a comunicação serial via Simulink, o valor 65 do bloco *constant* é transmitido por meio do bloco *SCI Transmit* que corresponde ao bloco de transmissão via Serial.

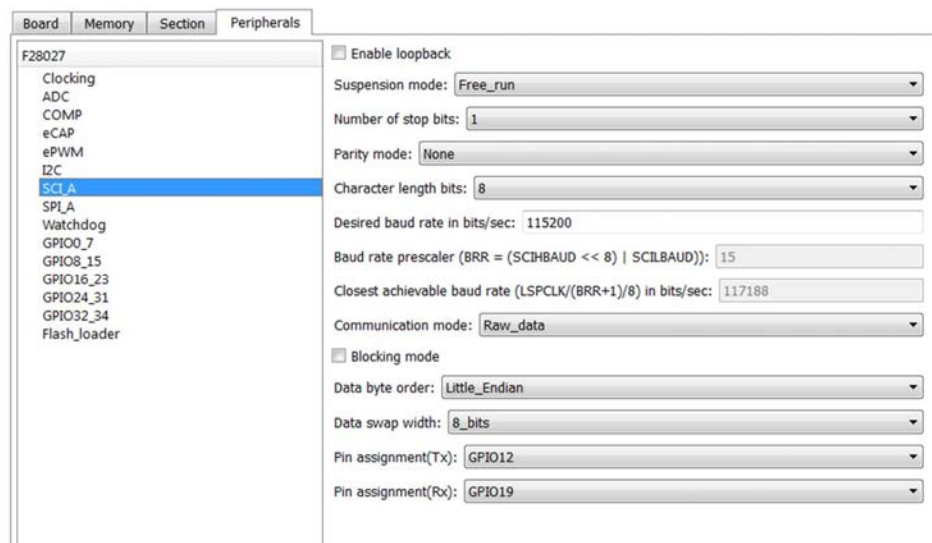
Figura 61- Transmissão de dados via Serial.



Fonte: Próprio autor.

A Figura 62 mostra quais são as opções de configuração do bloco *SCI Transmit*.

Figura 62- Configuração de Parâmetros do Bloco SCI.

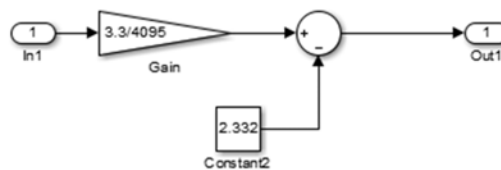


Fonte: Próprio autor.

Uma vez implementado a programação em Simulink, basta conferir se este funciona adequadamente por meio de um programa que faz a leitura de dados serial.

A Figura 63 apresenta o bloco de conversão, este passa por um bloco de ganho que recupera o valor da amplitude original do sinal, porém o resultado ainda passa por um subtrator que retira o valor cc para que o sinal seja completamente recuperado.

Figura 63- Bloco de conversão.

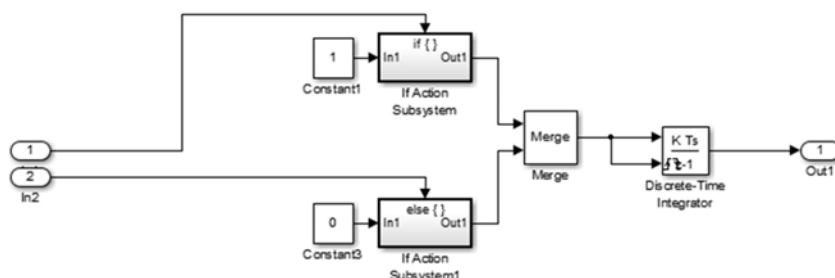


Fonte: Próprio autor.

O bloco de sincronismo e rampa (Figura 64), possui dois blocos de *If Action Subsystem*, estes são comandados pelos blocos exteriores de *If*, os quais habilitam aqueles de acordo com os valores da senóide. Assim, quando o valor da senóide amostrada pelo ADC é maior ou igual a zero, a saída do *If Action Subsystem* recebe o valor 1, caso contrário ela recebe o valor 0. O bloco Merge é utilizado para que esta composição seja feita corretamente formando um pulso em sua saída. Por último, este pulso é integrado, o que permite obter uma rampa na saída do integrador discreto, que tem seu valor de amplitude ajustado por um ganho

interno do integrador. De modo semelhante, é feito o sincronismo e rampa para o semi-ciclo negativo da senóide, o qual irá criar a rampa defasada de 180° da anterior.

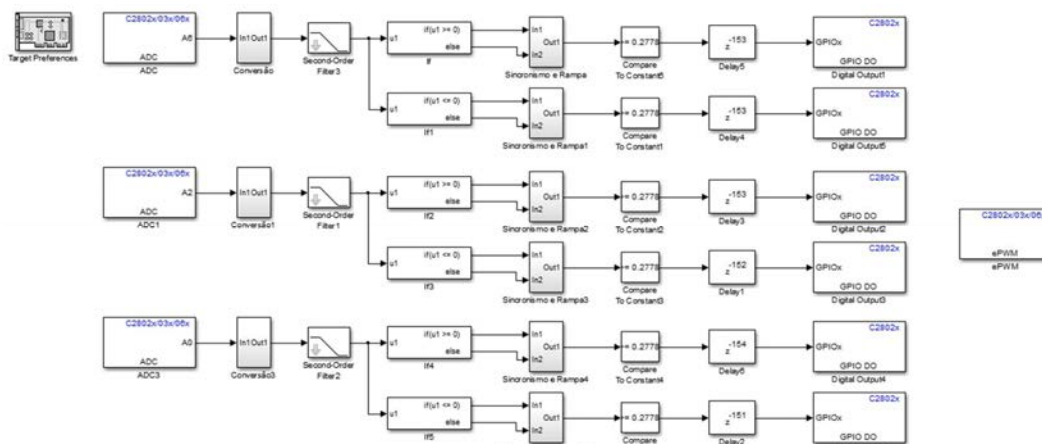
Figura 64- Bloco de Sincronismo e rampa.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 65, realiza-se o processo de geração trifásico dos pulsos com controle em malha aberta. Os sinais da corrente de linha são amostrados pelos ADCs correspondentes a cada fase do protótipo, convertidos para se recuperar os valores capturados pelos sensores de corrente que entraram nos ADCs e filtrados por um filtro passa-baixa de segunda ordem. Em seguida, ocorre a geração de rampas sincronizadas com os semi-ciclos da senóide e estas são comparadas com um valor constante correspondente ao ângulo desejado de disparo dos tiristores, forma-se assim os pulsos para os mesmos que são direcionados para saídas digitais. Um ePWM também é criado, com uma frequência de 10kHz e disponibilizado em uma saída digital, pois este será usado juntamente com os pulsos gerados, para criação de um trem de pulsos por meio de portas lógicas AND, e estes serão a entrada dos transformadores de pulso no circuito de *driver*.

Figura 65- Geração de pulsos trifásicos em malha aberta.

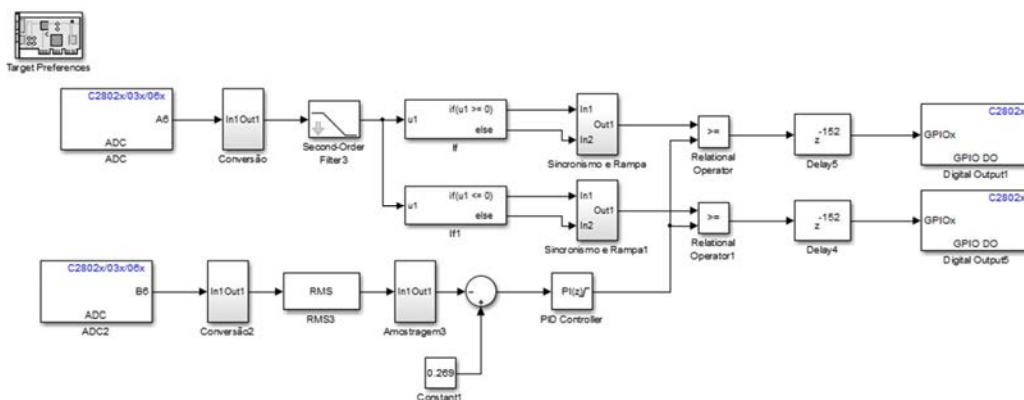


Fonte: Próprio autor.

A Figura 66 representa de forma semelhante o mesmo método de construção utilizado na Figura 65, entretanto apresenta-se a construção para um circuito monofásico, o qual não é mais comparado a um valor constante para a geração dos pulsos, mas sim a um valor dependente do controle de regulação de tensão em malha fechada.

Esta malha é composta por um ADC, este recebe o valor da leitura de tensão realizado pelo sensor de tensão após o D-TCSC, que para o protótipo, corresponde ao valor de tensão sobre a carga. Em seguida, é feita uma conversão para recuperar o valor que entra no ADC, após isto passa-se por um bloco rms, o qual obtém o valor rms da tensão da carga e entra no bloco de amostragem, o qual efetua a média das amostras capturadas. Por último, este valor é subtraído de um valor de referência de tensão, e este resultado chamado erro passa por um controlador proporcional-integral, que gera em sua saída o valor correspondente ao ângulo de disparo dos tiristores. Este valor varia, até ser encontrado um valor que estabilize a tensão da carga no valor de referência desejado.

Figura 66- Geração de pulsos monofásicos em malha fechada.

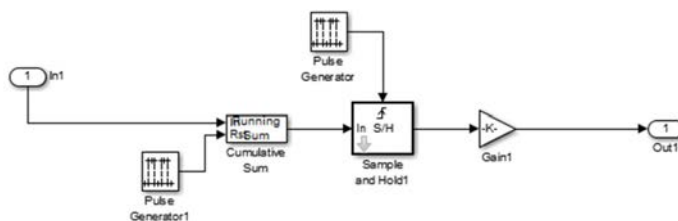


Fonte: Próprio autor.

Na Figura 67 apresenta-se o bloco de amostragem, este é composto por um somador acumulativo que é “resetado” de acordo com a quantidade de amostras que se deseja capturar. Em seguida, o resultado da soma acumulativa está sempre na entrada do bloco *Sample and Hold*, o qual amostra e contém este resultado com o mesmo período que o somador acumulativo é “resetado”, porém com o pulso deslocado do valor do período menos uma amostra, isto é feito para que o bloco *Sample and Hold* consiga capturar o valor da soma acumulativa corretamente, pois do contrário este iria capturar o valor zero, que corresponde ao momento do *reset* do somador acumulativo. Por último, o valor contido na saída do

Sample and Hold passa por um bloco de ganho, que divide o valor somado pelo número de amostras capturadas, tendo-se assim a média das amostras.

Figura 67- Bloco de amostragem.



Fonte: Próprio autor.

6.4 Conclusão

Foi possível realizar o disparo dos tiristores por meio de um processador digital de sinais e verificar as formas de onda do D-TCSC operando em malha aberta. No entanto, é preciso melhorar a lógica de disparo dos tiristores e testar o controle em malha fechada.

7 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

O estudo do D-TCSC permitiu um melhor entendimento da compensação série, de seus dispositivos e de sua aplicação na distribuição.

Apesar do foco do trabalho estar voltado para o controle do compensador, foi necessário o desenvolvimento da modelagem do sistema de distribuição e do D-TCSC, o que proporcionou lembrar o aprendizado de vários conceitos importantes da engenharia elétrica.

A dificuldade em se modelar analiticamente o D-TCSC, de modo a unir as modelagens do sistema de distribuição e do controle, fez com que os ganhos do controlador fossem encontrados pelo método de tentativa e erro. Constatou-se que para se fazer uso da teoria de controle é necessário ter uma modelagem do sistema como um todo bem definida. Assim, deve-se estudar uma modelagem para o D-TCSC que permita integrar a modelagem do sistema de distribuição e a modelagem do sistema de controle.

A partir dos resultados simulados em Matlab/Simulink, observou-se que o controle em malha fechada consegue atuar na tensão, procurando a referência definida.

O DSP facilitou a escolha do controle para ser desenvolvido em Matlab/Simulink, pois este permite a interface amigável com o *software* escolhido.

Este estudo permitiu verificar as diretrizes essenciais para realização do projeto do D-TCSC e comprovar por meio de testes de simulação e testes de bancada, deficiências de *software* e *hardware* e possíveis soluções que devem ser elaboradas.

Os testes de bancada mostraram que o DSP não consegue atingir a precisão desejada para o processamento da lógica elaborada em tempo real, deste modo, deve-se estudar o uso de outras metodologias como, por exemplo, o uso de FPGAs que apresentam altas velocidades de processamento de dados em tempo real.

Referências

- (1) MARAFÃO F. P.; CAMARGO J.; ZANETTI, E. R.; SOUZA Jr., R. A. Capacitor série como alternativa de investimentos para a expansão da distribuição. In: Anais do XVI SEMINÁRIO NACIONAL DE DISTRIBUIÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA, 16, 2004, Brasília, DF. **Anais...** Brasília, DF : [S.n.], 2004.
- (2) JALALI, S.G. ; HEDIN, V; PEREIRA, M.; SADEK, K. A stability model for the advanced series compensator (ASC). **IEEE Transactions on Power Delivery**, New York, v. 11, n. 2, p. 1128-1137, Apr. 1996.
- (3) 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, Feb. 2000.
- (4) MEIKANDASIVAM, S.; NEMA, R. K.; JAIN, S. K. Selection of TCSC parameters: capacitor and inductor. In: INDIA INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS, 2010, New Delhi. Proceedings of the... New Delhi: IEEE, 2010. p. 1-5. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5728104>>. Acesso em: 112 abr. 2014.
- (5) TAN, X.; TONG, L. ;YIN, Z.; ZHANG, D.; WANG, Z. Characteristics and firing control of thyristor controlled series compensation installations. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER SYSTEM TECHNOLOGY, 1998, Beijing. **Proceedings of the...** Beijing: IEEE, 1998. v. 1, p. 672-676. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=729050>>. Acesso em: 12 mar. 2014.
- (6) KABIRI, K.; HENSCHL, 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, Jan. 2004.
- (7) PILOTTO, L. A. S.; BIANCO, A.; LONG, W. F. ; EDRIS, A. A. Impact of TCSC control methodologies on subsynchronous oscillations. **IEEE Transactions on Power Delivery**, Piscataway, v. 18, n. 1, p. 243 -252, Jan. 2003.
- (8) MORENO-GOYTIA, E. L.; ACHA, E. Experimental characterization and evaluation of an scaled-down TCSC prototype under steady state conditions. In: ANNUAL CONFERENCE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS, IECON, 32, 2006, Paris. **Proceedings of the...** Paris: IEEE, 2006. p. 2855 -2860. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4153591>>. Acesso em: 12 jan. 2014.

- (9) COSTA E SILVA, L. S. **Modelagem dinâmica e controle em malha fechada do dispositivo FACTS TCSC (Thyristor-Controlled Series Capacitor)**. Ilha Solteira: Unesp/Feis/DEE, 2012. (Estudos Especiais I, Outubro de 2012).
- (10) MATHUR, R. M.; VARMA, R. K. **Thyristor-based facts controllers for electrical transmission systems**. New York: Willey-IEEE, 2002. 495 p.
- (11) JOVCIC D.; PILLAI G. N. Analytical modeling of TCSC dynamics. In: **IEEE Transactions on Power Delivery**, Piscataway, v. 20, n. 2, p. 1097 - 1104, Apr. 2005.
- (12) NASCIMENTO, B. M. **Implementação de um controle digital para o compensador regenerativo de potência ativa**. 2009. 137 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2009. Disponível em: <http://www.athena.biblioteca.unesp.br/exlibris/bd/bis/33004099080P0/2009/nascimento_bm_me_ilha.pdf>. Acesso em: 12 dez. 2013.

Apêndice

Dedução das equações do TCSC

Impedância fundamental TCSC:

$$Z_{TCSC(1)} = jX_{TCSC(1)} = \frac{V_{TCSC(1)}}{I_{linha}} \quad (1)$$

\dot{V}_{TCSC} → Tensão através do módulo do TCSC (fundamental)

\dot{I}_{LINHA} → Corrente de linha (fundamental)

\dot{Z}_{TCSC} → Impedância do TCSC

Se a rede de potência externa for igual a uma fonte de corrente ideal, então:

$$Z_{TCSC(1)} = \frac{-jX_C(I_{linha} - I_{RCT(1)})}{I_{linha}} \quad (2)$$

Na referência original de tempo, temos:

$$i_{linha} = \cos(\omega t) \quad (3)$$

Na referência auxiliar de tempo, temos:

$$I_{LINHA} = \cos(\omega t - \sigma_a) = \cos(\omega t) \cos \sigma_a + \sin(\omega t) \sin \sigma_a \quad (4)$$

Lei da corrente de Kirchhoff:

$$i_{linha} = i_{RCT} + i_{cap} \quad (5)$$

Durante o período de condução:

$$V_{RCT} = V_{cap} \quad (6)$$

$$L \frac{di_{RCT}}{dt} = \frac{1}{C} \int i_{CAP} dt + V_{cap}^+ \quad (7)$$

V_{cap}^+ → Tensão no capacitor quando o tiristor entra em condução.

Passando (4) e (7) para o domínio de Laplace, temos:

$$I_{linha} = \cos \sigma_a \frac{s}{s^2 + \omega^2} + \sin \sigma_a \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (8)$$

$$I_{linha} = I_{RCT} + I_{cap} \quad (9)$$

$$I_{cap} = C \frac{dV_{cap}}{dt} \quad (10)$$

$$I_{cap(s)} = C(sV_{cap} - V_{cap}^+) \quad (11)$$

$$I_{cap(s)} = sCV_{cap} - CV_{cap}^+ \quad (12)$$

$$I_{cap(s)} = sLC \frac{di_{RCT}}{dt} - CV_{cap}^+ \quad (13)$$

$$I_{cap(s)} = sLC(sI_{RCT} - I_{RCT}^+) - CV_{cap}^+ \quad (14)$$

$$I_{cap} = s^2LCI_{RCT} - CV_{cap}^+ \quad (15)$$

Substituindo (8) e (15) em (5) temos:

$$I_{RCT} = \cos \sigma_a \frac{s}{s^2 + \omega^2} + \sin \sigma_a \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} - s^2LCI_{RCT} + CV_{cap}^+ \quad (16)$$

$$I_{RCT}(1 + s^2LC) = I_{RCT} \frac{s^2 + \omega_0^2}{\omega_0^2} = \cos \sigma_a \frac{s}{s^2 + \omega^2} + \sin \sigma_a \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} + CV_{cap}^+ \quad (17)$$

$$I_{RCT} = \omega_0^2 \cos \sigma_a \frac{s}{(s^2 + \omega_0^2)(s^2 + \omega^2)} + \omega_0^2 \omega \sin \sigma_a \frac{1}{(s^2 + \omega_0^2)(s^2 + \omega^2)} + \frac{\omega_0^2 CV_{cap}^+}{s^2 + \omega_0^2} \quad (18)$$

$$\omega_0^2 = \frac{1}{LC} \quad (19)$$

Aplicação de frações parciais em (18):

$$s^2 + \omega_0^2 = 0 \rightarrow s = \pm \sqrt{-\omega_0^2} \rightarrow s = \pm j\omega_0 \quad (20)$$

$$s^2 + \omega^2 = 0 \rightarrow s = \pm \sqrt{-\omega^2} \rightarrow s = \pm j\omega \quad (21)$$

$$s^2 + \omega_0^2 = (s + j\omega_0)(s - j\omega_0) \quad (22)$$

$$s^2 + \omega^2 = (s + j\omega)(s - j\omega) \quad (23)$$

$$\frac{s}{(s^2 + \omega_0^2)(s^2 + \omega^2)} = \frac{K_1}{s + j\omega_0} + \frac{K_2}{s - j\omega_0} + \frac{K_3}{s + j\omega} + \frac{K_4}{s - j\omega} \quad (24)$$

$$K_1 = \frac{-j\omega_0}{((-j\omega_0) - j\omega_0)((-j\omega_0)^2 + \omega^2)} = \frac{-j\omega_0}{(-2j\omega_0)(-\omega_0^2 + \omega^2)} = -\frac{1}{2(\omega_0^2 - \omega^2)} \quad (25)$$

$$K_2 = \frac{j\omega_0}{((j\omega_0) + j\omega_0)((j\omega_0)^2 + \omega^2)} = \frac{j\omega_0}{(2j\omega_0)(-\omega_0^2 + \omega^2)} = -\frac{1}{2(\omega_0^2 - \omega^2)} \quad (26)$$

$$K_3 = \frac{-j\omega}{((-j\omega)^2 + \omega_0^2)((-j\omega) - j\omega)} = \frac{-j\omega}{(-2j\omega)(-\omega^2 + \omega_0^2)} = \frac{1}{2(\omega_0^2 - \omega^2)} \quad (27)$$

$$K_4 = \frac{j\omega}{((j\omega)^2 + \omega_0^2)((j\omega) + j\omega)} = \frac{j\omega}{(2j\omega)(-\omega^2 + \omega_0^2)} = \frac{1}{2(\omega_0^2 - \omega^2)} \quad (28)$$

Portanto:

$$\begin{aligned} & \frac{s}{(s^2 + \omega_0^2)(s^2 + \omega^2)} \\ &= -\frac{1}{2(\omega_0^2 - \omega^2)(s + j\omega_0)} - \frac{1}{2(\omega_0^2 - \omega^2)(s - j\omega_0)} \\ & \quad + \frac{1}{2(\omega_0^2 - \omega^2)(s + j\omega)} + \frac{1}{2(\omega_0^2 - \omega^2)(s - j\omega)} \end{aligned} \quad (29)$$

Semelhantemente, tem-se que:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{(s^2 + \omega_0^2)(s^2 + \omega^2)} \\ &= -j \frac{1}{2\omega_0(\omega_0^2 - \omega^2)(s + j\omega_0)} + j \frac{1}{2\omega_0(\omega_0^2 - \omega^2)(s - j\omega_0)} \\ & \quad + j \frac{1}{2\omega(\omega_0^2 - \omega^2)(s + j\omega)} - j \frac{1}{2\omega(\omega_0^2 - \omega^2)(s - j\omega)} \end{aligned} \quad (30)$$

Assim, a equação (18) pode ser reescrita como:

$$\begin{aligned}
I_{RCT} = & \frac{\omega_0^2}{2(\omega_0^2 - \omega^2)} \cos \sigma_a \left(-\frac{1}{s + j\omega_0} - \frac{1}{s - j\omega_0} + \frac{1}{s + j\omega} + \frac{1}{s - j\omega} \right) \\
& + j \frac{\omega_0^2}{2(\omega_0^2 - \omega^2)} \omega \sin \sigma_a \left(-\frac{1}{s + j\omega_0} + \frac{1}{s - j\omega_0} + \frac{1}{s + j\omega} - \frac{1}{s - j\omega} \right) \\
& + \frac{\omega_0^2 C V_{cap}^+}{s^2 + \omega_0^2}
\end{aligned} \quad (31)$$

Passando (31) para o domínio do tempo:

Como $e^{-at} = \frac{1}{s+a}$ e considerando $A = \frac{\omega_0^2}{\omega_0^2 - \omega^2}$ $B = \frac{\omega_0 \omega}{\omega_0^2 - \omega^2}$ e $D = \omega_0 C$ então:

$$\begin{aligned}
I_{RCT} = & -\frac{1}{2} A \cos \sigma_a e^{-j\omega_0 t} - \frac{1}{2} A \cos \sigma_a e^{j\omega_0 t} + \frac{1}{2} A \cos \sigma_a e^{-j\omega t} + \frac{1}{2} A \cos \sigma_a e^{j\omega t} \\
& - j \frac{1}{2} B \sin \sigma_a e^{-j\omega_0 t} + j \frac{1}{2} B \sin \sigma_a e^{j\omega_0 t} + j \frac{1}{2} \frac{\omega_0}{\omega} B \sin \sigma_a e^{-j\omega t} \\
& - j \frac{1}{2} \frac{\omega_0}{\omega} B \sin \sigma_a e^{j\omega t} + D V_{cap}^+ \sin(\omega_0 t)
\end{aligned} \quad (32)$$

Sabe-se que $\cos(t) = \frac{e^{jt} + e^{-jt}}{2}$ e $\sin(t) = \frac{e^{jt} - e^{-jt}}{2j}$, logo agrupando os termos temos:

$$\begin{aligned}
I_{RCT} = & -A \cos \sigma_a \cos(\omega_0 t) + A \cos \sigma_a \cos(\omega t) - B \sin \sigma_a \sin(\omega_0 t) \\
& + B \frac{\omega_0}{\omega} \sin \sigma_a \sin(\omega t) + D V_{cap}^+ \sin(\omega_0 t)
\end{aligned} \quad (33)$$

Sabe-se também que $\cos(a - b) = \cos a \cos b + \sin a \sin b$ e como $A = B \frac{\omega_0}{\omega}$ portanto:

$$I_{RCT} = A \cos(\omega t - \sigma_a) - A \cos \sigma_a \cos(\omega_0 t) - B \sin \sigma_a \sin(\omega_0 t) + D V_{cap}^+ \sin(\omega_0 t) \quad (34)$$

Para expressar (34) na faixa $[-\sigma_a, \sigma_a]$, precisa-se deslocar a equação para referência original (OR) adicionando $\frac{\sigma_a}{\omega}$ para variável de tempo.

Assim, troca-se t por $t + \frac{\sigma_a}{\omega}$.

$$\begin{aligned}
I_{RCT} = & A \cos \left(\omega \left(t + \frac{\sigma_a}{\omega} \right) - \sigma_a \right) - A \cos \sigma_a \cos \left(\omega_0 \left(t + \frac{\sigma_a}{\omega} \right) \right) \\
& - B \sin \sigma_a \sin \left(\omega_0 \left(t + \frac{\sigma_a}{\omega} \right) \right) + D V_{cap}^+ \sin \left(\omega_0 \left(t + \frac{\sigma_a}{\omega} \right) \right)
\end{aligned} \quad (35)$$

Considerando $\varpi = \frac{\omega_0}{\omega}$ e reescrevendo a equação tem-se:

$$I_{RCT} = A \cos(\omega t) - A \cos \sigma_a \cos(\omega_0 t + \varpi \sigma_a) - B \sin \sigma_a \sin(\omega_0 t + \varpi \sigma_a) + DV_{cap}^+ \sin(\omega_0 t + \varpi \sigma_a) \quad (36)$$

Utilizando a soma de cossenos e senos, tem-se:

$$I_{RCT} = A \cos(\omega t) - A \cos \sigma_a (\cos \omega_0 t \cos \varpi \sigma_a - \sin \omega_0 t \sin \varpi \sigma_a) - B \sin \sigma_a (\sin \omega_0 t \cos \varpi \sigma_a + \sin \varpi \sigma_a \cos \omega_0 t) + DV_{cap}^+ \sin(\sin \omega_0 t \cos \varpi \sigma_a + \sin \varpi \sigma_a \cos \omega_0 t) \quad (37)$$

Agrupando os termos em função de $\cos \omega_0 t$ e $\sin \omega_0 t$, temos:

$$I_{RCT} = A \cos(\omega t) + (-A \cos \sigma_a \cos \varpi \sigma_a - B \sin \sigma_a \sin \varpi \sigma_a + DV_{cap}^+ \sin \varpi \sigma_a) \cos \omega_0 t + (A \cos \sigma_a \sin \varpi \sigma_a - B \sin \sigma_a \cos \varpi \sigma_a + DV_{cap}^+ \cos \varpi \sigma_a) \sin \omega_0 t \quad (38)$$

Esta equação é válida para $\omega t \in [-\sigma_a, \sigma_a]$ e contém componentes transitórios e de regime permanente. Deve-se notar que a resultante da corrente é simétrica.

O regime permanente é alcançado quando os pulsos de corrente tornam-se simétricos, ou seja, $\sigma_a = \sigma_{a2} = \dots = \sigma_{a6}$. Esta condição é verdadeira quando, para um dado ângulo, a tensão do capacitor do TCSC, V_{cap}^+ , está com a mesma amplitude que o coeficiente do termo senoidal, $\sin \omega_0 t$, e igual a zero. Neste ponto a tensão do capacitor é:

$$A \cos \sigma_a \sin \varpi \sigma_a - B \sin \sigma_a \cos \varpi \sigma_a + DV_{cap}^+ \cos \varpi \sigma_a = 0 \quad (39)$$

$$V_{cap}^+ = \frac{B}{D} \sin \sigma_a - \frac{A}{D} \cos \sigma_a \tan \varpi \sigma_a \quad (40)$$

A equação da corrente do tiristor em regime permanente é obtida substituindo (40) na equação (38),

$$I_{RCT} = A \cos(\omega t) + (-A \cos \sigma_a \cos \varpi \sigma_a - B \sin \sigma_a \sin \varpi \sigma_a + B \sin \sigma_a \sin \varpi \sigma_a - A \sin \varpi \sigma_a \cos \sigma_a \tan \varpi \sigma_a) \cos \omega_0 t + (A \cos \sigma_a \sin \varpi \sigma_a - B \sin \sigma_a \cos \varpi \sigma_a + B \sin \sigma_a \cos \varpi \sigma_a - A \cos \sigma_a \sin \varpi \sigma_a) \sin \omega_0 t \quad (41)$$

$$I_{RCT} = A \cos(\omega t) + (-A \cos \sigma_a \cos \varpi \sigma_a - A \sin \varpi \sigma_a \cos \sigma_a \tan \varpi \sigma_a) \cos \omega_0 t \quad (42)$$

$$I_{RCT} = A \cos(\omega t) + \left[-A \cos \sigma_a \left(\cos \varpi \sigma_a + \frac{\sin^2(\varpi \sigma_a)}{\cos \varpi \sigma_a} \right) \right] \cos \omega_0 t \quad (43)$$

$$I_{RCT} = A \cos(\omega t) + \left[-A \cos \sigma_a \left(\frac{\cos^2(\varpi \sigma_a) + \sin^2(\varpi \sigma_a)}{\cos \varpi \sigma_a} \right) \right] \cos \omega_0 t \quad (44)$$

$$I_{RCT} = A \cos(\omega t) - A \frac{\cos \sigma_a}{\cos \varpi \sigma_a} \cos \varpi \omega t \quad (45)$$

$$\sigma_a = \pi - \alpha \quad (46)$$

Equação (45) é simétrica e ela é válida no intervalo $\omega t \in [-\sigma_a, \sigma_a]$ e $\omega t \in [2\pi - \sigma_a, 2\pi + \sigma_a]$.

Como a corrente no tiristor tem simetria trimestrais, sua componente de frequência fundamental pode ser obtida através da aplicação da análise de Fourier para (45),

$$I_{RCT(1)} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\sigma_a} \left(A \cos(\omega t) - A \frac{\cos \sigma_a}{\cos \varpi \sigma_a} \cos \varpi \omega t \right) \cos \omega t \, d\omega t \quad (47)$$

Como a equação (45) é uma função par, os termos referentes ao seno da série de Fourier são nulos; o termo correspondente ao valor médio da função é nulo devido à simetria da forma de onda. Logo o que se vê em (47) é o termo correspondente ao cosseno da série de Fourier.

$$I_{RCT(1)} = \frac{4A}{\pi} \left(\int_0^{\sigma_a} \cos^2(\omega t) \, d\omega t - \frac{\cos \sigma_a}{\cos \varpi \sigma_a} \int_0^{\sigma_a} \cos \varpi \omega t \cos \omega t \, d\omega t \right) \quad (48)$$

Segundo as propriedades $\cos^2(a) = \frac{1+\cos 2a}{2}$ e $A \cos(a) B \cos(b) = \frac{AB}{2} \cos(a-b) + \frac{AB}{2} \cos(a+b)$, temos:

$$I_{RCT(1)} = \frac{4A}{\pi} \left[\left(\frac{\omega t}{2} + \frac{\sin 2\omega t}{4} \right) \Big|_0^{\sigma_a} - \frac{\cos \sigma_a}{2 \cos \varpi \sigma_a} \left(\frac{\sin(\varpi \omega t - \omega t)}{(\varpi - 1)} + \frac{\sin(\varpi \omega t + \omega t)}{(\varpi + 1)} \right) \Big|_0^{\sigma_a} \right] \quad (49)$$

$$I_{RCT(1)} = \frac{4A}{\pi} \left[\left(\frac{\sigma_a}{2} + \frac{\sin 2\sigma_a}{4} \right) - \frac{\cos \sigma_a}{2 \cos \varpi \sigma_a} \left(\frac{(\varpi + 1) \sin(\varpi - 1)\sigma_a + (\varpi - 1) \sin(\varpi + 1)\sigma_a}{(\varpi^2 - 1)} \right) \right] \quad (50)$$

$$I_{RCT(1)} = A \left(\frac{2\sigma_a + \sin 2\sigma_a}{\pi} \right) - \frac{4A \cos \sigma_a}{2(\varpi^2 - 1) \cos \varpi\sigma_a} \left(\frac{(\varpi + 1)(\sin \varpi\sigma_a \cos \sigma_a - \sin \sigma_a \cos \varpi\sigma_a)}{\pi} + \frac{(\varpi - 1)(\sin \varpi\sigma_a \cos \sigma_a + \sin \sigma_a \cos \varpi\sigma_a)}{\pi} \right) \quad (51)$$

$$I_{RCT(1)} = A \left(\frac{2\sigma_a + \sin 2\sigma_a}{\pi} \right) - \frac{4A \cos \sigma_a}{2(\varpi^2 - 1) \cos \varpi\sigma_a} \left(\frac{(2\varpi \sin \varpi\sigma_a \cos \sigma_a - 2 \sin \sigma_a \cos \varpi\sigma_a)}{\pi} \right) \quad (52)$$

Portanto, a corrente do tiristor na frequência fundamental é,

$$I_{RCT(1)} = A \left(\frac{2\sigma_a + \sin 2\sigma_a}{\pi} \right) - \frac{4A \cos^2(\sigma_a)}{\varpi^2 - 1} \left(\frac{\varpi \tan \varpi\sigma_a - \tan \sigma_a}{\pi} \right) \quad (53)$$

Um segundo pulso de corrente é obtido assumindo que um segundo pulso de disparo acontece 180° somente depois do primeiro pulso, produzindo uma corrente que segue através do tiristor com uma polaridade oposta a corrente em (45). A corrente através do capacitor é obtida de (2).

Substituindo a expressão (53) em (2), conseguimos obter a reatância equivalente TCSC na frequência fundamental em função do ângulo de disparo.

$$Z_{TCSC(1)} = \frac{-jX_C \left(\cos(\omega t) - \left(A \left(\frac{2\sigma_a + \sin 2\sigma_a}{\pi} \right) - \frac{4A \cos^2(\sigma_a)}{\varpi^2 - 1} \left(\frac{\varpi \tan \varpi\sigma_a - \tan \sigma_a}{\pi} \right) \right) \cos(\omega t)}{\cos(\omega t)} \quad (54)$$

$$Z_{TCSC(1)} = j \left(-X_C + X_C A \left(\frac{2\sigma_a + \sin 2\sigma_a}{\pi} \right) - \frac{4X_C A \cos^2(\sigma_a)}{(\varpi^2 - 1)} \left(\frac{\varpi \tan \varpi\sigma_a - \tan \sigma_a}{\pi} \right) \right) \quad (55)$$

$$X_{TCSC(1)} = -X_C + X_C A \left(\frac{2\sigma_a + \sin 2\sigma_a}{\pi} \right) - \frac{4X_C A \cos^2(\sigma_a)}{(\varpi^2 - 1)} \left(\frac{\varpi \tan \varpi\sigma_a - \tan \sigma_a}{\pi} \right) \quad (56)$$

Sendo $X_{LC} = \frac{X_C X_L}{X_C - X_L}$, $C_1 = \frac{X_C + X_{LC}}{\pi}$ e $C_2 = \frac{4X_{LC}^2}{X_L \pi}$, temos:

$$X_{TCSC(1)} = -X_C + C_1 (2(\pi - \alpha) + \sin 2(\pi - \alpha)) - C_2 \cos^2(\pi - \alpha) (\varpi \tan \varpi(\pi - \alpha) - \tan(\pi - \alpha)) \quad (57)$$