

ANÁLISE DE UMA LINHA DE TRANSMISSÃO DE MEIO COMPRIMENTO  
DE ONDA CONTROLADA POR UM DISPOSITIVO FACTS

Gilson Ferreira dos Santos Júnior

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

Aprovada por:

---

Prof. Maurício Aredes, Dr.-Ing.

---

Prof. Edson Hirokazu Watanabe, D.Eng.

---

Dr. Nelson Henrique Costa Santiago, D. Sc.

---

Prof<sup>a</sup>. Maria Cristina Dias Tavares, D. Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ – BRASIL

FEVEREIRO DE 2003

SANTOS JR., GILSON FERREIRA DOS

Análise de uma Linha de Transmissão de Meio Comprimento de Onda Controlada por um Dispositivo FACTS [Rio de Janeiro] 2003

VII, 122 p. 29,7 cm (COPPE/UFRJ, M. Sc., Engenharia Elétrica, 2003)

Tese – Universidade Federal do Rio de Janeiro, COPPE

1. Linhas de Transmissão de Meio Comprimento de Onda

I. COPPE/UFRJ    II. Título (série)

Este trabalho é dedicado a meus pais Gilson e Vera e à minha namorada Mariana, que estiveram e batalharam comigo durante cada momento deste longo período de trabalho, me fazendo acreditar que eu dava, dia após dia, mais um passo em direção a um dos meus maiores sonhos.

## **AGRADECIMENTOS**

A Deus, pela luz e tranqüilidade para que eu chegasse ao final deste trabalho.

A meus pais Gilson e Vera, incansáveis na fundamental tarefa de me fazer acreditar no que sou e no que sou capaz de realizar.

À minha namorada Mariana que, além do raro talento e capricho na elaboração de muitas figuras, se tornou no último ano parte da minha família para me apoiar de forma decisiva neste e nos futuros desafios.

Ao amigo e orientador Dr. Maurício Aredes, pela paciência, incentivo e por ter acreditado e me ajudado na realização deste trabalho.

Ao Dr. Nelson Santiago, pela oportunidade que me deu para que eu pudesse me tornar mestre.

Aos amigos da FLUXO Eng. Roberto Nogueira – pelas costumeiras e frutíferas discussões sobre alguns dos assuntos abordados neste trabalho – e Fábio Gurgel, pela ajuda na elaboração de várias figuras.

Às pessoas que, perto ou longe, me deram seu fundamental apoio para a conclusão de mais esta importante etapa da minha vida profissional.

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

ANÁLISE DE UMA LINHA DE TRANSMISSÃO DE MEIO COMPRIMENTO  
DE ONDA CONTROLADA POR UM DISPOSITIVO FACTS

Gilson Ferreira dos Santos Júnior

Fevereiro/2003

Orientador: Maurício Aredes, Dr.-Ing.

Programa: Engenharia Elétrica

Este trabalho apresenta aspectos teóricos e de simulação computacional relativos a linhas de transmissão de meio comprimento de onda, particularmente no que se refere ao controle da potência ativa transmitida. As principais formulações da operação de uma LT são abordadas, com destaque para as linhas de comprimento da ordem de 2500 km e para os métodos de compensação reativa. A tecnologia FACTS e seus dispositivos principais são descritos, a fim de se estabelecer as características específicas de cada um. Por fim, são realizadas simulações digitais da operação da LT de meio comprimento de onda conectada a um GCSC, equipamento FACTS cujos princípios de operação são detalhados, com o objetivo de ilustrar a discussão teórica e definir algumas vantagens e desvantagens desta configuração.

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

ANALYSIS OF A HALF WAVELENGTH TRANSMISSION LINE  
CONTROLLED BY A FACTS DEVICE

Gilson Ferreira dos Santos Júnior

February/2003

Advisor: Maurício Aredes, Dr.-Ing.

Department: Engenharia Elétrica

This work presents some theory and computational simulation aspects related to half wavelength transmission lines, particularly in what concerns to transmitted active power control. The basic formulation of TL operation is analyzed, with emphasis on 2500km-long transmission lines and reactive compensation methods. FACTS technology and its main devices are described, to establish the specific characteristics of each one. In the final part of the work, digital simulations of a half-wavelength TL connected to a GCSC – the FACTS equipment which principles of operation have been chosen to be detailed – are carried out to illustrate the theoretical discussion and to point out some advantages and disadvantages of this configuration.

## ÍNDICE

<b>CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>1</b>
1.1 Aspectos Gerais.....	1
1.2 Objetivos .....	2
1.3 Sumário.....	3
<b>CAPÍTULO 2 TEORIA DAS LINHAS DE TRANSMISSÃO .....</b>	<b>4</b>
2.1 Definições Principais .....	4
2.2 Problemas Relacionados às Linhas Longas .....	11
2.3 Compensação Reativa.....	13
2.4 Linha de Meio Comprimento de Onda.....	17
<b>CAPÍTULO 3 ESCOLHA DO DISPOSITIVO FACTS PARA CONTROLE .....</b>	<b>29</b>
3.1 A Tecnologia FACTS .....	30
3.2 Principais Chaves Semicondutoras .....	31
3.3 Controladores Baseados em Tiristores.....	34
3.4 Controladores Baseados em Conversores Estáticos.....	39
3.5 Análise e Definição do Controlador a ser Utilizado no Estudo .....	48
<b>CAPÍTULO 4 DETALHAMENTO DA OPERAÇÃO DO GCSC .....</b>	<b>51</b>
4.1 Princípios Básicos de Operação .....	52
4.2 Detalhamento da Operação dos Componentes .....	55
4.3 Análise dos Harmônicos Gerados pelo Chaveamento.....	67
4.4 Configurações Alternativas para Redução do Nível Harmônico.....	70
<b>CAPÍTULO 5 VERIFICAÇÃO DO MODELO DE LINHAS DE TRANSMISSÃO DO PROGRAMA DE SIMULAÇÃO .....</b>	<b>74</b>
5.1 Parâmetros Elétricos da LT no Domínio da Frequência.....	75
5.2 Uso da Transformada Direta de Fourier.....	84
5.3 Função de Transferência da Linha.....	86
5.4 Uso da Transformada Inversa de Fourier.....	90
5.5 Aplicação do Procedimento de Cálculo ao Estudo .....	91
5.6 Resultados Obtidos.....	95
<b>CAPÍTULO 6 SIMULAÇÃO E ANÁLISE COMPUTACIONAL .....</b>	<b>99</b>
6.1 Descrição dos Componentes do Sistema.....	100
6.2 Aspectos Gerais da Simulação.....	106
6.3 Gráficos Resultantes da Simulação .....	108
6.4 Caso Especial: Operação do GCSC sob Desbalanço.....	111
<b>CAPÍTULO 7 CONCLUSÕES E ESTUDOS FUTUROS.....</b>	<b>116</b>
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....</b>	<b>120</b>

# CAPÍTULO 1

## INTRODUÇÃO

---

### 1.1 Aspectos Gerais

O panorama atual do Sistema Elétrico Brasileiro indica a necessidade de implementação de novos projetos de manutenção e de expansão. Levando em conta a última crise de energia elétrica, de junho de 2001 a fevereiro de 2002, é fundamental, além da implantação, que os prazos sejam os menores possíveis.

Freqüentemente sob a responsabilidade de empresas privadas – em geral multinacionais – estes projetos nem sempre atingem o objetivo principal de melhorar o desempenho global do Sistema, pois as empresas tendem a priorizar o lucro em detrimento dos investimentos em inovações e pesquisa tecnológica.

Com isso, é comum que sejam adotados os mesmos critérios, procedimentos, técnicas e equipamentos já utilizados há várias décadas. Considera-se em geral mais vantajoso encaixar o projeto em um padrão antigo, economizando tempo, trabalho e recursos, numa visão de curto/médio prazo.

Nestes casos, é provável que a situação do Sistema – frágil, como várias vezes já observado – piore ou fique inalterada. Além disso, não há redução de preço dos equipamentos modernos e sua utilização fica restrita a projetos experimentais.

O governo brasileiro, principalmente após a crise, tem divulgado números que indicam grandes investimentos no setor de transmissão. Este setor, após vários anos sem investimentos significativos, voltou a ter importância decisiva após a interligação dos subsistemas Norte e Sul.

A construção de novas linhas de transmissão (LT's) é uma das principais metas a serem atingidas para a melhoria do desempenho do Sistema. Contudo, é difícil prever se os estudos para a implantação de novas tecnologias serão levados a cabo. É improvável que uma multinacional assuma o risco de inovar, podendo ter sérios prejuízos com equipamentos mal dimensionados e com a política de multas pesadas implantada pela ANEEL.

Um exemplo de situação para o emprego de novas técnicas e estudos é a interconexão de duas subestações (SE's) muito distantes uma da outra. Em geral, nestes casos, é necessária a construção de SE's intermediárias, a fim de dividir a linha de transmissão em linhas de menor comprimento.

Este procedimento é decorrente dos problemas de instabilidade e do elevado nível de energia reativa presente em LT's longas, com comprimento superior a 300 km, que, além de exigirem a instalação de pesados dispositivos de compensação reativa nas SE's, freqüentemente tornam o Sistema ainda mais sujeito a instabilidades.

Nos casos em que a distância entre as subestações é da ordem de 2500 km, como é possível nas interligações entre subsistemas brasileiros, há uma alternativa, já apresentada em trabalhos anteriores [1], que se baseia na utilização de uma LT única, sem segmentação. Esta LT, denominada **linha de transmissão de meio comprimento de onda**, ao contrário do descrito anteriormente, não apresenta os problemas de estabilidade e energia reativa e possui comportamento relativamente diferente das linhas convencionais [2].

## 1.2 Objetivos

Os principais objetivos do presente trabalho são:

- apresentar diversos aspectos relativos à operação de uma LT de meio comprimento de onda (definições, formulações, problemas e diferenças em relação às LT's convencionais e funções básicas de controle);
- analisar de forma geral os principais dispositivos FACTS para controle das grandezas elétricas da LT e do subsistema ao qual está ligada;
- detalhar a operação da LT de meio comprimento de onda em conjunto com o GCSC (*GTO-Controlled Series Capacitor*) – dispositivo FACTS selecionado – para controle da potência ativa transmitida.

### 1.3 Sumário

São apresentadas no Capítulo 2 as principais definições e equações das linhas de transmissão, além de dois problemas relacionados às linhas longas – a estabilidade eletromecânica e os perfis de tensão. Além disso, são descritas as técnicas de compensação reativa mais empregadas atualmente, bem como a LT de meio comprimento de onda e suas características específicas.

No Capítulo 3 é feita uma discussão sobre os vários dispositivos FACTS (*Flexible AC Transmission Systems*) que podem ser instalados com a LT de meio comprimento de onda a fim de controlá-la. As funções, características básicas e princípios de operação de cada equipamento são apresentados a fim de formar uma base para a escolha do dispositivo a ser detalhado.

No Capítulo 4 encontra-se o detalhamento das funções e da operação de cada um dos componentes do circuito de potência e de controle do dispositivo FACTS selecionado – no caso deste trabalho, o GCSC. Neste capítulo podem ser encontradas ainda configurações alternativas deste tipo de equipamento.

O início das simulações computacionais se dá no Capítulo 5, com a determinação dos parâmetros de uma LT em função da frequência e a comparação dos resultados da propagação de um sinal por uma LT, considerando o modelo computacional e a teoria de circuito das linhas de transmissão.

O Capítulo 6 apresenta as simulações computacionais da operação conjunta da LT de meio comprimento de onda e do GCSC, a fim de ilustrar o controle da potência ativa transmitida de uma subestação à outra. É feita também uma rápida análise sobre o comportamento da LT e do GCSC sob condições desbalanceadas. Neste capítulo podem ser encontrados ainda alguns aspectos relativos ao dimensionamento dos capacitores do GCSC.

No Capítulo 7 encontram-se as conclusões do trabalho após as análises teóricas e computacionais, além de algumas recomendações de tópicos a serem abordados em trabalhos futuros.

# CAPÍTULO 2

## TEORIA DAS LINHAS DE TRANSMISSÃO

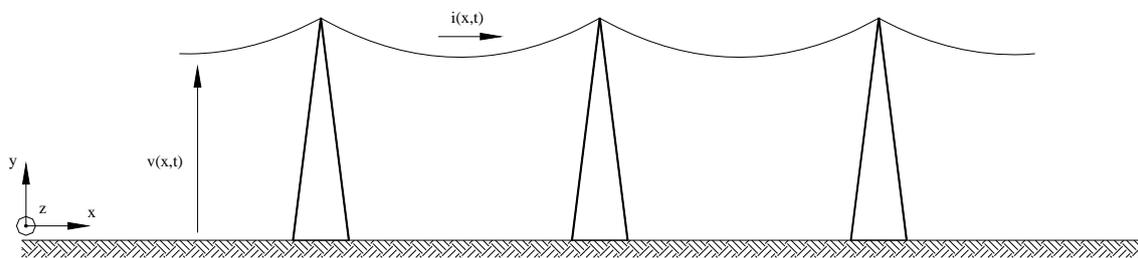
---

### 2.1 Definições Principais

As equações que determinam o comportamento das linhas de transmissão podem ser desenvolvidas sob dois enfoques principais: a **Teoria dos Campos Eletromagnéticos** e a **Teoria dos Circuitos Elétricos**.

Levando-se em conta a maior facilidade de manipulação e assimilação, além do objetivo de simular a operação da LT em um programa computacional de análise de circuitos, são utilizadas neste trabalho as equações obtidas a partir da **Teoria dos Circuitos Elétricos**.

Com o objetivo de desenvolver as principais equações de forma simples, considere-se uma linha de transmissão monofásica e sem cabo pára-raios, conforme mostra a Figura 2-1.



**Figura 2-1 – Linha de transmissão monofásica**

Esta linha é caracterizada pelos parâmetros longitudinais  $R$  e  $L$  (resistência e indutância, respectivamente) e transversais  $C$  e  $G$  (capacitância e condutância, respectivamente) do cabo condutor, distribuídos ao longo do seu comprimento. As equações gerais que definem o comportamento da tensão transversal e da corrente na linha em função da distância a qualquer dos extremos, no domínio do tempo, são as seguintes:

$$\frac{\partial^2 v(x,t)}{\partial x^2} = R \cdot G \cdot v(x,t) + (R \cdot C + L \cdot G) \cdot \frac{\partial v(x,t)}{\partial t} + L \cdot C \cdot \frac{\partial^2 v(x,t)}{\partial t^2} \quad (2-1)$$

$$\frac{\partial^2 i(x,t)}{\partial x^2} = R \cdot G \cdot i(x,t) + (R \cdot C + L \cdot G) \cdot \frac{\partial i(x,t)}{\partial t} + L \cdot C \cdot \frac{\partial^2 i(x,t)}{\partial t^2}, \quad (2-2)$$

onde R, L, C e G são grandezas por unidade de comprimento. Como a condutância do ar (G) é considerada desprezível, as equações (2-1) e (2-2) reduzem-se a:

$$\frac{\partial^2 v(x,t)}{\partial x^2} = R \cdot C \cdot \frac{\partial v(x,t)}{\partial t} + L \cdot C \cdot \frac{\partial^2 v(x,t)}{\partial t^2} \quad (2-3)$$

$$\frac{\partial^2 i(x,t)}{\partial x^2} = R \cdot C \cdot \frac{\partial i(x,t)}{\partial t} + L \cdot C \cdot \frac{\partial^2 i(x,t)}{\partial t^2} \quad (2-4)$$

Considerando que a tensão e a corrente têm uma variação senoidal com o tempo, de frequência angular  $\omega$ , podem-se utilizar as expressões a seguir na solução de (2-3) e (2-4):

$$v(x,t) = \text{Re}[\dot{V}(x) \cdot e^{j\omega t}] \quad (2-5)$$

$$i(x,t) = \text{Re}[\dot{I}(x) \cdot e^{j\omega t}] \quad (2-6)$$

Os pontos acima das variáveis indicam que são complexas. A solução das equações da LT depende, portanto, da determinação de  $\dot{V}(x)$  e  $\dot{I}(x)$ , já que a resposta completa no domínio do tempo pode ser encontrada a partir de (2-5) e (2-6). Omitindo, por facilidade, o desenvolvimento do processo de determinação destas variáveis, chega-se a:

$$\begin{aligned} \dot{V}(x) &= V_0 \cdot \cosh(\dot{\gamma} \cdot x) - \dot{Z}_C \cdot I_0 \cdot \sinh(\dot{\gamma} \cdot x) \\ \dot{V}(x) &= \left( \frac{V_0 - \dot{Z}_C \cdot I_0}{2} \right) \cdot e^{\dot{\gamma} \cdot x} + \left( \frac{V_0 + \dot{Z}_C \cdot I_0}{2} \right) \cdot e^{-\dot{\gamma} \cdot x} \end{aligned} \quad (2-7)$$

$$\begin{aligned} \dot{I}(x) &= I_0 \cdot \cosh(\dot{\gamma} \cdot x) - \frac{V_0}{\dot{Z}_C} \cdot \sinh(\dot{\gamma} \cdot x) \\ \dot{I}(x) &= \left( \frac{\frac{V_0}{\dot{Z}_C} - I_0}{2} \right) \cdot e^{\dot{\gamma} \cdot x} + \left( \frac{\frac{V_0}{\dot{Z}_C} + I_0}{2} \right) \cdot e^{-\dot{\gamma} \cdot x} \end{aligned} \quad (2-8)$$

onde  $V_0$  e  $I_0$  correspondem aos valores de tensão e corrente no extremo inicial da linha e as definições a seguir se aplicam [3]:

- **impedância longitudinal da LT**, por unidade de comprimento:

$$\dot{Z} = R + j \cdot \omega \cdot L \quad (2-9)$$

- **admitância transversal da LT**, por unidade de comprimento:

$$\dot{Y} = j \cdot \omega \cdot C \quad (2-10)$$

- **constante de propagação da LT**:

$$\dot{\gamma} = \sqrt{\dot{Z} \cdot \dot{Y}} \quad (2-11)$$

- **impedância característica da LT**:

$$\dot{Z}_C = \sqrt{\frac{\dot{Z}}{\dot{Y}}} \quad (2-12)$$

- **potência característica da LT**, sob uma tensão  $\dot{V}$  de referência:

$$\dot{S}_c = \frac{\dot{V}^2}{\dot{Z}_c} \quad (2-13)$$

Cumprе ressaltar que mesmo que a LT seja submetida a ondas não senoidais, o comportamento de suas grandezas elétricas pode ser determinado com o uso de ( 2-5 ) e ( 2-6 ). Nestes casos, aplica-se a **Transformada Direta de Fourier** para a determinação do espectro de frequências das tensões e correntes, resolve-se as equações ( 2-5 ) a ( 2-8 ) para cada frequência e utiliza-se o **Princípio da Superposição e a Transformada Inversa de Fourier**, para o retorno ao domínio do tempo. Este procedimento, bem como as expressões para a determinação dos parâmetros  $\dot{Z}$  e  $\dot{Y}$  das LT's, serão analisados em detalhes no Capítulo 5.

A partir das relações exponenciais em ( 2-7 ) e ( 2-8 ) definem-se duas grandezas relativas à propagação da onda pela linha – a **constante de atenuação  $\alpha$**  e a **constante de fase  $\beta$** :

$$\begin{aligned} \alpha &= \text{Re}[\dot{\gamma}] \\ \beta &= \text{Im}[\dot{\gamma}] \end{aligned} \quad (2-14)$$

O fator  $e^{\dot{\gamma}x} = e^{(\alpha+j\beta)x} = e^{\alpha x} \cdot e^{j\beta x}$ , que multiplica os dois termos da soma em ( 2-7 ) e ( 2-8 ), pode ser decomposto em uma exponencial real e outra imaginária. Enquanto a parte real é responsável unicamente por uma alteração no **módulo** da grandeza pela qual é multiplicada, a parte imaginária modifica unicamente o **argumento** da grandeza.

As expressões de  $\alpha$  e  $\beta$  em função dos parâmetros da linha e da frequência angular são [1]:

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \left( \sqrt{(R^2 + (\omega \cdot L)^2) \cdot (\omega \cdot C)^2} - \omega^2 \cdot L \cdot C \right)} \quad (2-15)$$

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \left( \sqrt{(R^2 + (\omega \cdot L)^2)} \cdot (\omega \cdot C)^2 + \omega^2 \cdot L \cdot C \right)}$$

( 2-16 )

Observa-se, na equação ( 2-15 ), que  $\alpha = 0$  para  $R = 0$ , o que indica que a constante de atenuação está relacionada às perdas na linha. Como  $\beta$  está relacionado à fase da onda que se propaga na LT, define-se, partir de seu valor, o **comprimento de onda  $\lambda$**  na LT e o **comprimento elétrico  $\theta$**  da mesma:

- o **comprimento de onda** é a distância entre dois pontos de uma onda cujas fases diferem de  $2 \cdot \pi$  radianos. Sua expressão é:

$$\lambda = \frac{2 \cdot \pi}{\beta}$$

( 2-17 )

- o **comprimento elétrico da linha** é a medida angular da relação entre o comprimento  $d$  da LT e o comprimento de onda, sendo igual a  $2 \cdot \pi$  radianos se esta relação for unitária. Sua expressão é:

$$\theta = \beta \cdot d$$

( 2-18 )

Por fim, para maior facilidade de manipulação nos cálculos e aplicação em problemas de circuitos elétricos, é conveniente a definição de um circuito equivalente para a linha de transmissão. Assim, representa-se a LT por um circuito denominado  **$\pi$  equivalente**, mostrado na Figura 2-2.

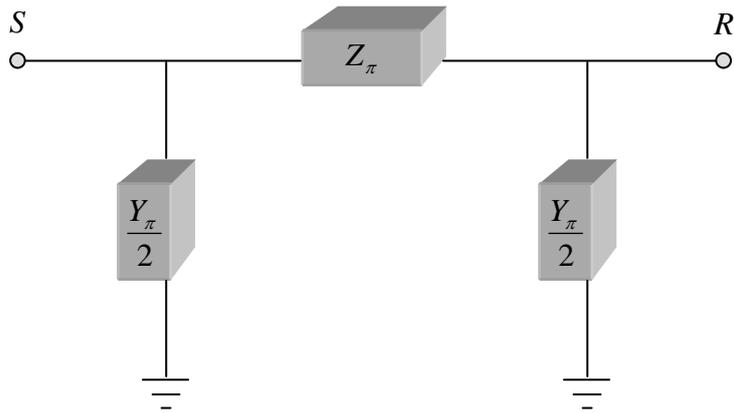


Figura 2-2 – Circuito equivalente da linha de transmissão

Os parâmetros do circuito acima são expressos por:

$$\dot{Z}_\pi = \dot{Z}_C \cdot \sinh(\dot{\gamma} \cdot d) = \dot{Z} \cdot d \cdot \frac{\sinh(\dot{\gamma} \cdot d)}{\dot{\gamma} \cdot d} \quad (2-19)$$

$$\frac{\dot{Y}_\pi}{2} = \frac{1}{\dot{Z}_C} \cdot \tanh\left(\frac{\dot{\gamma} \cdot d}{2}\right) = \frac{\dot{Y}}{2} \cdot d \cdot \frac{\tanh\left(\frac{\dot{\gamma} \cdot d}{2}\right)}{\frac{\dot{\gamma} \cdot d}{2}} \quad (2-20)$$

O circuito da Figura 2-2 representa o comprimento total da LT e os seus terminais correspondem aos extremos da linha. Caso haja interesse na determinação de grandezas elétricas ao longo de seu comprimento, deve-se segmentar o circuito da Figura 2-2 no ponto de interesse, como apresentado na Figura 2-3.

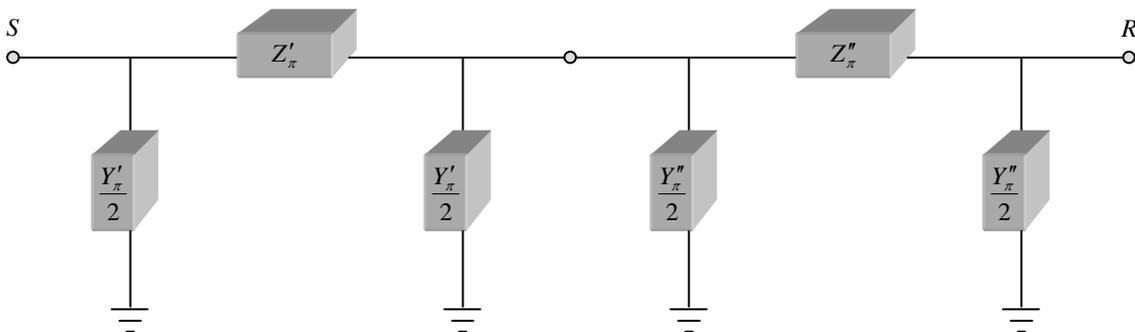


Figura 2-3 – Dois segmentos do circuito equivalente da linha

Como já mencionado, a formulação acima foi apresentada a partir de uma linha monofásica, sem cabo pára-raios. No caso de linhas trifásicas com cabos pára-raios, em circuito simples ou duplo, a impedância longitudinal  $\dot{Z}$  e a admitância transversal  $\dot{Y}$  são matrizes quadradas de dimensão  $(3 \cdot n_{CIR} + n_{PR})$ , onde  $n_{CIR}$  é o número de circuitos e  $n_{PR}$  é o número de cabos pára-raios.

Neste caso, antes de utilizar as equações ( 2-7 ) a ( 2-20 ), deve-se proceder da seguinte forma:

- determinar as matrizes de impedância longitudinal e admitância transversal em componentes de fase. A determinação desta matriz é detalhada no Capítulo 5;
- eliminar os cabos pára-raios das matrizes  $[\dot{Z}]$  e  $[\dot{Y}]$ , transformando-as em matrizes quadradas de dimensão  $(3 \cdot n_{CIR})$ ;
- utilizar a teoria de **Autovalores e Autovetores** para determinar as matrizes de transformação linear fases-modos a fim de desacoplar as fases e determinar as impedâncias longitudinais e admitâncias transversais modais.

Se a linha for transposta (com impedâncias mútuas entre as fases idênticas), as **Matrizes de Componentes Simétricas** podem ser utilizadas, simplificando assim os cálculos das grandezas elétricas da linha, que passam a ser realizados com os valores de impedância ( $\dot{Z}$ ) e admitância ( $\dot{Y}$ ) de seqüência.

Cumprе lembrar que, na prática, a transposição das linhas é feita em estruturas específicas, o que faz com o que, apesar de a linha ser transposta se considerados apenas seus terminais inicial e final, os trechos entre as estruturas de transposição não sejam transpostos. Esses trechos devem ser sempre muito inferiores a  $\lambda/4$  (no caso da frequência de 60 Hz, cerca de 1250 km).

## 2.2 Problemas Relacionados às Linhas Longas

Alguns dos problemas que dificultam a operação de uma linha de transmissão estão relacionados ao seu comprimento. Os principais – a **estabilidade eletromecânica** e os **perfis de tensão** – estão ligados à **transferência de potência ativa** e à **presença de energia reativa**. Não é objetivo deste trabalho apresentar aspectos detalhados a respeito destes problemas, sendo suficiente uma discussão geral do assunto.

A transferência de potência ativa entre dois pontos de um subsistema pode ser representada, aproximadamente, pela equação a seguir:

$$P = \frac{V_1 \cdot V_2}{Z_{12}} \cdot \cos(\theta_1 - \theta_2 + \varphi) - \frac{V_2^2}{Z_{12}} \cdot \cos \varphi, \quad (2-21)$$

onde  $V_1$ ,  $\theta_1$ ,  $V_2$  e  $\theta_2$  são, respectivamente, os módulos e fases das tensões nos pontos 1 e 2, enquanto  $Z_{12}$  e  $\varphi$  são, respectivamente, o módulo e a fase da impedância longitudinal entre os dois pontos. Considerando que os pontos são ligados por uma linha de transmissão e que a resistência da mesma é em geral muito inferior à reatância, a equação (2-21) se transforma em:

$$P = \frac{V_1 \cdot V_2}{X_{12}} \cdot \text{sen} \delta, \quad (2-22)$$

onde  $\delta = \theta_1 - \theta_2$  é a defasagem entre as tensões nos pontos 1 e 2.

Se, além de ligados por uma LT, os pontos 1 e 2 são os terminais de um gerador e um motor, o limite de estabilidade (máxima potência desenvolvida pelas máquinas) é dado por [3]:

$$P = \frac{V_1 \cdot V_2}{X_{12}} \quad (2-23)$$

Portanto, um aumento ou uma redução na impedância (ou reatância) da linha de transmissão que une os pontos causa, respectivamente, uma diminuição ou uma

elevação no limite de estabilidade das máquinas. Observa-se, de acordo com a Figura 2-2 e as equações ( 2-17 ) e ( 2-19 ), que até  $x = \frac{\lambda}{4}$  o módulo de  $\dot{Z}_x$  é diretamente proporcional ao seu comprimento. O mesmo ocorre com a reatância ( $\text{Im}[\dot{Z}_x]$ ). É conveniente ressaltar que, à frequência industrial brasileira (60 Hz), o comprimento da onda em uma linha é da ordem de 5000 km.

Além dos problemas de instabilidade, originado pela redução do limite de estabilidade descrita acima, o perfil das tensões – relacionado à energia reativa – também restringe a aplicação das linhas longas. Elevados valores deste tipo de energia presentes na linha causam alterações no perfil de tensão, como demonstrado a seguir. Por facilidade, considere-se uma linha de transmissão sem perdas, isto é, com resistência (R) nula. Neste caso, as seguintes definições se aplicam [3]:

- a impedância característica da LT é denominada **Impedância de Surto** – numa referência às altas frequências dos surtos atmosféricos, quando em geral desprezam-se as perdas na linha –, cujo valor é real e igual a  $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$ ;
- a potência característica da LT é denominada **Carga de Impedância de Surto** (SIL – *Surge Impedance Loading*), cujo valor é igual a  $SIL = \frac{|V|^2}{Z_0}$ , onde  $|V|$  é o módulo da tensão na linha, constante ao longo de todo o seu comprimento devido à inexistência de perdas.

A equação ( 2-7 ), no caso de uma linha sem perdas, pode ser escrita como [2]:

$$\dot{V}(x) = V_0 \cdot \left[ \left( \cos \beta \cdot x - \frac{Q_1}{SIL} \cdot \text{sen} \beta \cdot x \right) - j \cdot \frac{P_1}{SIL} \cdot \text{sen} \beta \cdot x \right], \quad (2-24)$$

onde  $V_0$  e  $\beta$  são como definidos em ( 2-7 ) e ( 2-16 ) e  $P_1$  e  $Q_1$  são, respectivamente, as potências ativa e reativa no extremo inicial da LT ( $Q_1$  é positivo no caso de potência reativa indutiva e negativo no caso de potência reativa capacitiva).

De acordo com ( 2-24 ), a parte real da tensão em qualquer ponto da linha está relacionada à potência reativa, enquanto que a parte imaginária está relacionada à potência ativa. Para uma mesma potência ativa transmitida, um aumento na potência reativa indutiva causa uma redução na parte real – e, portanto, no módulo – da tensão, alterando o perfil de tensão ao longo da linha e, conseqüentemente, nas barras às quais ela está ligada.

Cumprе ressaltar que, no caso de linhas reais – com perdas – a equação ( 2-24 ) sofre pequenas alterações, mas os aspectos discutidos a partir dela não perdem sua validade.

Como a energia reativa indutiva em uma LT está relacionada, entre outros fatores, à sua impedância longitudinal, conclui-se que esta – diretamente proporcional ao comprimento da mesma até  $x = \frac{\lambda}{4}$  – é uma das responsáveis pelos problemas de instabilidade e perfis de tensão mencionados. É preciso que estes problemas sejam corrigidos para que a energia ativa seja transportada de forma eficiente pela linha. Esta correção, denominada **Compensação Reativa**, é discutida na seção a seguir.

### 2.3 Compensação Reativa

Há duas formas básicas de compensação reativa: **em série** ou **em paralelo**. A primeira está relacionada à **compensação dos parâmetros das linhas**, enquanto que a segunda é associada à **compensação reativa nas barras**. Ambas têm o objetivo de manter as tensões das barras em uma faixa de valores considerados próprios para a operação adequada do sistema.

Os dispositivos comumente utilizados na compensação reativa e suas características principais são apresentados a seguir:

- **Bancos de Capacitores e Reatores:** representam o método mais empregado de compensação reativa atualmente e são aplicados tanto em série quanto em paralelo. Em série, são utilizados, em geral, bancos de capacitores, a fim de reduzir a impedância longitudinal das LT's. Em paralelo, bancos de capacitores

ou de reatores podem ser instalados, dependendo do valor de tensão na barra a ser controlada;

- **Compensadores Rotativos:** são máquinas síncronas operadas a vazio, conectadas às barras das SE's em paralelo. Operam sub-excitados ou sobre-excitados, para injetar correntes indutivas ou capacitivas na rede, respectivamente;
- **Compensadores Estáticos:** formam dois grupos básicos – capacitores ou reatores com chaveamento controlado e conversores estáticos de potência alimentados por fontes de tensão. Como os compensadores síncronos, têm tanto característica indutiva quanto capacitiva e são aplicados tanto em série quanto em paralelo.

O principal problema dos bancos de capacitores e reatores é que devem ser dimensionados para operar sob determinadas condições fixas de tensão e potência reativa. Assim, expansões, manobras ou mesmo condições de carga do sistema podem tornar os bancos inadequados, dificultando uma compensação reativa eficiente. Além disso, a compensação é discreta, ou seja, alterações nos níveis de compensação só podem ser feitas mediante a inserção ou retirada de um banco no sistema.

Os compensadores rotativos têm a vantagem de funcionar tanto injetando corrente capacitiva quanto indutiva na rede, numa faixa contínua de compensação. Contudo, o ganho em flexibilidade é amenizado pela resposta lenta característica das máquinas rotativas, muitas vezes inadequada frente a transitórios rápidos e mesmo às exigências modernas do sistema de transmissão.

Assim, a alternativa tecnicamente mais adequada à compensação reativa é a **compensação estática**, descrita em detalhes no Capítulo 4. Nesta seção, destaca-se apenas que o enfoque principal deste trabalho é a **compensação série dos parâmetros da linha de transmissão**, feita por um compensador estático do grupo dos capacitores/reatores com chaveamento controlado, o GCSC (*GTO-Controlled Series Capacitor*). Este dispositivo também é descrito em detalhes no Capítulo 4.

Apresenta-se a seguir uma breve formulação matemática que inclui a compensação dos parâmetros de uma linha nas equações já apresentadas [2].

Considere-se uma linha de transmissão com parâmetros longitudinal e transversal iguais a  $\dot{Z}$  e  $\dot{Y}$ , respectivamente, definidos como nas equações ( 2-9 ) e ( 2-10 ). Sejam  $\eta_L$  e  $\eta_T$  os **coeficientes de compensação longitudinal e transversal**, onde  $\dot{Z}' = \eta_L \cdot \dot{Z}$  e  $\dot{Y}' = \eta_T \cdot \dot{Y}$  são a impedância longitudinal e a admitância transversal compensadas da LT (no caso da impedância longitudinal, despreza-se a resistência). A constante de propagação, a impedância e potência característica e o comprimento elétrico da LT tornam-se:

$$\dot{\gamma}' = \sqrt{\dot{Z}' \cdot \dot{Y}'} = \sqrt{\eta_L \cdot \eta_T \cdot \dot{Z} \cdot \dot{Y}} = \sqrt{\eta_L \cdot \eta_T} \cdot \dot{\gamma} \quad (2-25)$$

$$\dot{Z}'_C = \sqrt{\frac{\dot{Z}'}{\dot{Y}'}} = \sqrt{\frac{\eta_L \cdot \dot{Z}}{\eta_T \cdot \dot{Y}}} = \sqrt{\frac{\eta_L}{\eta_T}} \cdot \dot{Z}_C \quad (2-26)$$

$$\dot{S}'_C = \frac{\dot{V}^2}{\dot{Z}'_C} = \frac{\dot{V}^2}{\sqrt{\frac{\eta_L}{\eta_T}} \cdot \dot{Z}_C} = \sqrt{\frac{\eta_T}{\eta_L}} \cdot \dot{S}_C \quad (2-27)$$

$$\theta' = \beta' \cdot d = \text{Im} \left[ \sqrt{\dot{Z}' \cdot \dot{Y}'} \right] \cdot d = \sqrt{\eta_L \cdot \eta_T} \cdot \beta \cdot d = \sqrt{\eta_L \cdot \eta_T} \cdot \theta \quad (2-28)$$

Os coeficientes  $\eta_L$  e  $\eta_T$  não devem, necessariamente, ter valores na faixa entre 0 e 1. A **compensação** dos parâmetros da LT é caracterizada por esta faixa de valores, mas o comportamento das grandezas elétricas na linha e nas barras também pode ser controlado com valores de  $\eta_L$  e  $\eta_T$  maiores que a unidade. A tabela a seguir relaciona a compensação utilizada com os valores de  $\eta_L$  e  $\eta_T$ .

Valores dos Parâmetros	Compensação Correspondente
$0 < \eta_L < 1$	Capacitiva em série
$\eta_L > 1$	Indutiva em série
$0 < \eta_T < 1$	Indutiva em paralelo
$\eta_T > 1$	Capacitiva em paralelo

**Tabela 2-1 – Relação entre a compensação reativa utilizada e os valores de  $\eta_L$  e  $\eta_T$**

A fim de exemplificar numericamente as definições até aqui apresentadas, considere-se a primeira linha de interconexão entre o Brasil e a Argentina. Esta LT, construída em 1999 para que o Brasil importasse uma sobra de 1000 MW de potência da Argentina, possui 490 km, sendo 354 km no território brasileiro, entre a estação conversora de Garabi (no Rio Grande do Sul) e a subestação de Itá (em Santa Catarina).

A LT possui 4 cabos *ACSR*, bitola 636 kCM, formação 24/7 (*Roök*) por fase e dois cabos pára-raios de aço galvanizado EHS com bitola de 3/8". Os parâmetros de seqüência positiva da linha são:  $R = 0,0261 \text{ } \Omega/\text{km}$ ,  $\omega \cdot L = 0,334 \text{ } \Omega/\text{km}$  e  $\omega \cdot C = 4,99 \cdot 10^{-6} \text{ S/km}$ , para a freqüência industrial brasileira. Assim:

$$\dot{\gamma} = \sqrt{\dot{Z} \cdot \dot{Y}} = \sqrt{(0,0261 + j \cdot 0,334) \cdot j \cdot 4,99 \cdot 10^{-6}} \cong 5,04 \cdot 10^{-5} + j \cdot 1,29 \cdot 10^{-3} \text{ (km)}^{-1}$$

$$\alpha = \text{Re}[\dot{\gamma}] \cong 5,04 \cdot 10^{-5} \text{ neper/km}$$

$$\beta = \text{Im}[\dot{\gamma}] \cong 1,29 \cdot 10^{-3} \text{ rad/km}$$

$$\lambda = \frac{2 \cdot \pi}{\beta} \cong \frac{2 \cdot \pi}{1,29 \cdot 10^{-3}} \cong 4863 \text{ km}$$

$$\theta = \beta \cdot d \cong 1,29 \cdot 10^{-3} \cdot 354 \cong 0,457 \text{ rad ou } 26,2^\circ$$

$$\dot{Z}_C = \sqrt{\frac{\dot{Z}}{\dot{Y}}} = \sqrt{\frac{0,0261 + j \cdot 0,334}{j \cdot 4,99 \cdot 10^{-6}}} \cong 259 - j \cdot 10,1 \text{ } \Omega$$

$$\dot{S}_C = \frac{\dot{V}^2}{\dot{Z}_C} = \frac{500^2}{259 - j \cdot 10,1} \cong 964 + j \cdot 37,6 \text{ MVA, para uma tensão de 500 kV.}$$

Considere-se agora, para esta LT, índices de compensação reativa longitudinal e transversal iguais a 0,6 e 0,8 (40% de compensação série capacitiva e 20% de compensação indutiva em paralelo, respectivamente). Assim, os valores compensados são:

$$\dot{\gamma}' = \sqrt{\eta_L \cdot \eta_T} \cdot \gamma \cong \sqrt{0,6 \cdot 0,8} \cdot (5,04 \cdot 10^{-5} + j \cdot 1,29 \cdot 10^{-3})$$

$$\dot{\gamma}' \cong 3,49 \cdot 10^{-5} + j \cdot 8,95 \cdot 10^{-4} \text{ (km)}^{-1}$$

$$\alpha = \text{Re}[\dot{\gamma}'] \cong 3,49 \cdot 10^{-5} \text{ neper/km}$$

$$\beta' = \text{Im}[\dot{\gamma}'] \cong 8,95 \cdot 10^{-4} \text{ rad/km}$$

$$\lambda' = \frac{2 \cdot \pi}{\beta'} \cong \frac{2 \cdot \pi}{8,95 \cdot 10^{-4}} \cong 7019 \text{ km}$$

$$\theta' = \beta' \cdot d \cong 8,95 \cdot 10^{-4} \cdot 354 \cong 0,317 \text{ rad ou } 18,2^\circ$$

$$\dot{Z}_C' = \sqrt{\frac{\eta_L}{\eta_T}} \cdot \dot{Z}_C \cong \sqrt{\frac{0,6}{0,8}} \cdot (259 - j \cdot 10,1) \cong 224 - j \cdot 8,75 \text{ } \Omega$$

$$\dot{S}_C' = \sqrt{\frac{\eta_T}{\eta_L}} \cdot \dot{S}_C = \sqrt{\frac{0,8}{0,6}} \cdot (964 + j \cdot 37,6) \cong 1113 + j \cdot 43,4 \text{ MVA, para } 500 \text{ kV.}$$

Observa-se que a potência característica da LT foi aumentada da ordem de 15%, com uma correspondente redução do seu comprimento elétrico.

Na seção a seguir, apresenta-se a **linha de transmissão de meio comprimento de onda**, uma linha de comprimento bem maior que as linhas longas tradicionais que, contudo, não apresenta os problemas descritos na seção 2.2.

## 2.4 Linha de Meio Comprimento de Onda

Na seção 2.2 foi apresentada a forma como a impedância longitudinal de uma linha está relacionada à sua operação e à dos equipamentos a ela conectados. Foi mencionado que esta impedância é diretamente proporcional ao comprimento até

$x = \frac{\lambda}{4}$  e que, portanto, linhas longas (de comprimento superior a 300 km) necessitam de **compensação reativa** – discutida na seção 2.3 – para uma operação correta e eficiente.

Contudo, elevados níveis de compensação reativa são dispendiosos e tendem a causar sérias dificuldades de operação do sistema, devido principalmente à presença de freqüências de ressonância.

Nesta seção, por meio de uma investigação mais detalhada do comportamento das grandezas elétricas de uma linha em relação ao seu comprimento, será mostrado que a operação de uma linha com comprimento bem superior ao de uma linha longa convencional (com comprimento da ordem de 300 km a 500 km) é viável e semelhante, em diversos aspectos, à operação de linhas médias (com comprimento da ordem de 150 km), que necessitam de compensação reativa apenas para fins de controle.

Devido à natureza complexa das variáveis das equações associadas, com partes reais e imaginárias não nulas, a avaliação das expressões analíticas de impedâncias, tensões e potências só é viável, neste trabalho, se a linha for considerada sem perdas (com resistência nula). Mesmo assim, como mencionado na seção 2.2, os aspectos discutidos a partir desta hipótese não perdem a validade quando aplicado às linhas reais, já que os módulos e argumentos das grandezas complexas sofrem alterações em geral pouco significativas, em se tratando de linhas normalmente utilizadas em sistemas de potência.

Seja, portanto, uma linha de transmissão com os seguintes parâmetros:

- **Impedância longitudinal**, por unidade de comprimento:  $\dot{Z} = j \cdot \omega \cdot L$ ;
- **Admitância transversal**, por unidade de comprimento:  $\dot{Y} = j \cdot \omega \cdot C$ ;
- **Constante de propagação**:  $\dot{\gamma} = j \cdot \omega \cdot \sqrt{L \cdot C}$ ;
- **Constante de atenuação**:  $\alpha = 0$ ;
- **Constante de fase**:  $\beta = \omega \cdot \sqrt{L \cdot C}$ ;

- **Impedância característica:**  $\dot{Z}_C = Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$ ;
- **Potência característica:**  $\dot{S}_C = SIL = \frac{|V|^2}{Z_0}$ ;
- **Comprimento de onda:**  $\lambda = \frac{2 \cdot \pi}{\omega \cdot \sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{f \cdot \sqrt{L \cdot C}}$ ;
- **Comprimento elétrico:**  $\theta = \omega \cdot \sqrt{L \cdot C} \cdot d$ .

Todas as grandezas acima, com exceção da frequência  $f$ , foram apresentadas anteriormente. O circuito equivalente da linha está representado na Figura 2-4, com tensões nos extremos supostas iguais a  $\dot{V}_0 = V_0 \cdot e^{j\delta}$  e  $\dot{V}_1 = V_0$ , onde  $\delta$  é a defasagem entre ambas.

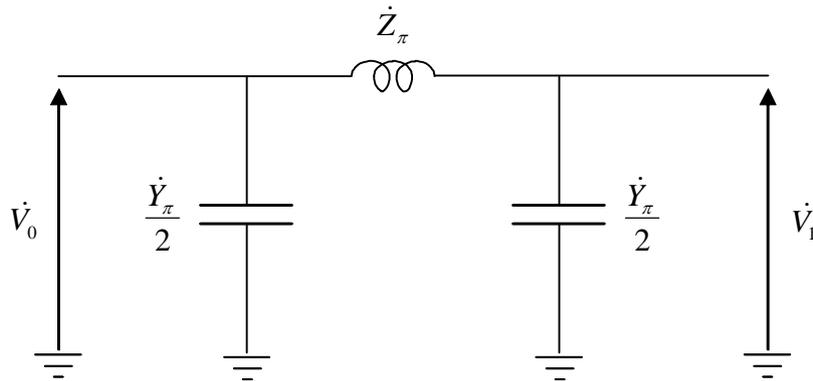


Figura 2-4 – Circuito equivalente de uma LT sem perdas

As expressões dos parâmetros deste circuito estão indicadas nas equações ( 2-29 ) e ( 2-30 ).

$$\dot{Z}_\pi = \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \operatorname{senh}(j \cdot \omega \cdot \sqrt{L \cdot C} \cdot d) = j \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \operatorname{sen}(\omega \cdot \sqrt{L \cdot C} \cdot d) = j Z_0 \cdot \operatorname{sen} \theta \quad (2-29)$$

$$\frac{\dot{Y}_\pi}{2} = \sqrt{\frac{C}{L}} \cdot \operatorname{tanh}\left(\frac{j \cdot \omega \cdot \sqrt{L \cdot C} \cdot d}{2}\right) = j \sqrt{\frac{C}{L}} \cdot \operatorname{tan}\left(\frac{\omega \cdot \sqrt{L \cdot C} \cdot d}{2}\right) = j \frac{1}{Z_0} \cdot \operatorname{tan}\left(\frac{\theta}{2}\right) \quad (2-30)$$

Com estes valores, as expressões da **potência ativa transmitida**, **potência reativa diferencial** (diferença entre a potência reativa nos extremos inicial e final) e **módulo da tensão no ponto central** da linha são as seguintes:

$$P = \frac{V_0^2}{Z_0} \cdot \frac{\text{sen} \delta}{\text{sen} \theta} = SIL \cdot \frac{\text{sen} \delta}{\text{sen} \theta} \quad (2-31)$$

$$\Delta Q = 2 \cdot \frac{V_0^2}{Z_0} \cdot \left( \cotg \theta - \frac{\cos \delta}{\text{sen} \theta} \right) = 2 \cdot SIL \cdot \left( \cotg \theta - \frac{\cos \delta}{\text{sen} \theta} \right) \quad (2-32)$$

$$\left| \dot{V} \left( \frac{x}{2} \right) \right| = V_0 \cdot \sqrt{\left( \cos \frac{\theta}{2} - \left( \cotg \theta - \frac{\cos \delta}{\text{sen} \theta} \right) \cdot \text{sen} \frac{\theta}{2} \right)^2 + \left( \text{sen} \delta \cdot \frac{\text{sen} \theta}{\text{sen} \frac{\theta}{2}} \right)^2} \quad (2-33)$$

Antes de iniciar a análise destas grandezas em função do comprimento da linha, é conveniente estabelecer uma relação numérica **aproximada** entre o comprimento elétrico  $\theta$  e o comprimento físico  $d$  de uma linha de transmissão. Para isto, utiliza-se a expressão da velocidade de propagação das ondas eletromagnéticas no vácuo ( $v$ ), como mostrado a seguir:

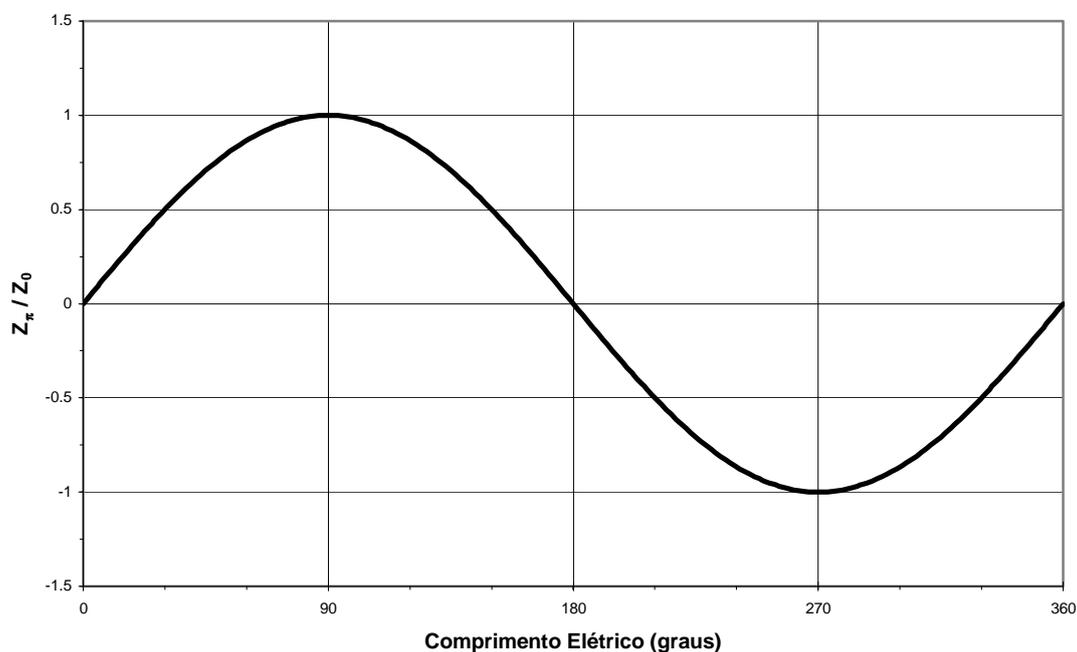
$$\theta = \omega \cdot \sqrt{L \cdot C} \cdot d \approx 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \sqrt{\mu_0 \cdot \epsilon_0} \cdot d \approx \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{v} \cdot d, \quad (2-34)$$

onde  $v$  é aproximadamente igual a  $3 \cdot 10^8$  km/s. A tabela a seguir apresenta alguns exemplos da relação apresentada em (2-34).

Comprimento Elétrico a 60 Hz (rad)	Comprimento Físico Aproximado (km)
$0,04 \cdot \pi$	100
$0,12 \cdot \pi$	300
$0,20 \cdot \pi$	500
$0,50 \cdot \pi$	1250
$0,95 \cdot \pi$	2375
$1,00 \cdot \pi$	2500
$1,05 \cdot \pi$	2625

**Tabela 2-2 – Relação aproximada entre o comprimento elétrico a 60 Hz e o comprimento físico de uma LT**

Primeiramente, considere-se a expressão do parâmetro longitudinal do circuito equivalente da linha, apresentada em ( 2-29 ). A relação entre  $\frac{\text{Im}[\dot{Z}_\pi]}{Z_0}$  e o comprimento elétrico da linha é apresentado na Figura 2-5.



**Figura 2-5 – Parâmetro longitudinal do circuito equivalente**

A partir do gráfico acima pode-se concluir que:

- como afirmado na seção 2.2,  $\dot{Z}_\pi$  é de fato diretamente proporcional ao comprimento da linha até  $x = \frac{\lambda}{4} \left( \theta = \frac{\pi}{2} \right)$ ;
- devido à variação senoidal, após este ponto o valor de  $\dot{Z}_\pi$  decresce até zero em  $\theta = \pi$ . Portanto, LT's com comprimento elétrico próximo a  $n \cdot \pi$  ( $n = 1, 2, 3...$ ) possuem baixos valores de  $\dot{Z}_\pi$ , positivos ou negativos;
- $|\dot{Z}_\pi|$  possui o mesmo valor para comprimentos elétricos iguais a  $\pm \theta$  e  $n \cdot \pi \pm \theta$ ;
- a operação de linhas nos pontos onde  $\theta = n \cdot \pi$  não é adequada, já que em torno destes pontos há inversão do sinal de  $\dot{Z}_\pi$  e, como será visto adiante, singularidades em algumas grandezas elétricas.

Assim, a linha de meio comprimento de onda não deve possuir, exatamente, comprimento igual a  $\frac{\lambda}{2}$ . Deve-se optar por comprimentos ligeiramente superiores ou inferiores a este valor. Isoladamente, a Figura 2-5 não permite a definição da melhor alternativa, sendo para isto necessária a análise conjunta das grandezas apresentadas em (2-31), (2-32) e (2-33).

Os três gráficos a seguir apresentam, respectivamente, a potência ativa transmitida, a potência reativa absorvida e o módulo da tensão no ponto central da linha, em função da defasagem angular entre as tensões terminais ( $\delta$ ), para quatro valores de comprimentos elétricos ( $\theta$ ):  $0,12 \cdot \pi$ ,  $0,20 \cdot \pi$ ,  $0,95 \cdot \pi$  e  $1,05 \cdot \pi$ . Os dois primeiros correspondem às linhas longas tradicionais, enquanto os dois últimos correspondem a duas alternativas para as LT's de meio comprimento de onda.

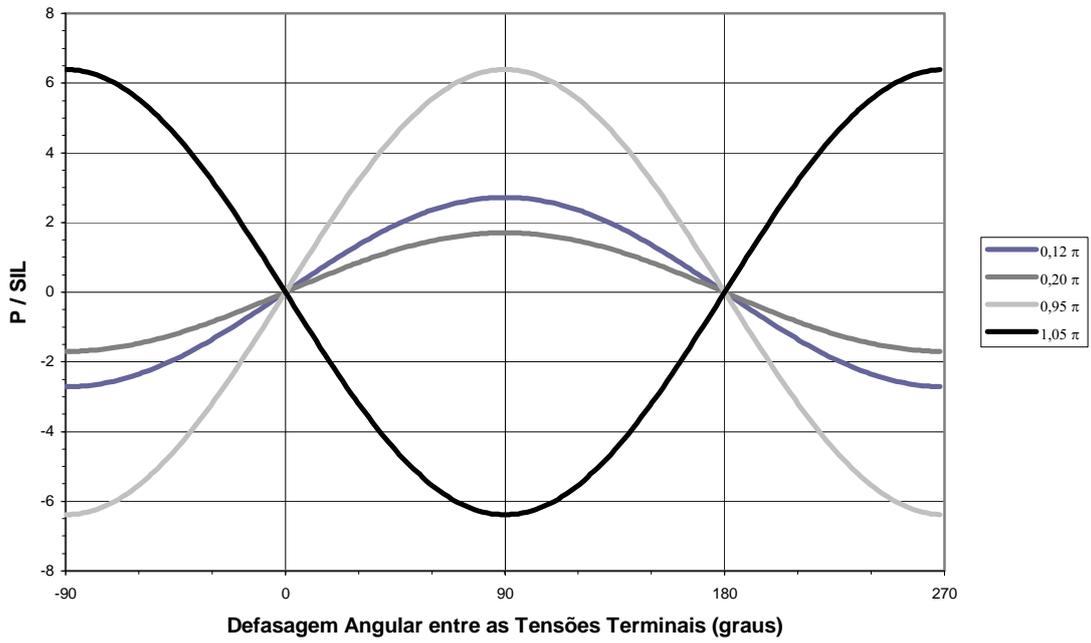


Figura 2-6 – Potência ativa transmitida pela linha

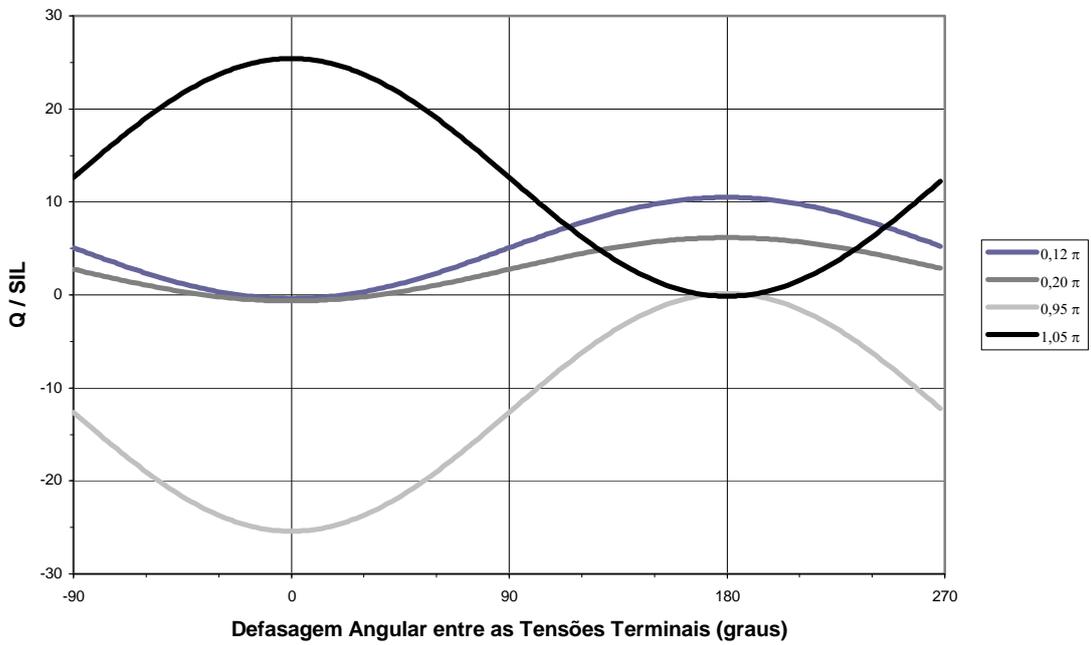
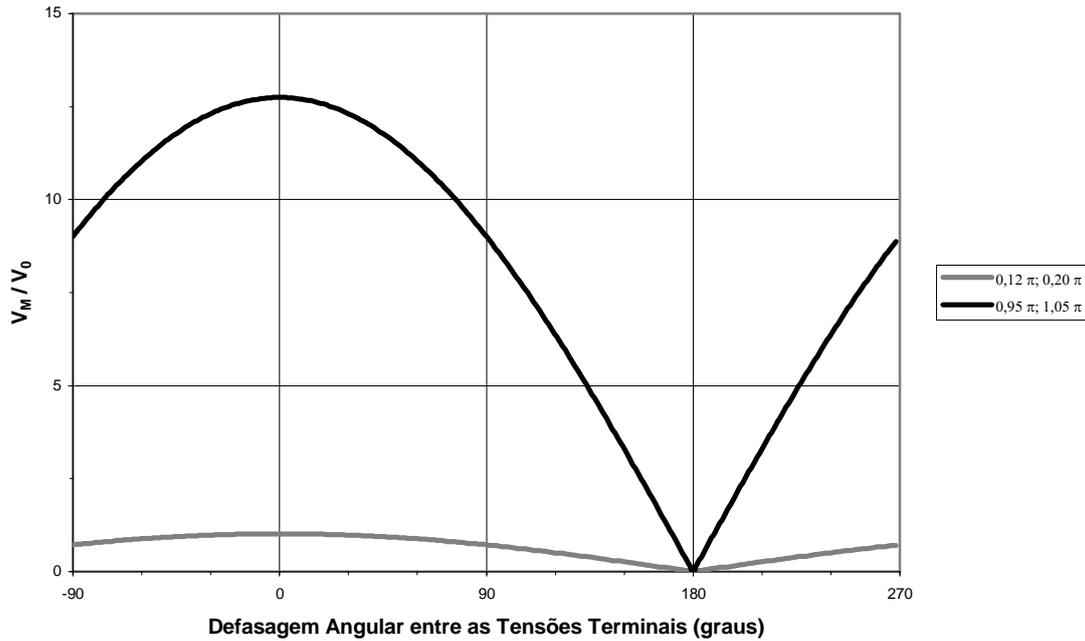


Figura 2-7 – Potência reativa diferencial



**Figura 2-8 – Tensão no ponto central da linha**

As seguintes considerações podem ser feitas a partir dos gráficos anteriores:

- de acordo com a Figura 2-6, há uma troca de sinais de  $\frac{dP}{d\delta}$  em  $\delta = \frac{\pi}{2}$ .  
Reconhecidamente, regiões com valores de  $\frac{dP}{d\delta}$  negativos apresentam sérios problemas de instabilidade, exigindo técnicas complexas de controle [4];
- para as linhas longas convencionais,  $\frac{dP}{d\delta}$  é positivo para valores de  $\delta$  próximos de zero e negativo para valores de  $\delta$  próximos de  $\pi$ . Até  $\delta = \frac{\pi}{2}$ , a potência ativa transmitida é diretamente proporcional a  $\delta$ ;
- o comportamento da potência ativa para a LT de meio comprimento de onda com  $\theta = 1,05 \cdot \pi$  é inverso ao das linhas longas convencionais e com  $\theta = 0,95 \cdot \pi$ .  $\frac{dP}{d\delta}$  é positivo para valores de  $\delta$  próximos de  $\pi$  e negativo para valores de  $\delta$  próximos de zero;

- na Figura 2-7 mostra-se que, para as linhas longas convencionais, os valores de potência reativa absorvida pela linha são diretamente proporcionais a  $\delta$  até  $\delta = \pi$ , podendo atingir até 10 vezes o valor do SIL da linha. No caso das linhas de meio comprimento de onda, ocorre o inverso – a potência reativa decresce com o aumento de  $\delta$ , sendo seu valor bastante reduzido na região próxima a  $\delta = \pi$ ;
- a partir da Figura 2-8 pode ser constatado que a variação da tensão no ponto central da LT é pequena no caso de linhas longas convencionais – aproximadamente na faixa de zero ( $\delta = \pi$ ) a 1,02 pu  $\left(\delta = \frac{\pi}{2}\right)$ . No caso das linhas de meio comprimento de onda, esta variação pode ser substancialmente maior, da ordem de zero a 13 pu.

A análise conjunta dos itens acima permite definir as regiões de operação mais adequadas para cada linha – enquanto a operação normal das linhas longas convencionais deve se concentrar na região com valores de  $\delta$  próximos a zero, as linhas de meio comprimento de onda devem operar com  $\delta$  próximo a  $\pi$ . Pode-se inclusive concluir que há diversas semelhanças entre a operação de linhas longas convencionais com valores de  $\delta$  próximos a zero e a operação de linhas de meio comprimento de onda com valores de  $\delta$  próximos a  $\pi$ .

Em princípio, a operação de sistemas em regiões com  $\frac{dP}{d\delta}$  negativo deve ser evitada devido aos problemas relacionados à estabilidade eletromecânica. Sob este ponto de vista, como pode ser visto na Figura 2-6, as linhas de meio comprimento de onda com  $\theta = 0,95 \cdot \pi$  são inadequadas para operação com  $\delta$  próximo a  $\pi$ . Portanto, dentre os dois tipos de LT's de meio comprimento de onda analisados, a alternativa tecnicamente mais adequada é linha com  $\theta = 1,05 \cdot \pi$ .

Desta forma, a operação de uma LT de meio comprimento de onda com  $\theta = 1,05 \cdot \pi$  na região com  $\delta$  próximo a  $\pi$  é muito semelhante à de uma linha média (por exemplo, com  $\theta = 0,05 \cdot \pi$ ), se analisada de seus terminais. Uma diferença básica

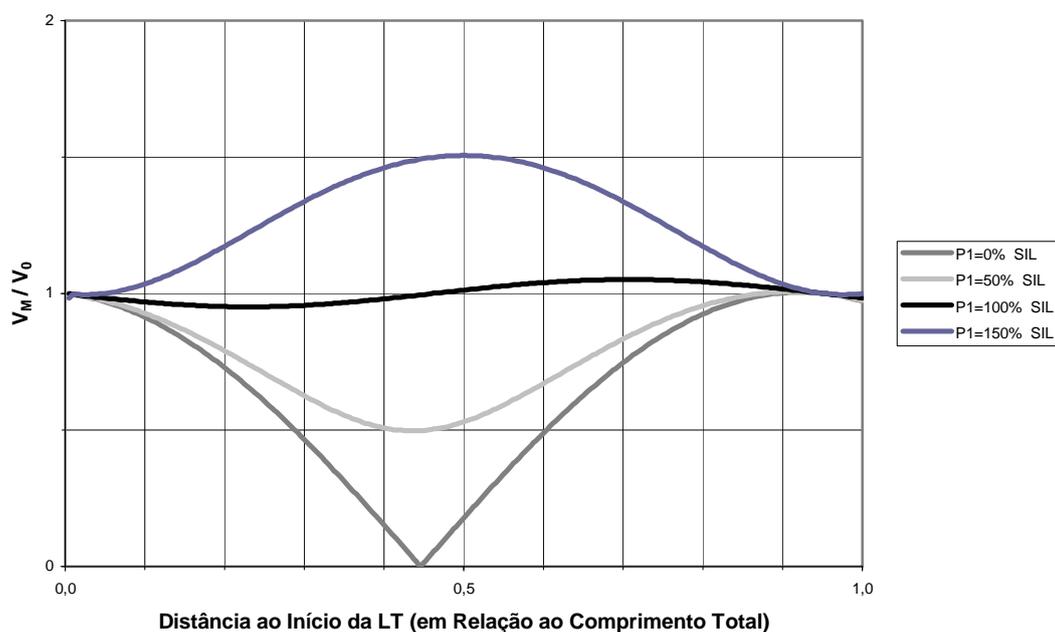
reside no fato de que o parâmetro longitudinal do circuito equivalente da LT com meio comprimento de onda é negativo, ao contrário do que ocorre nas linhas médias.

Contudo, como apresentado na Figura 2-8, a principal diferença entre as duas é o comportamento da tensão ao longo da LT. Observa-se que a variação da tensão no ponto central da LT em função de  $\delta$  (e, portanto, da potência ativa transmitida) é bem mais acentuada nas linhas de meio comprimento de onda do que nas linhas médias convencionais. Este problema não representa, em princípio, um obstáculo à operação da linha para transmissão ponto-a-ponto.

Um maior esclarecimento a respeito do comportamento da tensão ao longo da LT – e não apenas em seu ponto central, como indicado na Figura 2-8 – pode ser obtido por meio da análise da equação ( 2-24 ). A partir dela, o módulo da tensão em cada ponto da LT pode ser escrito como:

$$|\dot{V}(x)| = V_0 \cdot \sqrt{\left( \cos \frac{\theta \cdot x}{d} - \frac{Q_1 \cdot \text{sen} \frac{\theta \cdot x}{d}}{SIL} \right)^2 + \left( -\text{sen} \frac{\theta \cdot x}{d} + \frac{[-P_1 + SIL] \cdot \text{sen} \frac{\theta \cdot x}{d}}{SIL} \right)^2} \quad (2-35)$$

Considere-se, portanto, uma LT com comprimento elétrico de  $1,05 \cdot \pi$  e com  $Q_1 = 0,1 \cdot SIL$ . A Figura 2-9 apresenta o módulo da tensão ao longo da LT para quatro valores de potência ativa transmitida pela LT.



**Figura 2-9 – Módulo da tensão ao longo da LT**

Deve-se ressaltar que o gráfico apresentado na Figura 2-9 está de acordo com o apresentado na Figura 2-8, já que os quatro níveis de potência ativa considerados correspondem a defasagens angulares entre as tensões próximas a  $180^\circ$ .

Assim, os equipamentos de controle a serem aplicados às linhas longas podem ter os seguintes objetivos básicos:

- ajustar, por meio de compensação de parâmetros, o comprimento elétrico da linha para  $1,05 \cdot \pi$ , caso o comprimento físico seja inferior a 2600 km. Será visto no Capítulo 4 que as técnicas utilizadas pelos conversores FACTS reduzem significativamente as restrições de compensação reativa relacionadas ao emprego de capacitores ou reatores (principalmente no que se refere a instabilidades e presença de frequências de ressonância);
- controlar a tensão ao longo da LT;
- controlar a potência ativa transmitida.

No Capítulo 4 são apresentados aspectos gerais da operação de alguns dispositivos FACTS. Entre estes dispositivos, o funcionamento do GCSC (*GTO-Controlled Series Capacitor*) – utilizado neste trabalho para realizar o controle da potência ativa transmitida por uma linha de meio comprimento de onda – é detalhado, com o objetivo de modelar seu funcionamento no programa computacional de simulação de circuitos a ser apresentado no Capítulo 6.

# CAPÍTULO 3

## ESCOLHA DO DISPOSITIVO FACTS PARA CONTROLE

---

No final do Capítulo 2 foram apresentadas as principais funções de controle a serem realizadas em uma linha de meio comprimento de onda. Com comportamento semelhante ao de uma linha média convencional do ponto de vista das grandezas elétricas em seus terminais, os pesados níveis de compensação reativa, em geral praticados nas linhas longas convencionais, não são necessários à operação de uma LT com comprimento próximo a  $\frac{\lambda}{2}$ .

Além disso, como o funcionamento da linha com suas tensões terminais defasadas de um ângulo próximo a  $\pi$  radianos é estável, foi discutido que tais funções de controle recaem sobre três aspectos básicos:

- pequenos ajustes no comprimento elétrico da LT, caso necessário, para que seu comprimento físico seja ligeiramente superior a  $\frac{\lambda}{2}$ , para a frequência de operação normal da LT;
- controle da potência ativa transmitida pela linha;
- manutenção da tensão ao longo da linha em níveis aceitáveis, caso a potência a ser transmitida pela LT seja superior à sua potência característica.

Portanto, é possível identificar, a partir do exposto acima, as variáveis nas quais os dispositivos de controle devem atuar para realizar suas funções. Elas estão resumidas na equação que define a transferência de potência ativa entre duas barras de um subsistema, apresentada no Capítulo 2 [( 2-22 )] e repetida a seguir por facilidade de consulta.

$$P = \frac{V_1 \cdot V_2}{X_{12}} \cdot \text{sen} \delta,$$

( 3-1 )

onde:

- $V_1$  e  $V_2$  são os módulos das tensões nas barras 1 e 2, respectivamente;
- $X_{12}$  é o módulo da impedância entre as barras 1 e 2;
- $\delta$  é a defasagem angular entre as tensões das barras 1 e 2.

Quaisquer das funções de controle mencionadas anteriormente podem ser realizadas com o ajuste correto de pelo menos um desses três parâmetros – tensão, impedância e defasagem angular.

Neste capítulo são apresentados alguns aspectos gerais relativos à tecnologia FACTS, bem como os principais controladores construídos com base nela [5, 6]. As características básicas de cada um são analisadas, a fim de identificar não só aquele que melhor se enquadra no tipo de controle abordado neste trabalho – controle da potência ativa transmitida por uma LT de meio comprimento de onda – mas também discutir as vantagens e desvantagens da utilização dos demais equipamentos.

### **3.1 A Tecnologia FACTS**

Tecnologia surgida no fim da década de 80, no EPRI (*Electronic Power Research Institute*), Estados Unidos, os FACTS (*Flexible AC Transmission Systems*) são sistemas que utilizam controladores construídos com o uso de dispositivos de eletrônica de potência (principalmente chaves semicondutoras controladas), com o objetivo de regular fluxo de potência e/ou tensão e, por meio de estratégias de controle rápido – sem a dinâmica dos controles convencionais – eliminar perturbações no sistema.

Para que esses objetivos possam ser atingidos, é fundamental que os dispositivos eletrônicos se desenvolvam a ponto de serem capazes de operar em grandes sistemas (com potência nominal da ordem de centenas de MVA), o que tem motivado, desde aquela época, estudos de configurações otimizadas de controladores/compensadores e de chaves semicondutoras (e seu controle de

disparo/bloqueio) para os diversos níveis de tensão e tipos de controle a serem realizados.

Estes estudos levaram, no fim da década de 90, ao surgimento de dois grupos de dispositivos FACTS, classificados de acordo com o tipo de equipamento utilizado para sua construção e operação [5]:

- **Controladores Baseados em Tiristores:** utilizam capacitores chaveados, reatores controlados ou transformadores com *tap* variável – todos controlados por tiristores;
- **Controladores Baseados em Conversores Estáticos:** utilizam conversores estáticos – com chaves de comutação controlada – como fontes de tensão controlada.

Antes de uma descrição mais detalhada dos dois grupos, é conveniente uma rápida apresentação das chaves semicondutoras mais empregadas atualmente na construção dos controladores e conversores de eletrônica de potência.

### 3.2 Principais Chaves Semicondutoras

As chaves semicondutoras podem ser divididas em três grupos, de acordo com o seu grau de controle [7]:

- **Diodos:** ambos os estados *ON* (em condução) e *OFF* (em bloqueio) são ativados pelas condições do circuito;
- **Tiristores:** o estado *ON* é ativado por um sinal de controle, mas o estado *OFF* só pode ser ativado pelas condições do circuito;
- **Chaves Controladas:** ambos os estados *ON* e *OFF* podem ser ativados por sinais de controle. Neste grupo concentram-se os principais estudos de pesquisa para o desenvolvimento de novas tecnologias. Dele fazem parte: MOSFETs (*Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistors*), GTOs (*Gate Turn-*

*Off Thyristors*), IGBTs (*Insulated Gate Bipolar Transistors*) e, mais recentemente, IGCTs (*Insulated Gate-Commutated Thyristors*) e HVIGBTs (*High Voltage Insulated Gate Bipolar Transistors*).

Os diodos entram em condução quando as condições do circuito de potência provocam uma tensão anodo-catodo positiva, fazendo com que a corrente flua do anodo para o catodo. De forma contrária, quando o circuito provoca uma inversão da corrente normal de condução do diodo, o estado *OFF* é ativado e o diodo é bloqueado, surgindo uma tensão negativa entre o anodo e o catodo.

Ao contrário dos diodos, os tiristores são capazes de bloquear uma tensão positiva anodo-catodo, permanecendo em seu estado *OFF*, a menos que um pulso de corrente positiva no *gate*, de curta duração, seja aplicado com a tensão anodo-catodo ainda positiva. Neste momento ocorre a comutação para o estado *ON* e a corrente de *gate* pode ser removida; o tiristor só volta ao estado *OFF* quando o circuito de potência provocar a reversão da corrente normal de condução.

Em todas as chaves controladas os estados *ON* e *OFF* são ativados por circuitos de controle. As diferenças entre elas residem basicamente nos métodos utilizados para a comutação (tensão ou corrente, aplicados em pulsos ou de forma contínua), nos valores nominais de tensão de bloqueio e corrente de condução e na velocidade de comutação, conforme resumido na tabela a seguir [8, 9, 10, 11, 12, 13, 14].

Chave	Ativação de Estados		Valores Nominais *	Velocidade de Comutação *
	<i>ON</i>	<i>OFF</i>		
Transistor	Corrente na base (contínua)	Remoção da corrente de base	1,4 kV	100 ns – 1 µs
MOSFET	Tensão <i>gate-source</i> acima do valor de <i>threshold</i> (contínua)	Remoção da tensão <i>gate-source</i>	1,0 kV	10 ns – 100 ns
GTO	Corrente positiva no <i>gate</i> (pulso)	Corrente negativa no <i>gate</i> (pulso)	6,0 kV 6,0 kA	1 µs – 25 µs
IGBT	Tensão <i>gate-emissor</i> acima do valor de <i>threshold</i> (contínua)	Remoção da tensão <i>gate-emissor</i>	2,3 kV 1,2 kA	500 ns
HVIGBT	Tensão <i>gate-emissor</i> acima do valor de <i>threshold</i> (contínua)	Remoção da tensão <i>gate-emissor</i>	3,3 kV 2,4 kA	1 µs
IGCT	Corrente positiva no <i>gate</i> (pulso)	Corrente negativa no <i>gate</i> (pulso)	4,5 kV 4,0 kA	2 µs

\* Valores aproximados

**Tabela 3-1 – Comparação das chaves controladas**

Como pode ser observado na Tabela 3-1, os valores nominais dos GTOs são elevados, motivo pelo qual eles se tornaram os dispositivos de chaveamento mais utilizados em aplicações de alta potência até hoje. Para sistemas de média potência, o IGBT é o dispositivo mais empregado [7].

Contudo, os HVIGBTs e os IGCTs, que representam uma nova geração de chaves semicondutoras, vêm ameaçando a predominância dos GTOs, devido a avanços obtidos em dois aspectos básicos: perdas no chaveamento e não necessidade de circuitos *snubber* para limitar o valor de  $dv/dt$  no bloqueio. Inclusive, já está em operação comercial, por mais de um ano, a primeira interconexão – de 100 MVA – baseada em chaves IGCT [9].

### 3.3 Controladores Baseados em Tiristores

Os controladores que compõem este grupo são o SVC (*Static Var Compensator*), o TCSC (*Thyristor-Controlled Series Capacitor*) e o TCPAR (*Thyristor-Controlled Phase Angle Regulator*). Cada um deles é responsável pelo controle de um dos três parâmetros citados no início do capítulo: tensão (SVC), impedância (TCSC) e defasagem angular (TCPAR), conforme o esquema apresentado na Figura 3-1.

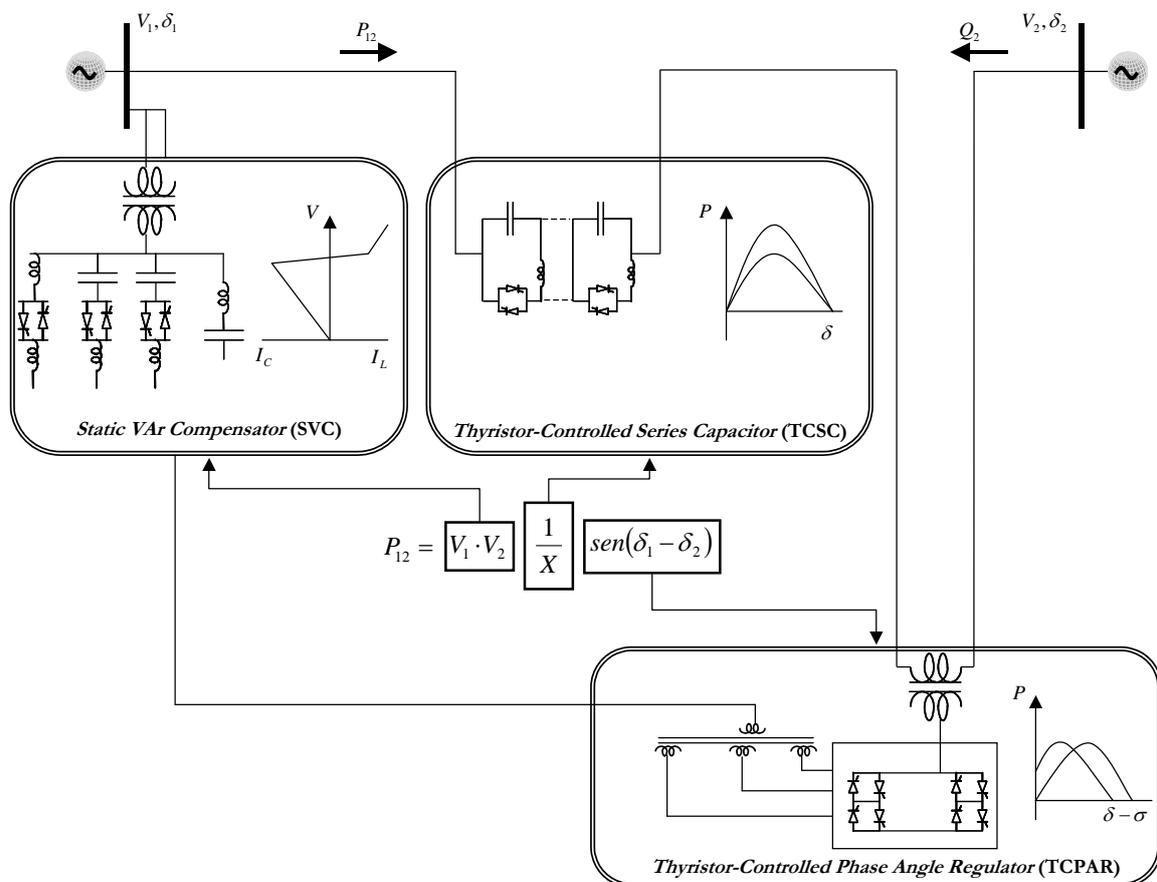


Figura 3-1 – Atuação dos controladores baseados em tiristores [5]

O SVC e o TCSC utilizam, como apresentado na seção 3.1, bancos de capacitores e/ou de reatores convencionais em conjunto com tiristores para a realização das funções de controle. Neste caso, não há troca de potência ativa com a rede e o controle é feito mediante a troca de potência reativa feita pelos bancos. O papel dos tiristores é controlar a impedância reativa efetiva que estes bancos representam para o sistema e, conseqüentemente, a potência reativa trocada com o mesmo.

O fato de representar uma impedância reativa variável leva às seguintes desvantagens:

- possibilidade de geração de ressonâncias sub ou supersíncronas, devido às interações com as impedâncias do sistema;
- dependência das grandezas elétricas do sistema (tensão e corrente). Esta dependência dificulta uma operação eficiente destes equipamentos quando da ocorrência de grandes perturbações que levem-os a operar fora de seus limites.

No caso do TCPAR, não há utilização de bancos de capacitores ou reatores e os tiristores controlam um transformador com *tap* variável. Desta forma, não há interferência com a impedância do sistema e os problemas descritos acima não ocorrem.

Nas seções a seguir é apresentada uma descrição básica do funcionamento de cada um dos três equipamentos mencionados [5, 6].

### **3.3.1 SVC – *Static Var Compensator***

O SVC é composto de capacitores fixos ou chaveados e reatores controlados por tiristores, sendo instalado como uma impedância *shunt* variável em uma barra do sistema, como apresentado na Figura 3-1. A Figura 3-2 apresenta mais detalhes a respeito da conexão dos dispositivos.

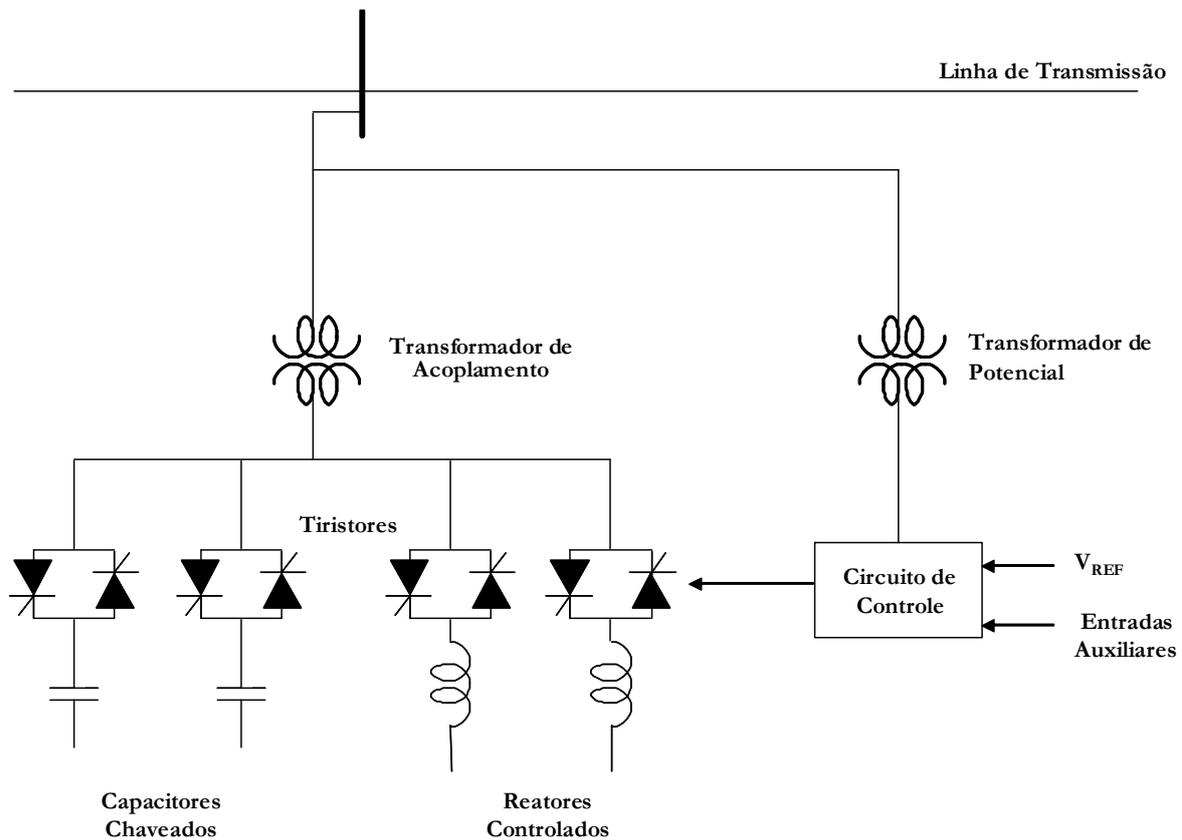
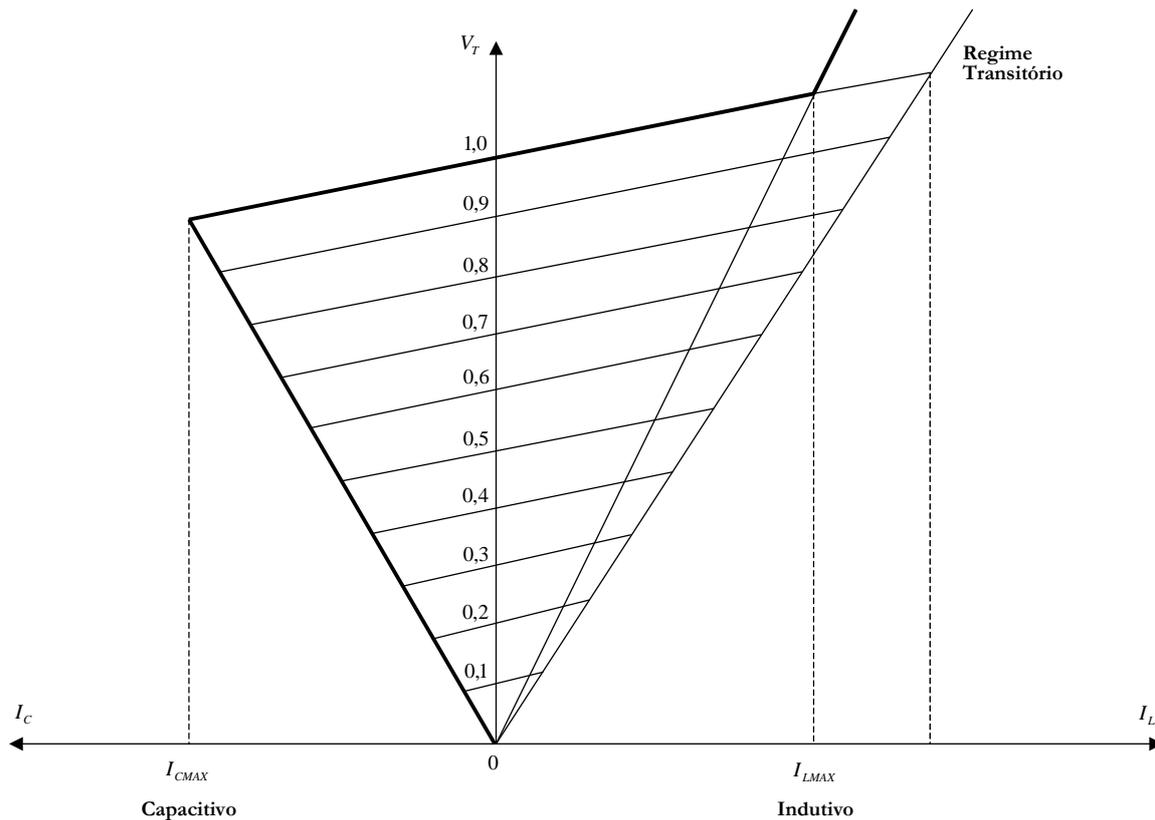


Figura 3-2 –Conexão dos dispositivos no SVC [5]

Com o controle do disparo dos tiristores, o SVC produz uma corrente de compensação reativa, ora capacitiva ora indutiva, a fim de regular a tensão na barra à qual é conectado. Esta corrente pode ser variada continuamente dentro dos limites capacitivo e indutivo do equipamento.

Contudo, como mostra a curva  $i-v$  a seguir, o limite máximo de corrente capacitiva decresce linearmente com a redução da tensão na barra, o que indica que, caso a tensão na barra se reduza, a potência reativa trocada com o sistema diminui quadraticamente. Desta forma, a capacidade de regular a tensão do SVC é prejudicada justamente quando há maior necessidade de controle da tensão.



**Figura 3-3 – Curva  $i-v$  do SVC [5]**

Cumprе ressaltar que a capacidade de regulação da tensão do SVC pode ser útil à manutenção da estabilidade dinâmica do sistema, já que a potência ativa transmitida pelas LT's pode ser regulada – por meio do ajuste da tensão em seus terminais – durante a aceleração ou desaceleração das máquinas.

### **3.3.2 TCSC – Thyristor-Controlled Series Capacitor**

Como mostrado na Figura 3-1, o TCSC é conectado em série com a linha de transmissão a ser controlada. A Figura 3-4 apresenta um exemplo de conexão dos equipamentos.

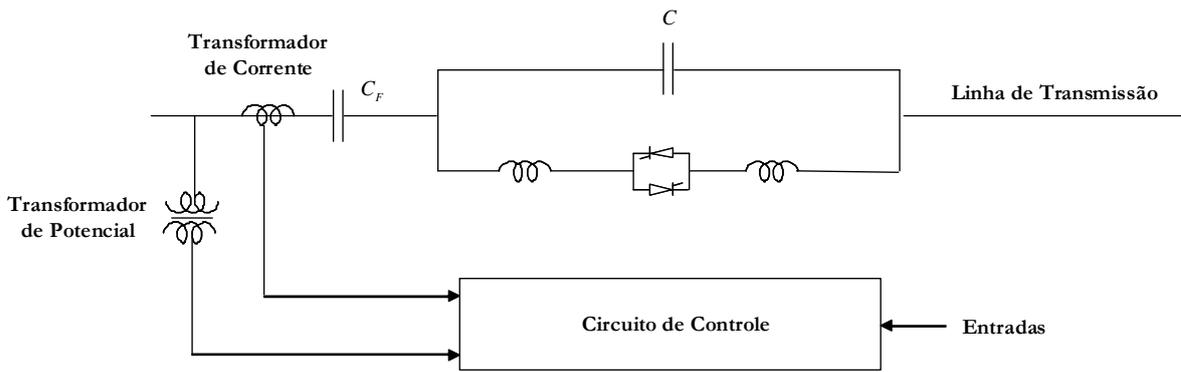


Figura 3-4 – Formas de conexão dos equipamentos no TCSC [5]

O TCSC caracteriza-se pelo arranjo em paralelo capacitor/reator controlado. O capacitor fixo  $C_F$  mostrado na figura pode ser ligado em série a fim de permitir um ajuste fino de compensação em torno de um valor básico de referência. A compensação é feita com a variação do período de condução do tiristor – e, portanto, da corrente no reator.

A compensação da impedância série da LT, além de permitir o controle de potência ativa transmitida pela mesma, pode ser eficiente na manutenção da estabilidade transitória e no amortecimento de oscilações, sendo fundamental em linhas de transmissão longas convencionais.

Os pontos negativos do TCSC consistem na **necessidade da utilização tanto de capacitores quanto de reatores**, na **área de possível ressonância devido ao paralelismo capacitor/indutor** e na **impossibilidade de uma compensação contínua devido às características do chaveamento com tiristores**. Como será visto mais adiante, um outro tipo de chaveamento de capacitores pode ser utilizado a fim de eliminar estas desvantagens.

### 3.3.3 TCPAR – Thyristor-Controlled Phase Angle Regulator

A Figura 3-1 indica os principais componentes do TCPAR e suas formas de conexão com o sistema: dois transformadores – um em série e outro em *shunt*, cujo secundário possui vários *taps* – e um arranjo de tiristores conectando o secundário do transformador série com os *taps* do transformador *shunt*.

O secundário do transformador *shunt* possui três enrolamentos diferentes, cuja relação de espiras é 1:3:9. O chaveamento dos tiristores pode retirar estes enrolamentos do circuito ou fazer com que suas polaridades sejam revertidas, variando-se assim a tensão composta no enrolamento primário do transformador *shunt* e alterando-se seu ângulo de fase. Esta alteração pode ser utilizada para controlar o fluxo de potência ativa em linhas de transmissão, tanto em regime permanente como para melhorar a estabilidade transitória e dinâmica do sistema.

Como não há utilização de elementos armazenadores de energia, toda a energia trocada com o sistema para a geração de tensão no TCPAR é suprida (ou absorvida) pelo próprio sistema (por meio dos transformadores série e *shunt*). Como consequência, as potências nominais de ambos os transformadores devem ser essencialmente as mesmas.

Em aplicações práticas, há duas sérias desvantagens, relacionadas aos aspectos acima descritos:

- elevados valores de queda de tensão na linha de transmissão, caso a potência reativa necessária à geração da tensão seja também elevada. Este fato é decorrente da falta de elementos armazenadores de energia, fazendo com que o próprio sistema seja responsável pelas trocas de potências [5];
- custo de implantação relativamente alto, devido às altas potências nominais de ambos os transformadores e ao elevado número de tiristores empregados.

Estas desvantagens têm sido decisivas até hoje, visto que não há equipamentos deste tipo instalados em Sistemas de Potência atualmente.

### **3.4 Controladores Baseados em Conversores Estáticos**

Neste grupo estão o STATCOM (*Static Synchronous Compensator*), o SSSC (*Static Synchronous Series Compensator*), o UPFC (*Unified Power Flow Controller*) e, mais recentemente, o IPFC (*Interline Power Flow Controller*).

A atuação destes dispositivos nos parâmetros da equação ( 3-1 ) é diferente do caso dos controladores baseados em tiristores: a tensão pode ser controlada pelo STATCOM, a impedância da LT pelo SSSC e os três parâmetros – individualmente ou em conjunto – pelo UPFC. O IPFC, além da compensação série, permite a transferência de potência ativa entre duas ou mais linhas de transmissão. A Figura 3-5 ilustra a atuação dos controladores mencionados.

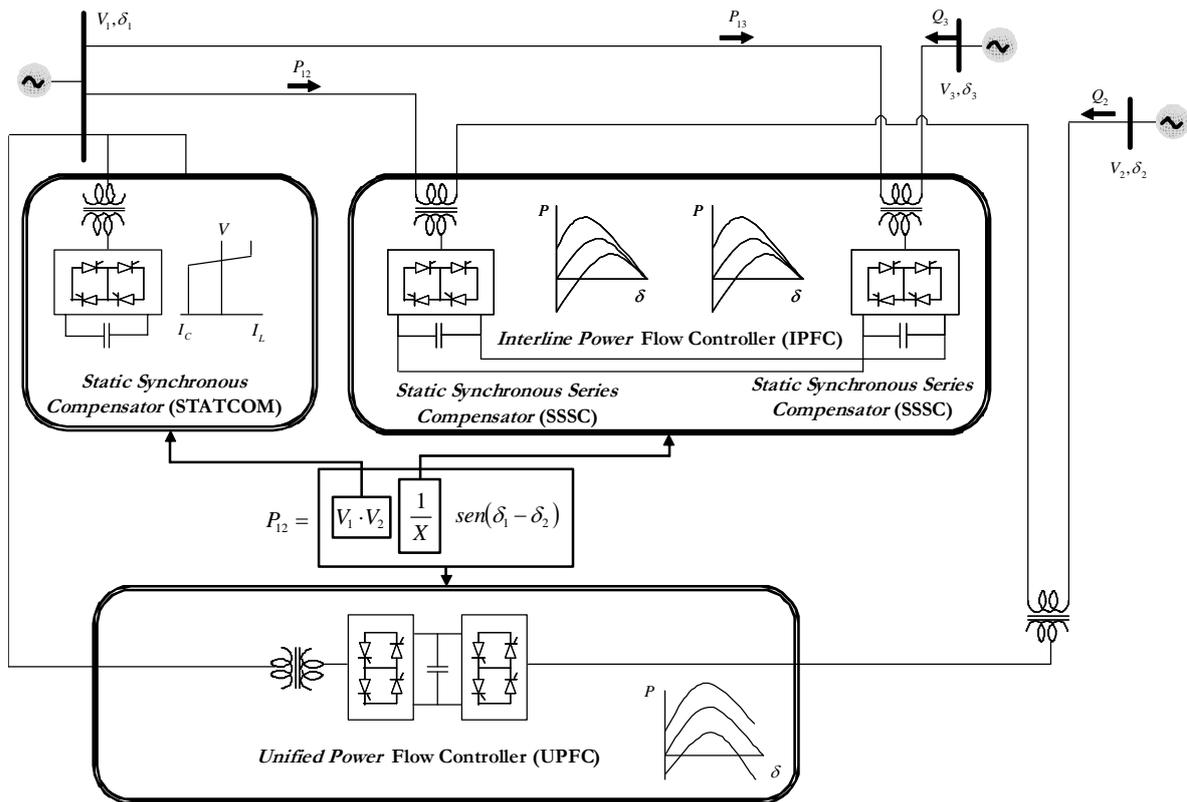


Figura 3-5 – Atuação dos controladores baseados em conversores estáticos [5]

Os equipamentos deste grupo utilizam conversores de potência alimentados por tensão – denominados VSCs (*Voltage-Sourced Converters*) e cuja alimentação pode ser feita por meio de um capacitor ou uma fonte de tensão CC – para a realização das funções de controle. Desta forma, em vez de impedâncias reativas variáveis como o SVC e o TCSC, estes equipamentos representam, para o sistema, fontes controladas de tensão.

O controle feito pelos conversores é rápido e permite, em geral, um desempenho superior em relação aos equipamentos baseados em tiristores. Esta superioridade deve-se a três aspectos principais:

- capacidade de troca de potência ativa com o sistema, caso os conversores estejam associados a fontes de energia pelos seus lados CC. Este recurso permite melhor desempenho no controle do fluxo de potência e de perturbações;
- inexistência de problemas relacionados a ressonâncias devido a interações capacitores/reatores, já que não há interferências com as impedâncias do sistema;
- relativa independência das grandezas elétricas do sistema, devido ao uso de VSCs e não de impedâncias, permitindo um controle eficiente mesmo sob fortes perturbações.

São apresentadas, nas seções a seguir, as principais características dos quatro equipamentos componentes deste grupo de dispositivos FACTS.

#### **3.4.1 STATCOM – *Static Synchronous Compensator***

O STATCOM controla a tensão na barra à qual é conectado por meio da injeção de uma corrente de compensação reativa na mesma. Assim, se houver uma redução da tensão na barra, gera-se uma corrente capacitiva para que a tensão aumente; caso contrário, o equipamento fornece uma corrente indutiva para que a tensão diminua.

Como o controle da tensão é feito unicamente mediante compensação reativa, a alimentação de tensão do conversor pode ser feita por um capacitor CC. Neste caso, pode-se mantê-lo carregado com fluxos de potência ativa da rede para o STATCOM, obtidos a partir de defasagens na tensão de saída, geradas pelo controle do chaveamento do conversor.

Estes fluxos de potência são responsáveis não só pela manutenção, mas também pelo aumento ou diminuição da carga (tensão) do capacitor CC, que está relacionada à tensão de saída do conversor, no caso do uso de conversores multipulso [15]. O aumento desta tensão resulta na geração de uma corrente de compensação

capacitiva, enquanto que a diminuição causa a geração de uma corrente indutiva, como mostrado na Figura 3-6 [16].

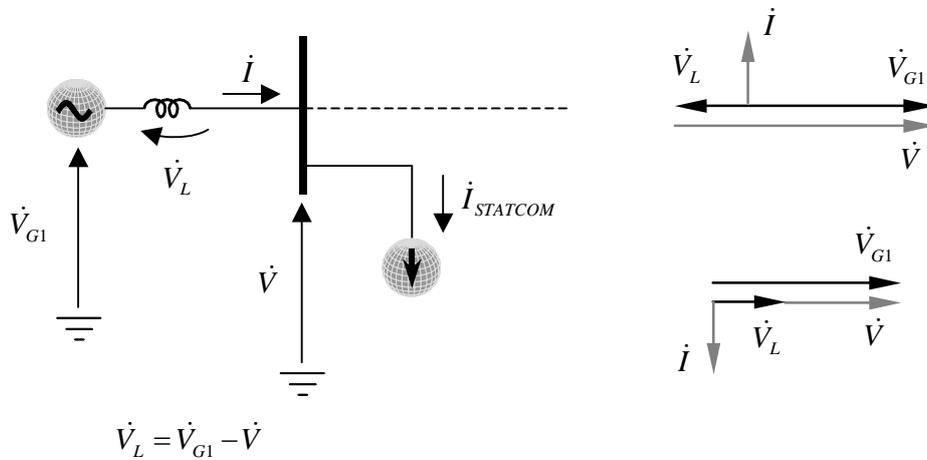


Figura 3-6 – Geração de corrente de compensação reativa pelo STATCOM [16]

A Figura 3-7 apresenta a curva  $v-i$  do STATCOM. Como mostrado, a corrente capacitiva pode ser produzida de forma praticamente independente da tensão do sistema, em contraste com o que ocorre com o SVC (ver Figura 3-2) que, por representar uma impedância, apresenta variação de corrente em função da tensão da barra à qual é conectada.

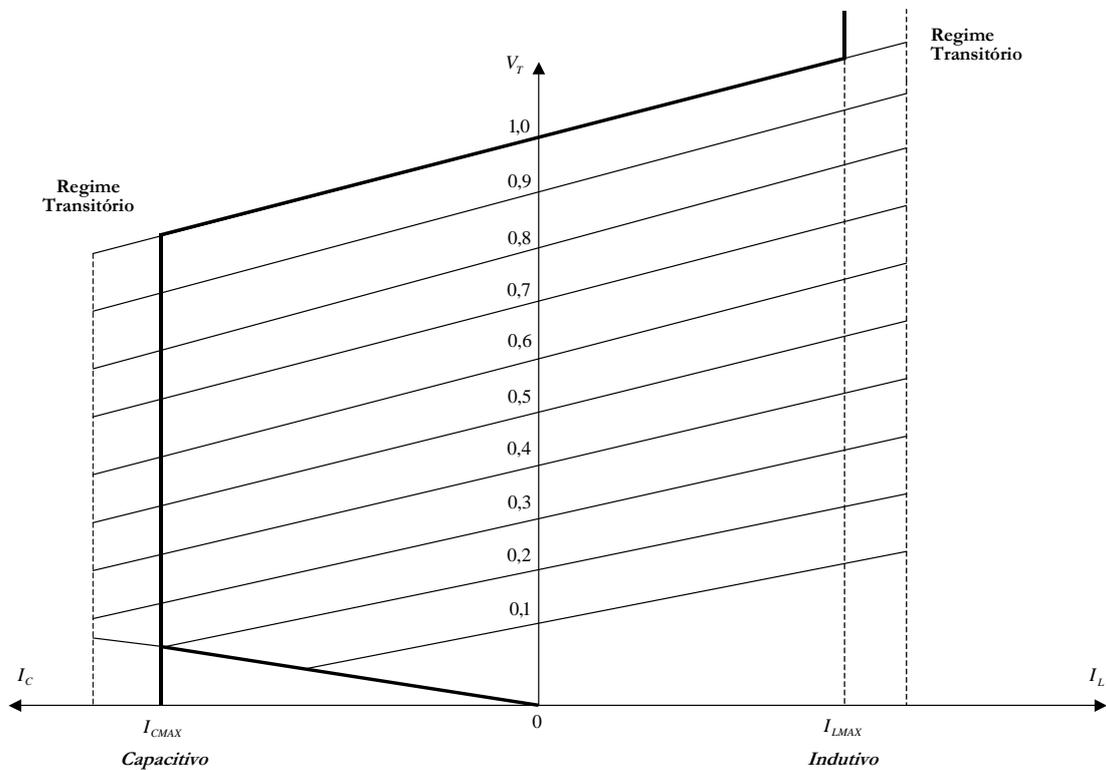


Figura 3-7 – Curva  $v-i$  do STATCOM [5]

Cumprе ressaltar que o fato de o STATCOM produzir corrente capacitiva nominal mesmo sob operação com baixos valores de tensão faz com que seu desempenho seja superior ao do SVC também em termos de estabilidade transitória.

### 3.4.2 SSSC – *Static Synchronous Series Compensator*

Pelo fato de se tratar de um VSC e não de uma impedância reativa, a maneira pela qual o SSSC atua na compensação longitudinal das linhas de transmissão é ligeiramente diferente da forma de atuação do TCSC.

A fim de evidenciar a diferença entre ambos, considere-se a Figura 3-8, na qual um capacitor (aqui representando a impedância variável do TCSC) é inserido em série com a linha de transmissão.

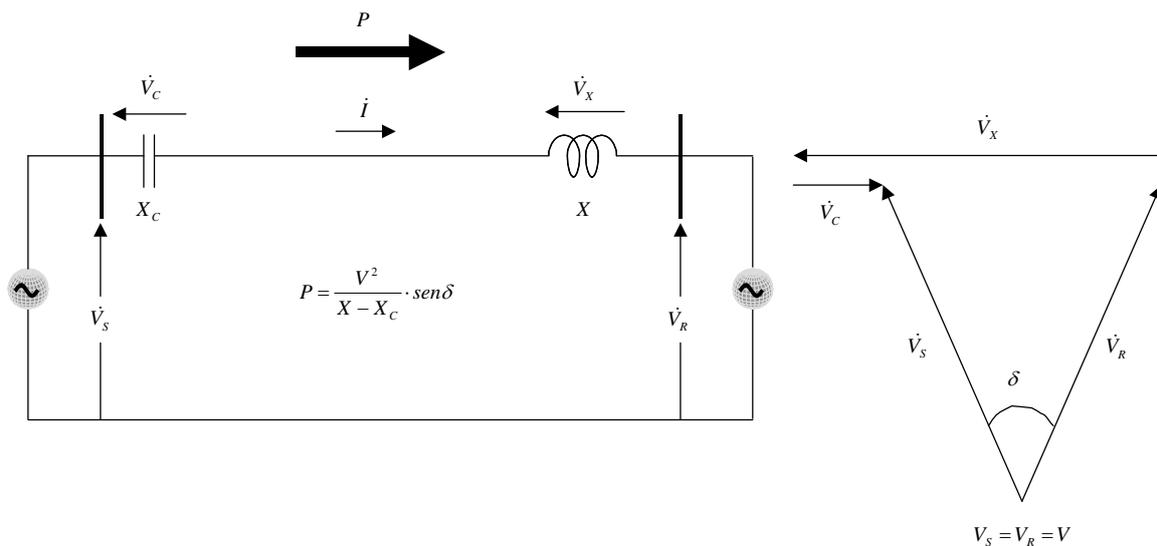


Figura 3-8 – Compensação série com um capacitor [5]

Neste tipo de compensação, a função do capacitor pode ser vista como sendo a de produzir uma tensão nos seus terminais ( $\dot{V}_c$ ) a fim de aumentar a tensão na impedância indutiva da linha de transmissão ( $\dot{V}_L$ ), aumentando assim a corrente na linha e, conseqüentemente, a potência ativa transmitida pela mesma.

Sob este ponto de vista, a tensão  $\dot{V}_C$  pode ser gerada não por um capacitor, mas por um VSC, de forma semelhante à que ocorre com o capacitor, ou seja,  $90^\circ$  em atraso em relação à corrente na linha.

Desta forma, obtém-se uma compensação equivalente, com a vantagem – já apresentada na seção 3.4.1 e característica dos controladores baseados em conversores – da independência das grandezas elétricas do sistema. No caso do SSSC, o chaveamento do conversor é responsável pelo controle da tensão de saída  $\dot{V}_C$ , mantendo-a independente (em módulo) da corrente da linha.

Além disso, o controle do conversor pode fazer com que a tensão de saída do SSSC seja invertida, ou seja, torne-se avançada de  $90^\circ$  com relação à corrente. Neste caso, a tensão  $\dot{V}_L$  se reduziria, o que seria equivalente a um aumento da impedância longitudinal da LT ou, em outras palavras, a uma compensação indutiva. Também neste aspecto o SSSC é vantajoso frente ao TCSC, visto que a compensação indutiva, neste último, só pode ser obtida com o arranjo capacitor/reator controlado em paralelo, que apresenta problemas de ressonância.

Cumprе ressaltar que, da mesma forma que no caso do STATCOM, a troca de potência ativa é apenas temporária, enquanto a de potência reativa é constante. Portanto, a alimentação de tensão do VSC para o SSSC também pode ser feita por um capacitor CC.

### 3.4.3 UPFC – *Unified Power Flow Controller*

Na seção anterior foi mencionado que o SSSC atua na compensação da impedância longitudinal das linhas de transmissão – e, conseqüentemente, no controle da potência ativa transmitida – por meio da geração de uma tensão nos seus terminais ( $\dot{V}_C$ ), alterando assim a tensão na impedância da LT ( $\dot{V}_L$ ). Foi discutido também que o SSSC, por ser construído a partir de um VSC, não altera a impedância do sistema.

O princípio de funcionamento do UPFC pode ser considerado como uma generalização do princípio do SSSC, uma vez que a tensão série de compensação produzida não está necessariamente em quadratura com a corrente na LT. Desta forma,

a tensão  $\dot{V}_c$  gerada pelo conversor pode ter módulo variável de zero até seu valor máximo e ângulo variável de 0 a  $2\cdot\pi$ .

Este grau de liberdade adicional implica na troca de potências ativa e reativa entre o conversor e o sistema, e não apenas de potência reativa, como no caso do SSSC. Este balanço de potência ativa deve ser feito por um outro conversor, formando uma configuração *back-to-back*, como ilustra a Figura 3-9.

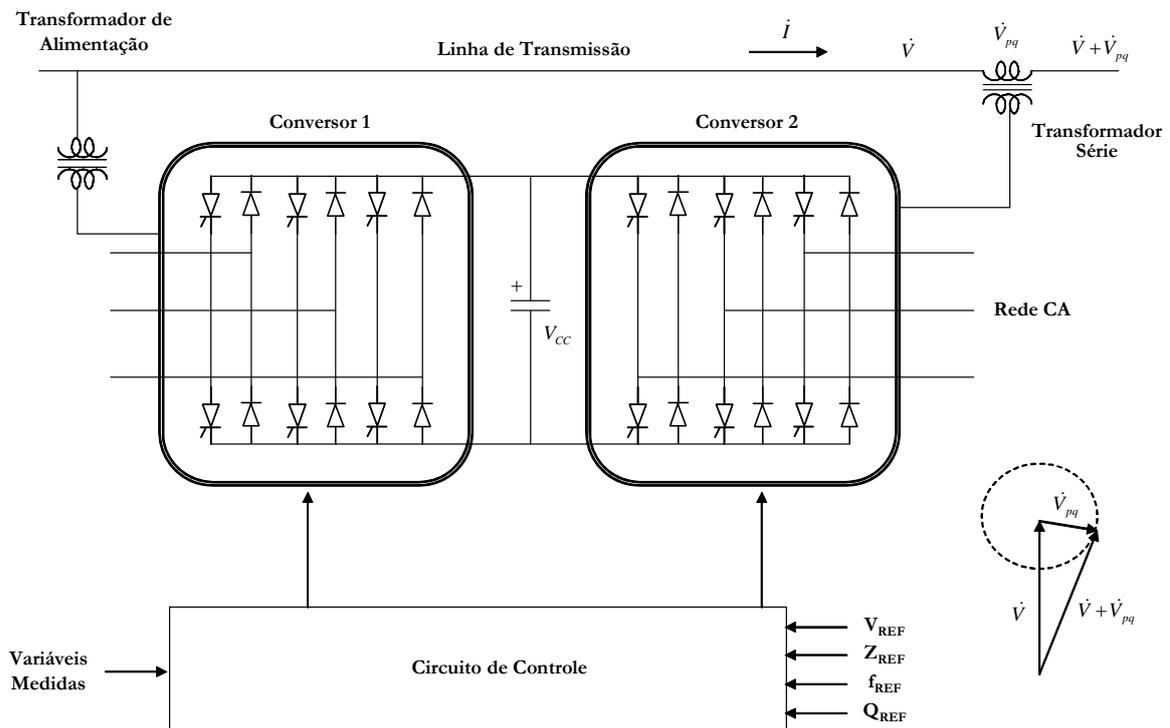


Figura 3-9 – Conexão do UPFC [5]

Na Figura 3-9, o conversor #1 é responsável pelo controle da potência ativa trocada entre o conversor #2 e o sistema. Esta potência é obtida da própria rede pelo conversor #1, como, por exemplo, de um gerador conectado ao terminal inicial da LT. Pelo fato de o balanço de potência ativa para o conversor #2 – conectado em série com a LT – ser feito pelo conversor #1 – conectado em *shunt* – o UPFC é às vezes considerado como uma junção SSSC (conversor #2) + STATCOM (conversor #1), já que o conversor #1 pode de fato atuar como um STATCOM, gerando corrente reativa controlada.

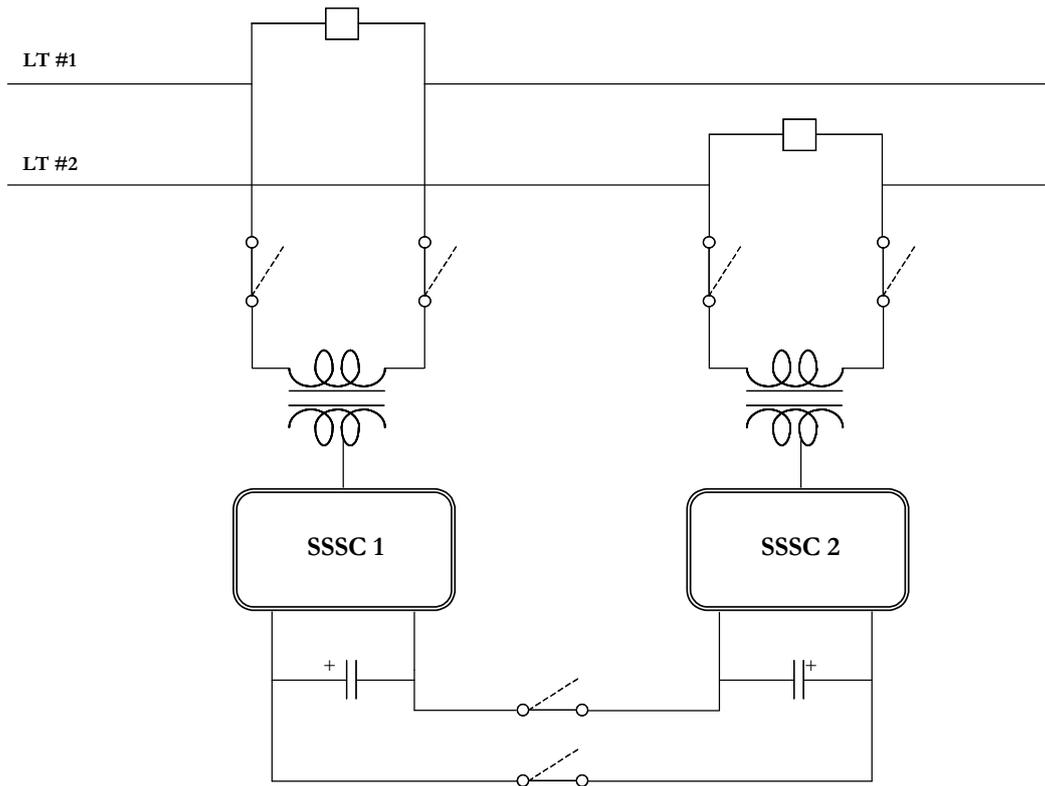
Um outro ponto de vista sob o qual o UPFC pode ser analisado é o das potências na linha de transmissão – o controle bidimensional do dispositivo (módulo e ângulo da tensão série de compensação) permite a modificação do módulo e do ângulo da corrente na LT e, portanto, o controle independente das potências ativa e reativa.

Este controle independente leva a uma operação ainda mais completa deste equipamento em relação aos demais, quando de ocorrência de perturbações dinâmicas da rede.

#### **3.4.4 IPFC – *Interline Power Flow Controller***

O IPFC é o dispositivo mais novo do grupo de controladores baseados em conversores estáticos. Sua função é controlar a distribuição de fluxo de potência em um subsistema com várias linhas de transmissão.

Para atingir este objetivo, o IPFC utiliza um SSSC em cada linha de transmissão, conectados em arranjo *back-to-back* como no caso do UPFC, a fim de permitir a troca de potência ativa entre as linhas. Portanto, da mesma maneira que no caso do UPFC, o SSSC deve ser capaz de produzir uma tensão com módulo e ângulo controlados. A Figura 3-10 ilustra a conexão do IPFC a um sistema com duas linhas de transmissão. Cumpre ressaltar que a alimentação de tensão do conversor deve ser feita por meio de uma fonte de tensão CC, devido às trocas de potência ativa linhas-conversores.



**Figura 3-10 – Esquema de conexão do IPFC [5]**

O controle do IPFC permite a realização das seguintes funções básicas:

- controle da compensação reativa de cada uma das linhas, de forma independente;
- controle do fluxo de potências ativa e reativa pelas linhas;
- transferência do fluxo de potência ativa de uma das linhas para a outra;
- aumento suportabilidade a perturbações dinâmicas no sistema, já que várias linhas podem ser controladas.

O princípio da troca de potência ativa entre as linhas, principal característica do IPFC, pode ser melhor compreendido com a análise das tensões geradas por cada um dos SSSC. Como os módulos e fases podem variar entre os valores mínimos e máximos, a decomposição destas tensões deve ser feita, gerando componentes em fase e em quadratura com as correntes nas linhas.

Enquanto as componentes em quadratura são responsáveis pela compensação reativa das linhas, as componentes em fase são responsáveis pelas trocas de potência ativa linhas-conversores. Como os conversores são conectados em arranjo *back-to-back*, a potência ativa absorvida em uma linha pode ser entregue a outra, por meio do elo CC comum.

Deve ser ressaltado que, como o intercâmbio de potência ativa é feito pelo elo CC dos conversores, o balanço deve ser atendido, ou seja, a soma das potências ativas consumidas e entregues nas LT's deve ser nula. Contudo, caso o tipo de aplicação exija, esta restrição pode ser eliminada com a utilização de um controlador adicional que possa utilizar a sobra de potência ativa para realizar outras funções, como por exemplo, um STATCOM para controle de tensão.

### **3.5 Análise e Definição do Controlador a ser Utilizado no Estudo**

Nas seções 3.3 e 3.4 foram apresentados os equipamentos mais utilizados atualmente no controle dos sistemas e suas características principais. Nesta seção é feita uma análise destas características, abordando-se principalmente os aspectos considerados mais importantes para a definição do controlador a ser utilizado neste trabalho:

- Os controladores baseados em conversores estáticos representam uma nova geração de dispositivos e são mais eficazes do que os baseados em tiristores, principalmente no que se refere à operação relativamente independente das grandezas da rede e às reduzidas interações com as impedâncias. Além disso, o UPFC e o IPFC realizam funções exclusivamente inerentes aos conversores, como a troca de potência ativa com a rede;
- A aplicação de equipamentos baseados em conversores nos dispositivos FACTS pode reduzir significativamente o efeito das perturbações transitórias, inclusive de forma mais eficaz que no caso dos controladores baseados em tiristores;

- A faixa de operação dos conversores é maior do que a dos controladores baseados em tiristores, o que permite, em geral, maior flexibilidade;
- Contudo, os custos dos conversores são mais elevados que os controladores baseados em tiristores, já que os primeiros são mais sofisticados;
- O objetivo deste estudo é analisar a operação de uma linha de transmissão de meio comprimento de onda, cujo comportamento, tanto em regime permanente quanto sob perturbações transitórias é mais adequado que o das linhas longas convencionais;
- Dentre os vários tipos de controle a serem realizados numa LT deste porte, descritos no Capítulo 2 e no início deste capítulo, foi escolhido para o escopo deste estudo o controle da transferência de potência ativa;
- Assim, o subsistema a ser simulado computacionalmente consiste de duas linhas de transmissão de meio comprimento de onda semelhantes em paralelo, interligando dois subsistemas, representados por circuitos equivalentes; em uma das LT's haverá o controle da potência ativa transmitida, enquanto a outra não possuirá qualquer dispositivo de controle;
- Aplicações práticas, principalmente em subsistemas brasileiros, tendem a utilizar equipamentos menos dispendiosos e mais robustos, sobre os quais já existam experiências anteriores ou grande quantidade de estudos realizados. Sob este ponto de vista, a alternativa dos controladores baseados em tiristores é particularmente interessante [17].

Portanto, dos sete dispositivos apresentados nas seções 3.3 e 3.4, o dispositivo mais indicado para detalhamento neste trabalho seria o TCSC, cuja atuação se faz na impedância longitudinal da linha de transmissão a ser controlada.

Contudo, embora este equipamento seja capaz de realizar um controle eficaz da potência ativa transmitida pela LT, as desvantagens mencionadas no final da seção 3.3.2 indicam a investigação de um outro tipo de chave semicondutora para controle da impedância efetiva.

Observa-se que uso de GTOs no lugar dos tiristores não introduz qualquer complexidade adicional ao equipamento, seja na topologia do controlador seja no seu circuito de disparo. Assim, apesar de o princípio de funcionamento do **GCSC (*GTO-Controlled Series Capacitor*)** ser semelhante ao do TCSC, o fato de utilizar uma chave com disparo e bloqueio controlados permite a eliminação de ambos os seus pontos negativos.

A operação e as características do GCSC não foram mencionadas até aqui pois são apresentadas em detalhes no Capítulo 4.

## CAPÍTULO 4

### DETALHAMENTO DA OPERAÇÃO DO GCSC

---

O dispositivo FACTS escolhido para o controle do fluxo de potência em uma LT de meio comprimento de onda foi o GCSC (*GTO-Controlled Series Capacitor*), que utiliza unicamente capacitores controlados – e não mais arranjos reatores/capacitores como no TCSC – para a compensação reativa dos parâmetros das linhas de transmissão. Além disso, o controle da impedância reativa apresentada ao sistema é feito por GTOs, e não por tiristores.

Por terem seus estados *ON* e *OFF* ativados pelo circuito de controle, os GTOs permitem que a impedância do GCSC seja variada continuamente, desde seu valor mínimo (com os capacitores completamente curto-circuitados) até seu valor máximo (com os capacitores completamente inseridos no sistema) [18]. Além disso, caso seja utilizado um reator em série com o arranjo capacitor/GTOs pode-se obter também uma compensação indutiva sem regiões de ressonância.

Assim, o GCSC é um equipamento mais flexível que o TCSC e, ainda que possua algumas limitações frente aos controladores baseados em conversores estáticos (mencionadas no Capítulo 3), é simples no que se refere a construção e manutenção e, portanto, menos dispendioso que estes. A utilização deste ou outro tipo de dispositivo deve ser cuidadosamente estudada sob estes aspectos, a fim de que sejam determinadas as necessidades do sistema e o equipamento mais vantajoso a ser utilizado.

A Figura 4-1 apresenta o esquema do GCSC, enquanto as seções a seguir apresentam o detalhamento da operação de seus componentes – os arranjos GTOs/capacitores, o circuito de sincronismo PLL (*Phase-Locked Loop*) e o circuito de controle de disparo das chaves.

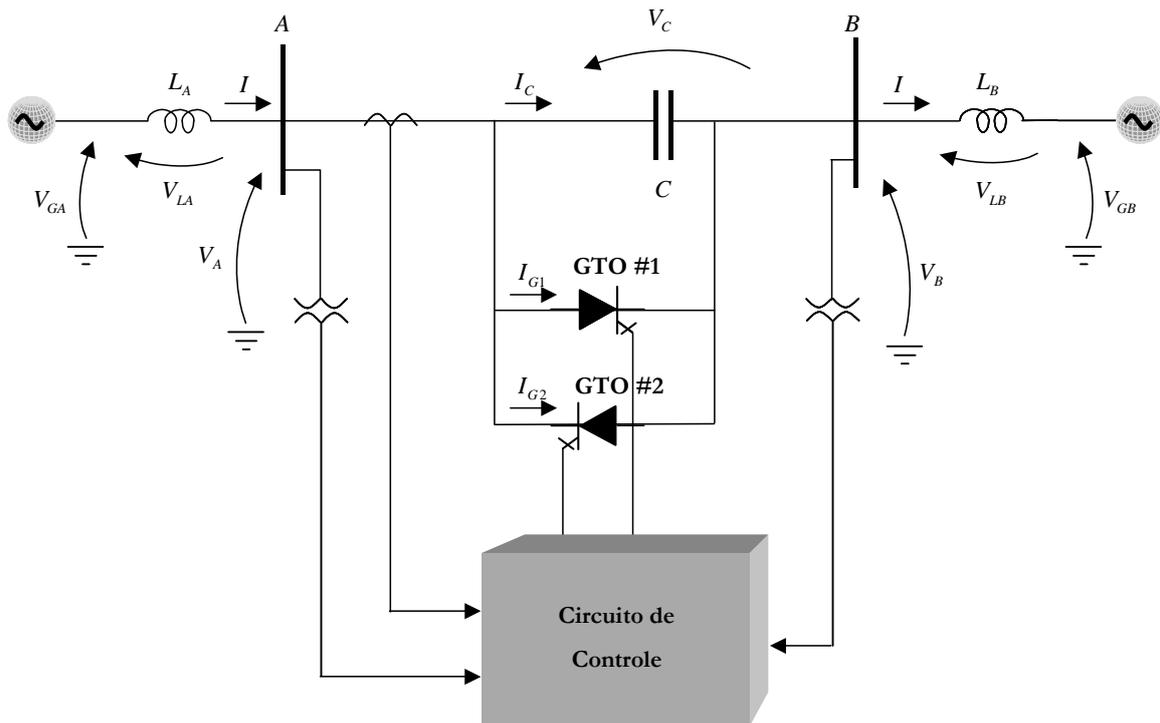


Figura 4-1 – Conexão do GCSC [18]

#### 4.1 Princípios Básicos de Operação

O GCSC pode ser visto como uma alternativa ao TCSC, sob os seguintes aspectos:

- como apresentado na seção 3.3.2, o TCSC é composto por um capacitor em paralelo com um indutor controlado por tiristores;
- o TCSC não deve ser operado na faixa de ângulos de disparo dos tiristores que leva à ressonância devido ao paralelismo capacitor/indutor;
- de forma inversa, o GCSC pode ser construído com um reator em série com o capacitor controlado, permitindo compensação indutiva sem a existência de ressonância (já que há uma interação série – e não em paralelo, como no TCSC – capacitor/indutor). Este tipo de arranjo é dual ao SVC;

- além disso, o disparo e o bloqueio controlados do GTO permitem um controle contínuo da impedância efetiva vista pelo sistema.

O GCSC foi apresentado pela primeira vez no início da década de 90 como um dispositivo que permite uma regulação contínua de seus capacitores controlados. Seu funcionamento pode ser descrito da seguinte forma:

- o circuito de sincronismo (PLL) do GCSC detecta a fase da corrente na linha de transmissão. Desta forma, é possível determinar os instantes de tempo nos quais esta corrente tem valor nulo;
- os pulsos de bloqueio dos GTOs #1 e #2 ocorrem em instantes de tempo que correspondem a ângulos de extinção  $\gamma$  referentes, respectivamente, ao início (derivada positiva) e ao meio ciclo (derivada negativa) da corrente da linha;
- por sua vez, os pulsos de disparo dos GTOs devem ocorrer  $\frac{T}{2}$  antes, onde  $T$  é o período da corrente na linha;
- apesar de os GTOs serem disparados e bloqueados com pulsos rápidos de corrente, no GCSC os pulsos de disparo devem ter duração de  $\frac{T}{2}$ , já que os GTOs só entram em condução quando a tensão em seus terminais for positiva;
- os ângulos de extinção dos GTOs são determinados automaticamente a partir do circuito de controle de disparo. Neste circuito, é feita em geral uma comparação entre o valor de referência de potência ativa e o valor efetivamente transmitido pela LT, reduzindo-se ou aumentando-se os valores de  $\gamma$  para inserir ou retirar os capacitores do circuito, respectivamente.

A Figura 4-2 apresenta as formas de onda da corrente na LT, da corrente e da tensão nos capacitores e dos sinais de *gate* dos GTOs.

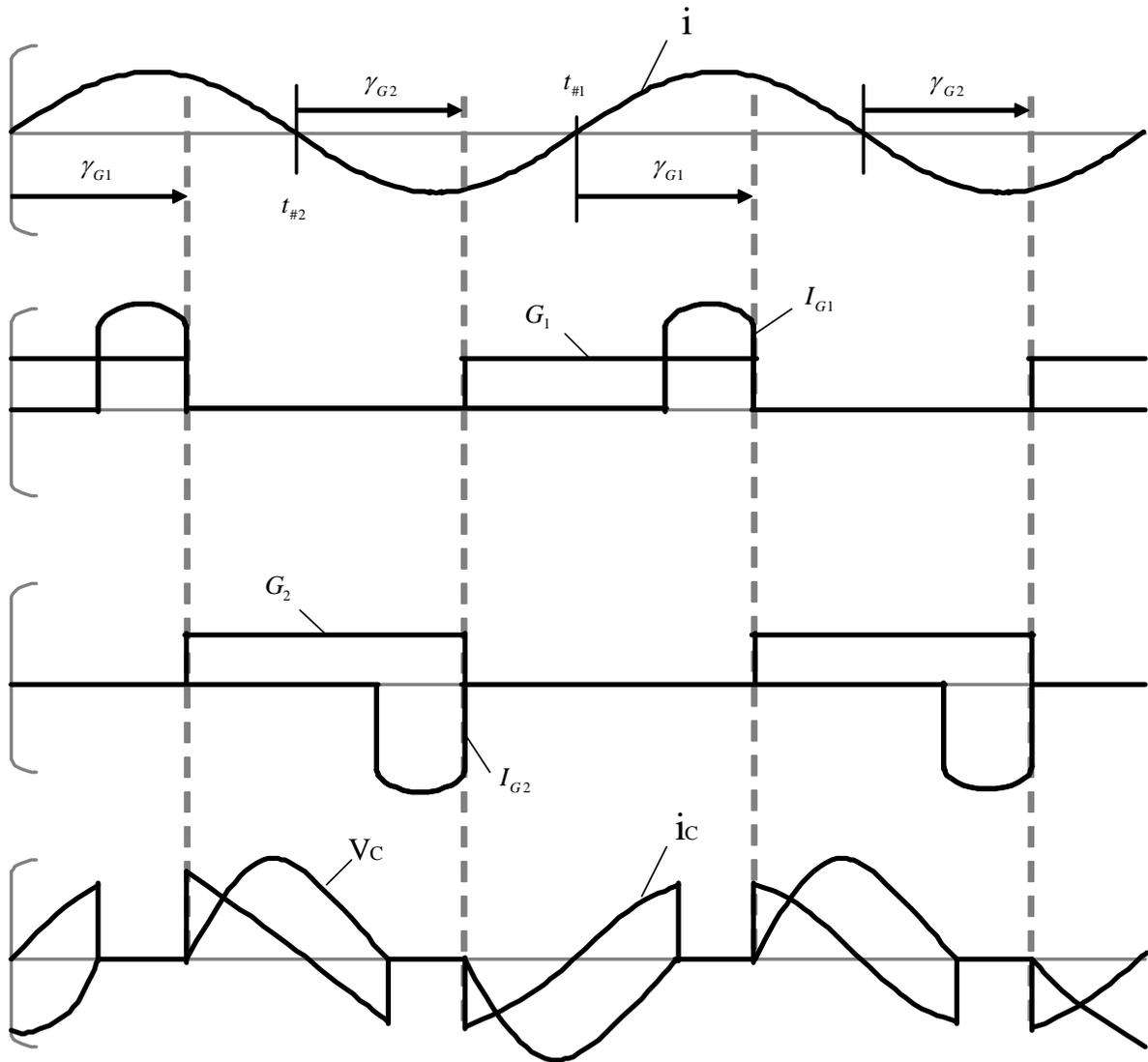


Figura 4-2 – Formas de onda no GCSC [18]

A partir da análise da Figura 4-2, pode-se ressaltar que o GCSC é o equipamento dual do SVC [18], já que as formas de onda de corrente e tensão do GCSC correspondem exatamente às formas de onda de tensão e corrente do SVC.

Além disso, na Figura 4-2 os GTOs foram considerados como chaves controladas que são ativadas quando o sinal de *gate* é igual a 1 e bloqueadas quando o sinal de *gate* é igual a 0. Apesar de não corresponderem exatamente ao que ocorre na prática – onde têm curta duração e há necessidade de um pulso negativo – estes sinais estão de acordo com os utilizados pelo programa EMTDC nas simulações digitais.

## 4.2 Detalhamento da Operação dos Componentes

### 4.2.1 Circuito de Potência

O circuito de potência do GCSC é formado pelos capacitores e pelos GTOs responsáveis pelo controle da impedância reativa. Em aplicações práticas, especialmente no caso de linhas de transmissão de meio comprimento de onda nas quais tanto a tensão de transmissão quanto a potência transmitida são elevadas, devem ser utilizados válvulas de GTOs em série e/ou paralelo, de modo a adequar tensão e corrente nas chaves a seus valores nominais (ver Tabela 3-1).

Os capacitores do GCSC devem ser dimensionados de acordo com a máxima impedância reativa a ser compensada. O arranjo considerado neste estudo é idêntico ao da Figura 4-1, com apenas um capacitor em cada fase, completamente controlado pelos GTOs. Contudo, será visto adiante que arranjos ligeiramente diferentes podem ser utilizados, com o objetivo de reduzir o nível de harmônicos injetados no sistema.

Como já apresentado na seção 3.2, os GTOs são as chaves semicondutoras mais utilizadas nos dispositivos FACTS atualmente, devido principalmente aos seus elevados valores nominais de tensão e corrente.

Apesar de necessitarem, em geral, do uso de circuitos *snubber* para limitação de  $di/dt$  durante o bloqueio, este tipo de circuito não foi utilizado neste trabalho, já que há indicações de que chaves desenvolvidas mais recentemente não necessitariam de circuitos *snubber* [18]. Apenas a título informativo, os *snubbers* consistem em geral de um arranjo resistor/diodo em série com um capacitor e são conectados em paralelo com o GTO.

Outro aspecto a ser considerado é que o GCSC é um equipamento de chaveamento com tensão nula, como mostrado na Figura 4-2, o que facilita a conexão série dos GTOs mencionada no início desta seção.

Conforme a Tabela 3-1, o GTO é ativado por um pulso positivo de corrente de curta duração no *gate* que pode ser removido após a entrada em condução. O bloqueio é feito por uma tensão negativa *gate*-catodo, o que causa uma corrente negativa no *gate*. Esta corrente pode ser removida após o tempo de *turn-off*, tipicamente da ordem

de alguns microssegundos. Contudo, seu valor é elevado, em geral da ordem de um terço da corrente de condução do GTO.

Alguns valores típicos dos GTOs são:

- tensão máxima de bloqueio: 4,5 kV;
- corrente máxima de condução: 4,0 kA;
- tensão *on-state*: 4 V;
- resistência *on-state*: 0,58 mΩ.

A Figura 4-3 apresenta o símbolo utilizado para o GTO, bem como suas características *i-v* real e ideal [7].

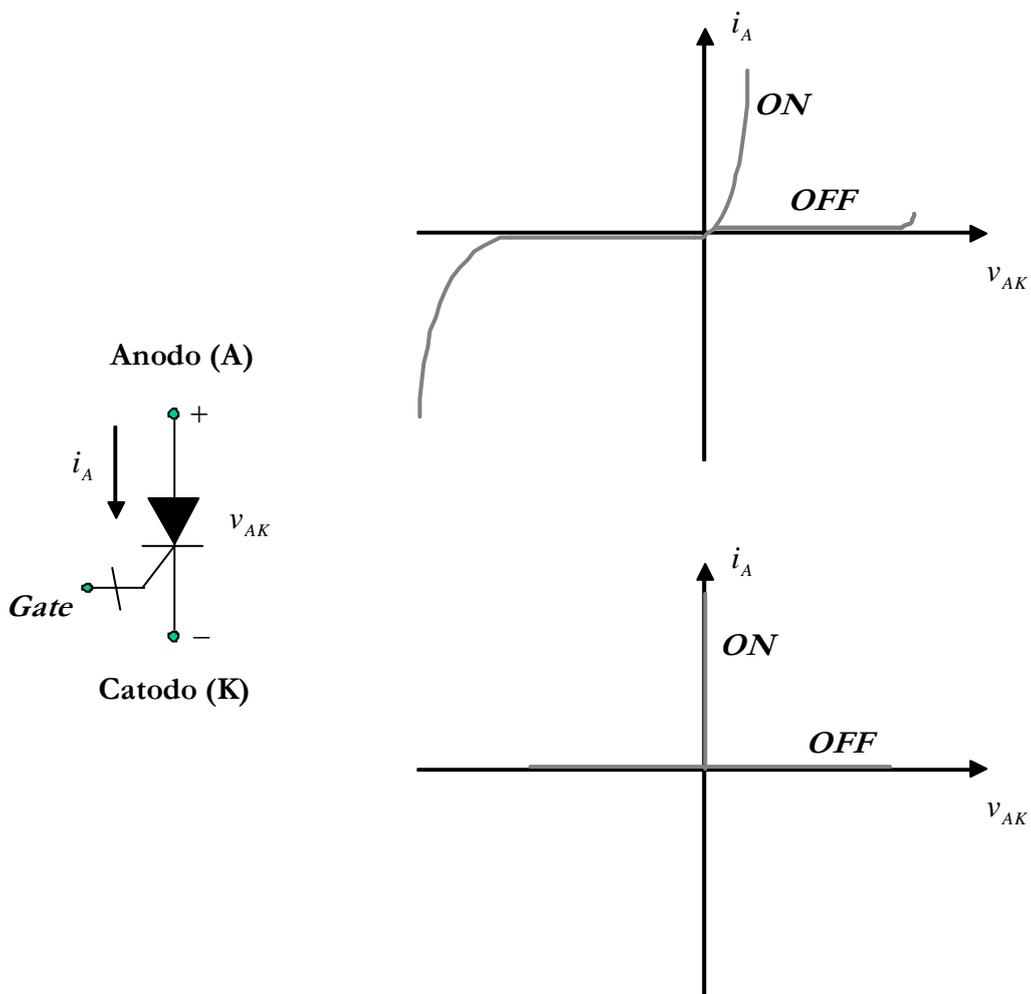


Figura 4-3 – Representação e características *i-v* real e ideal dos GTOs [7]

Como descrito na seção 4.1, no GCSC o pulso positivo de corrente de *gate* para ativação do GTO deve ter duração correspondente a meio período da corrente da linha, já que o estado ON só é atingido quando a tensão anodo-catodo torna-se positiva.

Cumprе ressaltar que, caso o GCSC opere sob condições não-senoidais, o disparo deverá ser feito com base na fase e no período da componente fundamental de seqüência positiva da corrente da LT. Ambos devem ser determinados pelo circuito de sincronismo (PLL), descrito na seção a seguir.

#### 4.2.2 Circuito de Sincronismo – *Phase-Locked Loop* (PLL)

Este circuito é responsável pela detecção dos ângulos de fase das correntes na linha de transmissão, que serão utilizados para o disparo e bloqueio dos GTOs de cada fase, como mencionado na seção 4.1. A obtenção destes ângulos permite a definição dos instantes de tempo nos quais as correntes nas fases são iguais a zero, usados como referência para o bloqueio das chaves após um intervalo de tempo correspondente aos ângulos de extinção.

O princípio de operação do circuito PLL é o de que **a potência ativa instantânea trifásica é nula caso as correntes estejam em quadratura com as tensões**. A potência ativa instantânea é dada por:

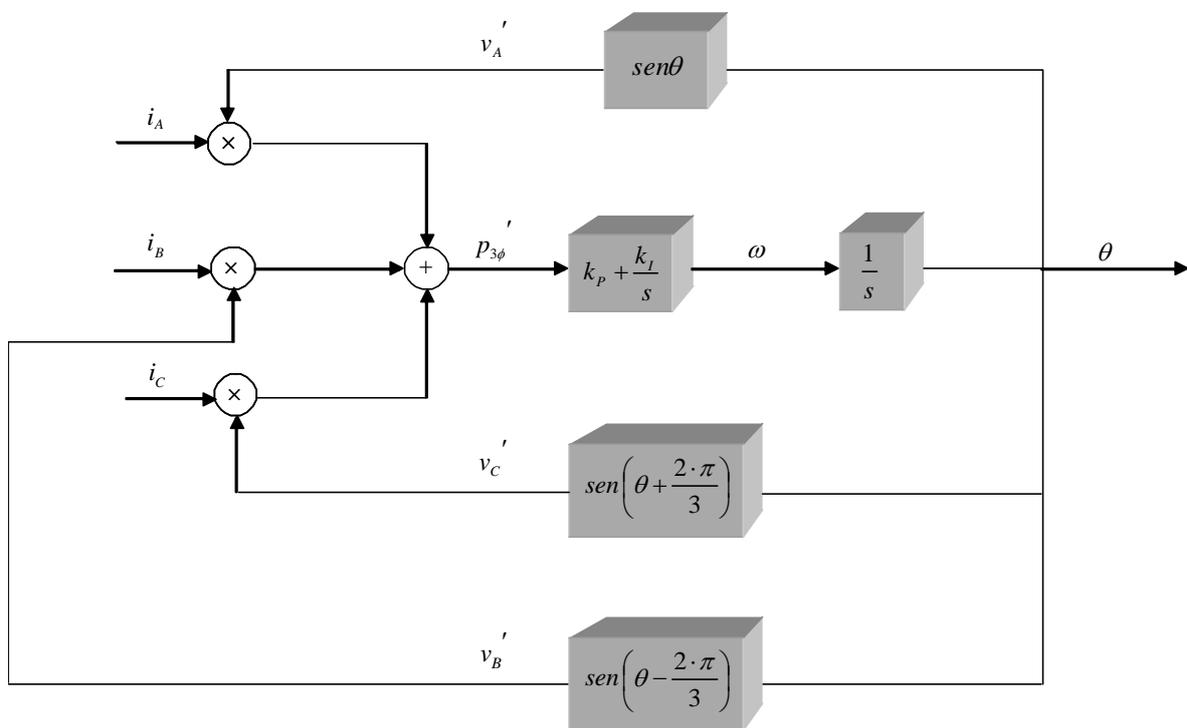
$$p(t) = v_A(t) \cdot i_A(t) + v_B(t) \cdot i_B(t) + v_C(t) \cdot i_C(t), \quad (4-1)$$

onde  $v_A(t)$ ,  $v_B(t)$  e  $v_C(t)$  são os valores instantâneos das tensões de fase e  $i_A(t)$ ,  $i_B(t)$  e  $i_C(t)$  são os valores instantâneos das correntes na linha.

Contudo, a potência ativa nos sistemas trifásicos não é nula e nem deve ter seu valor alterado pelo PLL. Portanto, as medições na rede só podem ser feitas para uma das grandezas – tensão ou corrente. No caso em estudo, no qual as chaves são disparadas com base nas formas de onda da corrente na linha, são criados sinais internos de tensão de fase, defasados em relação às correntes e com amplitudes, por exemplo, unitárias.

Desta forma os produtos  $v \cdot i$  – nos quais as tensões são sinais internos e as correntes são medidas na linha – não correspondem ao valor da potência ativa trifásica transmitida pela rede, mas a um valor interno fictício que, contudo, também será nulo se as tensões internas estiverem em quadratura com as correntes medidas.

Para anular o valor desta potência ativa fictícia, utiliza-se um controlador PI (proporcional-integral), que tem a propriedade de anular a entrada em regime permanente, caso seja inserido em um sistema realimentado e com comportamento estável. O diagrama de controle básico do PLL encontra-se na Figura 4-4.



**Figura 4-4 – Diagrama de controle do circuito PLL (parcial)**

A defasagem angular de  $120^\circ$ , em seqüência positiva, entre as tensões internas é a responsável pela detecção do ângulo de fase da componente fundamental da seqüência positiva da corrente da linha, mesmo sob operação em regimes não-senoidais.

Cumprе ressaltar que o valor  $\theta = \omega \cdot t$  obtido com o circuito da Figura 4-4 corresponde à fase da tensão interna que multiplica a corrente da fase “a” e, portanto, está em quadratura com esta. Em princípio, esta ortogonalidade poderia ser atingida tanto com a tensão interna em avanço quanto em atraso com relação à corrente na

linha, o que definiria dois pontos de equilíbrio distintos, defasados de 180°. **Contudo, o ângulo de fase  $\theta = \omega \cdot t$  detectado pelo circuito PLL da Figura 4-4 está sempre em avanço com relação ao sinal de entrada**, como demonstrado a partir da análise a seguir.

Sejam as componentes fundamentais de seqüência positiva das correntes na linha de transmissão expressas por:

$$\begin{aligned} i_A(t) &= i \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \\ i_B(t) &= i \cdot \text{sen}\left(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right), \\ i_C(t) &= i \cdot \text{sen}\left(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \end{aligned} \tag{4-2}$$

onde  $i$  é a amplitude e  $\omega$  é a freqüência angular da corrente. Antes de o regime permanente do controlador PI ser atingido, as tensões internas possuem as seguintes expressões:

$$\begin{aligned} v'_A(t) &= \text{sen}(\omega \cdot t + \varphi) \\ v'_B(t) &= \text{sen}\left(\omega \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3} + \varphi\right), \\ v'_C(t) &= \text{sen}\left(\omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3} + \varphi\right) \end{aligned} \tag{4-3}$$

onde  $\varphi$  é o ângulo de defasagem entre as tensões internas e as correntes na linha. Este ângulo varia continuamente até que tensões e correntes estejam em quadratura e, portanto, que a potência trifásica seja nula. A expressão que define a potência ativa instantânea para o caso acima pode ser obtida substituindo-se as equações (4-2) e (4-3) na equação (4-1), o que resulta em:

$$p'(t) = \frac{3}{2} \cdot i \cdot \cos \varphi \tag{4-4}$$

A equação ( 4-4 ) confirma que a potência ativa instantânea é nula quando tensões e correntes estão em quadratura e pode ser linearizada em torno dos pontos  $\varphi = \frac{\pi}{2}$  e  $\varphi = -\frac{\pi}{2}$ , a fim de que o comportamento do PLL quando tensões e correntes se aproximam da ortogonalidade possa ser avaliado.

$$p_+(t) = \frac{3}{2} \cdot i \cdot \left( \frac{\pi}{2} - \varphi \right) \quad (4-5)$$

$$p_-(t) = \frac{3}{2} \cdot i \cdot \left( \frac{\pi}{2} + \varphi \right) \quad (4-6)$$

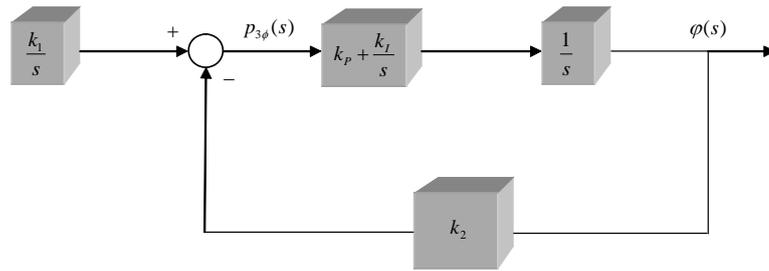
As equações ( 4-5 ) e ( 4-6 ) correspondem, respectivamente, às linearizações de ( 4-4 ) nos pontos  $\varphi = \frac{\pi}{2}$  e  $\varphi = -\frac{\pi}{2}$ . No domínio da frequência, estas equações se tornam:

$$p_+(s) = \frac{k_1}{s} - k_2 \cdot \varphi(s) \quad (4-7)$$

$$p_-(s) = \frac{k_1}{s} + k_2 \cdot \varphi(s), \quad (4-8)$$

Onde  $k_1 = \frac{3}{4} \cdot \pi \cdot i$  e  $k_2 = \frac{3}{2} \cdot i$ . Assim, a Figura 4-4 pode ser modificada para que o cálculo da potência trifásica seja feito pelas linearizações ( 4-5 ) e ( 4-6 ) e não mais pelas senóides defasadas de 120° (reais). A Figura 4-5 contém estas alterações.

(a)



(b)

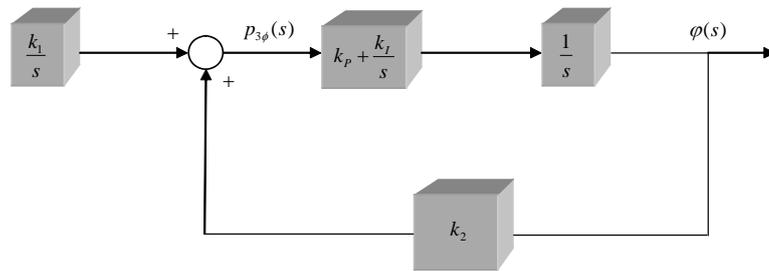


Figura 4-5 – Diagrama de blocos da atuação do controlador PI

Na Figura 4-5,  $k_p$  e  $k_i$  são, respectivamente, os ganhos proporcional e integral do controlador. As expressões que definem o comportamento de  $\varphi(t)$  podem ser encontradas a partir da Figura 4-5:

$$\varphi_+(t) = k_1 \cdot \left\{ \frac{1}{k_2} + e^{-\frac{k_2 \cdot k_p \cdot t}{2}} \cdot \left[ \begin{array}{l} - \frac{\cosh\left(\frac{1}{2} \cdot \sqrt{(k_2 \cdot k_p)^2 - 4 \cdot k_2 \cdot k_i} \cdot t\right)}{k_2} + \\ k_p \cdot \frac{\sinh\left(\frac{1}{2} \cdot \sqrt{(k_2 \cdot k_p)^2 - 4 \cdot k_2 \cdot k_i} \cdot t\right)}{\sqrt{(k_2 \cdot k_p)^2 - 4 \cdot k_2 \cdot k_i}} \end{array} \right] \right\}$$

(4-9)

$$\varphi_-(t) = k_1 \cdot \left[ -\frac{1}{k_2} + e^{\frac{k_2 \cdot k_p \cdot t}{2}} \cdot \left[ \frac{\cosh\left(\frac{1}{2} \cdot \sqrt{(k_2 \cdot k_p)^2 + 4 \cdot k_2 \cdot k_I \cdot t}\right)}{k_2} - k_p \cdot \frac{\sinh\left(\frac{1}{2} \cdot \sqrt{(k_2 \cdot k_p)^2 + 4 \cdot k_2 \cdot k_I \cdot t}\right)}{\sqrt{(k_2 \cdot k_p)^2 + 4 \cdot k_2 \cdot k_I}} \right] \right] \quad (4-10)$$

Uma rápida análise sobre o sinal da exponencial de ambas as expressões mostra que (4-9) tende a  $\frac{\pi}{2}$ , enquanto que (4-10) é divergente. Assim, a região de operação próxima a  $-\frac{\pi}{2}$  não é estável e o controlador PI irá buscar o outro ponto de equilíbrio, em  $\frac{\pi}{2}$ . Para que o circuito PLL apresentado na Figura 4-4 fique completo, deve-se acrescentar, portanto, um bloco adicional à sua saída, responsável por um atraso correspondente a  $\frac{\pi}{2}$  radianos, como mostrado na Figura 4-6.

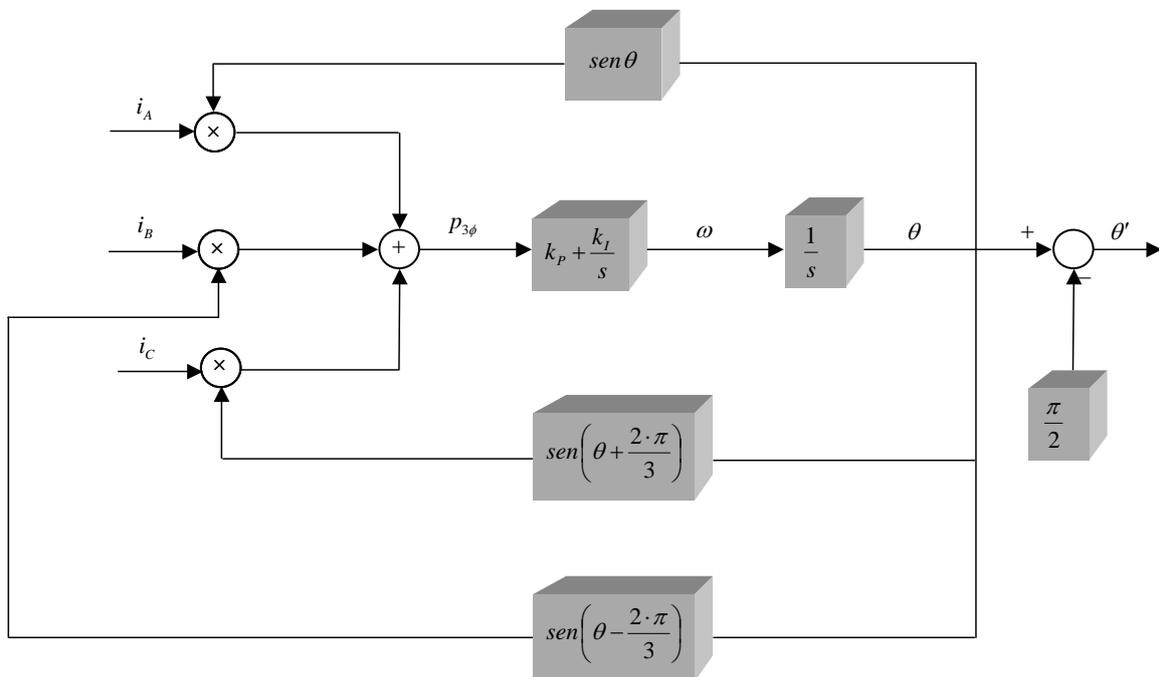
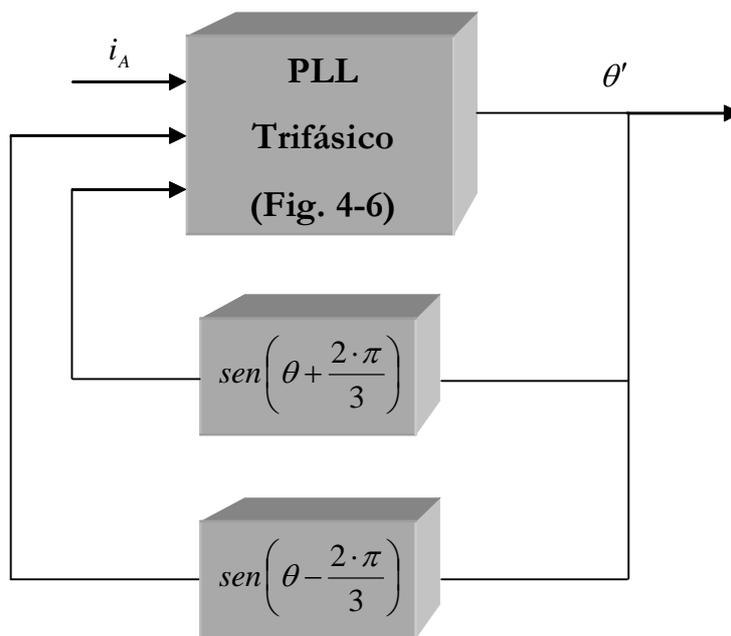


Figura 4-6 – Diagrama de controle do circuito PLL (completo)

O ângulo  $\omega \cdot t$  determinado pelo circuito PLL corresponde à corrente na fase “a” da linha, utilizada para o disparo e bloqueio dos GTOs que controlam o capacitor desta fase. Os GTOs das fases “b” e “c” são bloqueados a partir de sinais de corrente defasados de  $120^\circ$  em relação ao sinal de corrente dos GTOs da fase “a”.

O PLL apresentado na Figura 4-6 é denominado **trifásico**, já que faz a medição das correntes nas três fases da linha. Em aplicações onde o controle independente dos GTOs de cada fase for conveniente – como, por exemplo, a transferência equilibrada de potência ativa nas três fases – pode-se modificar ligeiramente o circuito PLL trifásico para que ele detecte **independentemente** os ângulos das correntes das três fases. Este tipo de circuito PLL, apresentado na Figura 4-7, é denominado **PLL monofásico** e é o circuito de sincronismo utilizado neste trabalho.



**Figura 4-7 – Circuito PLL monofásico**

Pode-se observar, na Figura 4-7, que a diferença básica entre os PLLs trifásico e monofásico apresentados está no fato de que, no primeiro, deve ser realizada medição de correntes nas três fases do circuito, enquanto que, no segundo, as correntes nas fases “b” e “c” correspondem a defasagens – respectivamente iguais a  $-120^\circ$  e  $120^\circ$  – do sinal de saída do PLL, ou seja, da corrente na fase “a”. Esta realimentação permite que os princípios de funcionamento de ambos os tipos de PLL sejam os mesmos, utilizando as propriedades da potência ativa trifásica instantânea.

Por meio do uso de três circuitos como o apresentado na Figura 4-7, os disparos/bloqueios dos GTOs de cada uma das três fases podem ser feitos de forma independente uns dos outros, não havendo mais defasagens fixas de  $120^\circ$  em relação à fase “a”, como no caso trifásico. Isto permite um controle independente da transferência de potência ativa em cada uma das fases, podendo resultar em um fluxo uniforme de potência nas três fases e levando a uma flexibilidade ainda maior, por exemplo, na compensação da linha devido a uma transposição não ideal da mesma.

Este novo princípio de funcionamento culmina com a possibilidade de se utilizar as vantagens do PLL trifásico em um circuito monofásico e se configura como uma das contribuições deste trabalho. Após sua concepção e investigação, verificou-se na literatura que o mesmo princípio já havia sido devidamente avaliado [19], embora sob uma abordagem nas coordenadas “d-q” da Transformada de Park, e não diretamente sob as coordenadas de fase “a, b e c”.

### 4.2.3 Controle do Disparo dos GTOs

Os disparos/bloqueios dos GTOs, de forma a produzir a compensação reativa desejada, só podem ser feitos de forma correta após a detecção dos sinais de corrente nas três fases do circuito, realizada pelo circuito PLL descrito no item anterior.

Com a obtenção, instante a instante, das componentes fundamentais das correntes nas fases (em seqüência positiva), determina-se os instantes nos quais estas correntes são nulas. A partir destes instantes (instantes  $t_{\#1}$  e  $t_{\#2}$  na Figura 4-2), os GTOs #1 e #2 de cada fase são bloqueados após um intervalo de tempo correspondente a um ângulo de extinção  $\gamma$ , em relação a  $t_{\#1}$  e  $t_{\#2}$ , respectivamente.

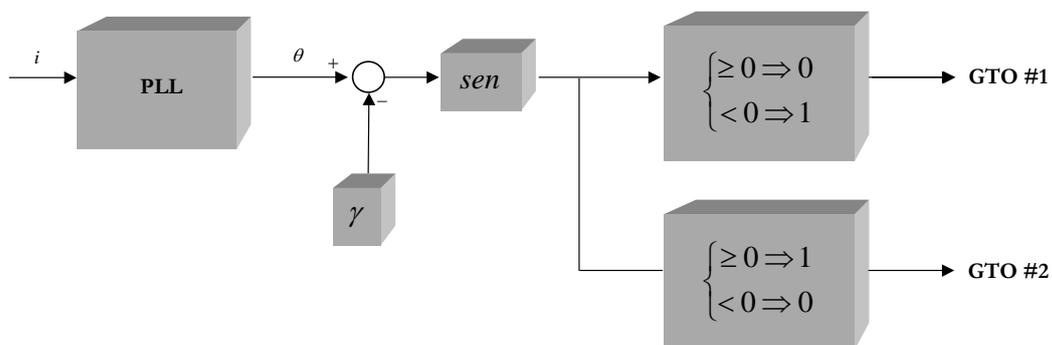
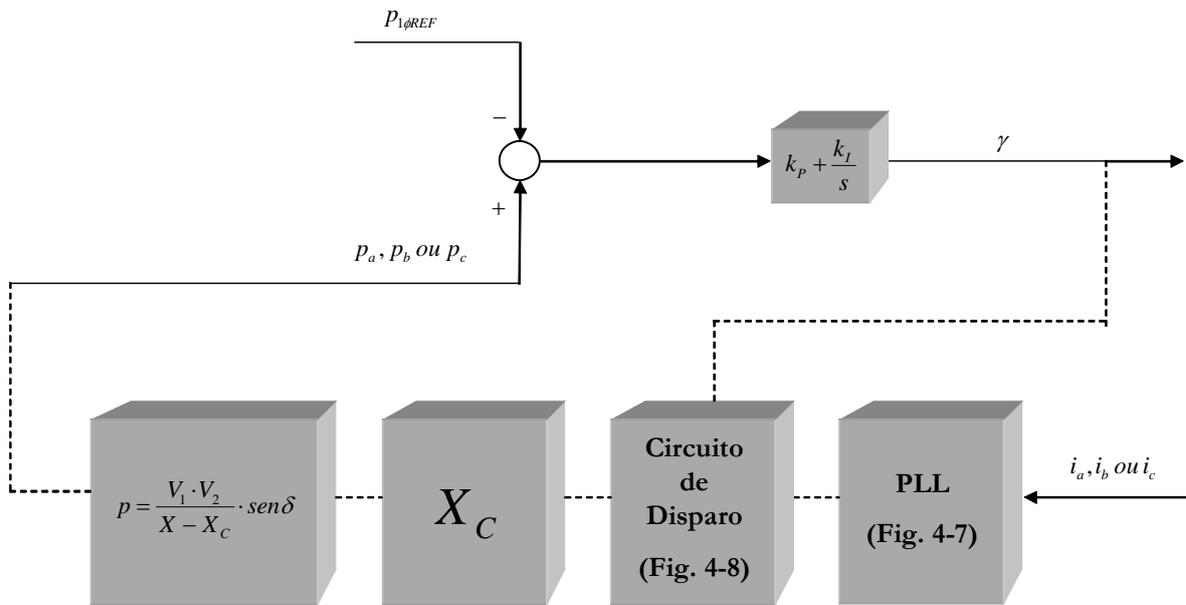


Figura 4-8 – Disparo/Bloqueio dos GTOs a partir da corrente nas fases

O valor de  $\gamma$  deve estar situado numa faixa que varia de  $90^\circ$  a  $180^\circ$ , onde o limite inferior corresponde aos capacitores completamente inseridos no circuito – proporcionando a maior compensação reativa capacitiva possível – e o limite superior corresponde aos capacitores completamente retirados do circuito, ou seja, sem qualquer compensação reativa. Na seção 4.3 pode ser encontrada a expressão que relaciona a componente fundamental da impedância do GCSC com o ângulo de bloqueio dos GTOs.

Além disso, para que o controle da potência ativa transferida nas fases da linha de transmissão seja feito de forma correta, deve-se utilizar novamente um controlador PI, desta vez para gerar automaticamente o valor instantâneo de  $\gamma$  dos GTOs. O esquema deste circuito é apresentado na Figura 4-9.



**Figura 4-9 – Determinação automática do valor de  $\gamma$  por um controlador PI**

No circuito apresentado na Figura 4-9, que deve ser utilizado para as três fases, o valor da potência ativa monofásica é comparado com um valor de referência, sendo a diferença tomada como entrada do controlador PI. Este tipo de controlador anula o valor de sua entrada em regime permanente, o que corresponde a gerar um valor de  $\gamma$  que leva o valor de potência ativa monofásica a ser igual ao valor de referência.

Cumprе ressaltar que a relação entre os valores de  $\gamma$  e da potência ativa monofásica pode ser aproximadamente descrita por uma expressão semelhante à equação ( 2-31 ) apresentada no Capítulo 2:

$$P = \frac{V_1 \cdot V_2}{\text{Im}[\dot{Z}_C(\gamma)]} \cdot \frac{\text{sen} \delta}{\text{sen} \theta} \quad (4-11)$$

Em ( 4-11 ) as seguintes variáveis estão representadas:

- $V_1$  e  $V_2$  – módulos das tensões nos extremos da LT;
- $\dot{Z}_C(\gamma)$  – impedância característica da LT;
- $\theta$  – comprimento elétrico da LT;
- $\delta$  – defasagem angular entre as tensões nos extremos da LT.

O valor da impedância característica da linha foi representado em função do ângulo de extinção dos GTOs já que há a seguinte relação entre eles:

$$\dot{Z}_C(\gamma) = \sqrt{\frac{\dot{Z} \cdot d - j \cdot X_C(\gamma)}{\dot{Y} \cdot d}}, \quad (4-12)$$

onde  $\dot{Z}$  e  $\dot{Y}$  são, respectivamente, a impedância longitudinal e a admitância transversal por unidade de comprimento da LT,  $d$  é o comprimento da mesma e  $X_C(\gamma)$  é a reatância capacitiva efetiva do GCSC. A relação entre  $X_C$  e  $\gamma$  é apresentada na seção 4.3, referente à análise dos harmônicos gerados pelo chaveamento dos GTOs.

As seguintes considerações podem ser feitas a respeito da Figura 4-9:

- A entrada do controlador PI deve corresponder à diferença entre a potência ativa monofásica e o valor de referência, e não o contrário. Isto se deve ao fato de que o controlador PI reduz ou aumenta sua saída, respectivamente, se sua

entrada for negativa ou positiva. Como uma diminuição de  $\gamma$  leva a um aumento de potência ativa, a inversão é obrigatória;

- A potência ativa monofásica instantânea pode conter harmônicos de ordem superior, tornando mais difícil a atuação do controlador PI. Assim, pode ser conveniente considerar a utilização de um filtro passa-baixa na entrada do controlador PI, a fim de reduzir as oscilações da potência monofásica.

### 4.3 Análise dos Harmônicos Gerados pelo Chaveamento

A partir da Figura 4-2, mostra-se que a tensão nos capacitores do GCSC não possui apenas a componente fundamental, mas também harmônicos de ordens superiores. Nesta seção são apresentadas as expressões que definem estas componentes para a tensão, corrente e impedância efetiva dos capacitores controlados do GCSC.

Tanto a componente fundamental quanto os harmônicos superiores podem ser determinados por meio da expansão dos sinais em séries de Fourier. As expressões apresentadas a seguir foram obtidas a partir da corrente na LT, suposta igual a  $I_0 \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)$ , da impedância dos capacitores do GCSC considerando-os totalmente inseridos no sistema ( $X_{C0} = -\frac{1}{\omega \cdot C}$ ) e do ângulo de extinção  $\gamma$  dos GTOs.

- **Componente fundamental da tensão nos capacitores:**

$$V_{C1}(\gamma) = -\frac{2}{\pi} \cdot \frac{1}{\omega \cdot C} \cdot I_0 \cdot (\text{sen}\gamma \cdot \text{cos}\gamma + \pi - \gamma) = \frac{2}{\pi} \cdot X_{C0} \cdot I_0 \cdot (\text{sen}\gamma \cdot \text{cos}\gamma + \pi - \gamma) \quad (4-13)$$

- Componente fundamental da impedância efetiva dos capacitores:

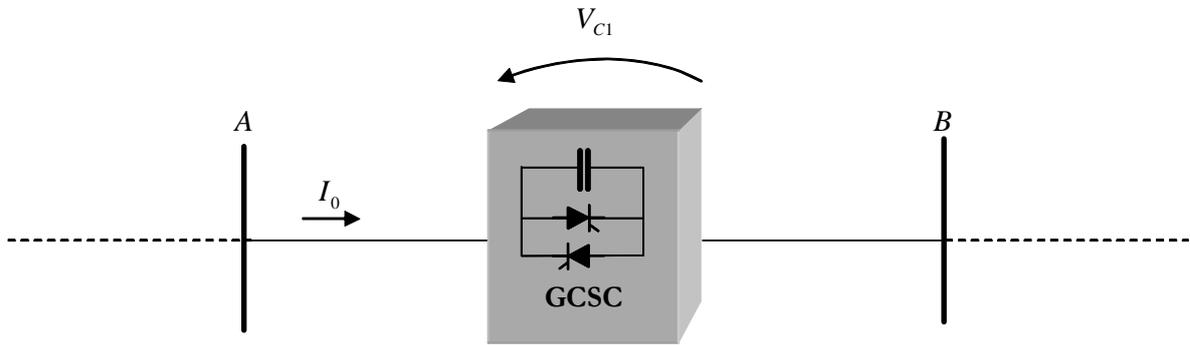


Figura 4-10 – Determinação da impedância efetiva do GCSC

$$X_C(\gamma) = \frac{V_{C1}(\gamma)}{I_0} = \frac{2}{\pi} \cdot X_{C0} \cdot (\text{sen}\gamma \cdot \text{cos}\gamma + \pi - \gamma)$$

( 4-14 )

A Figura 4-11 ilustra o comportamento da impedância do GCSC em função do ângulo de extinção  $\gamma$ .

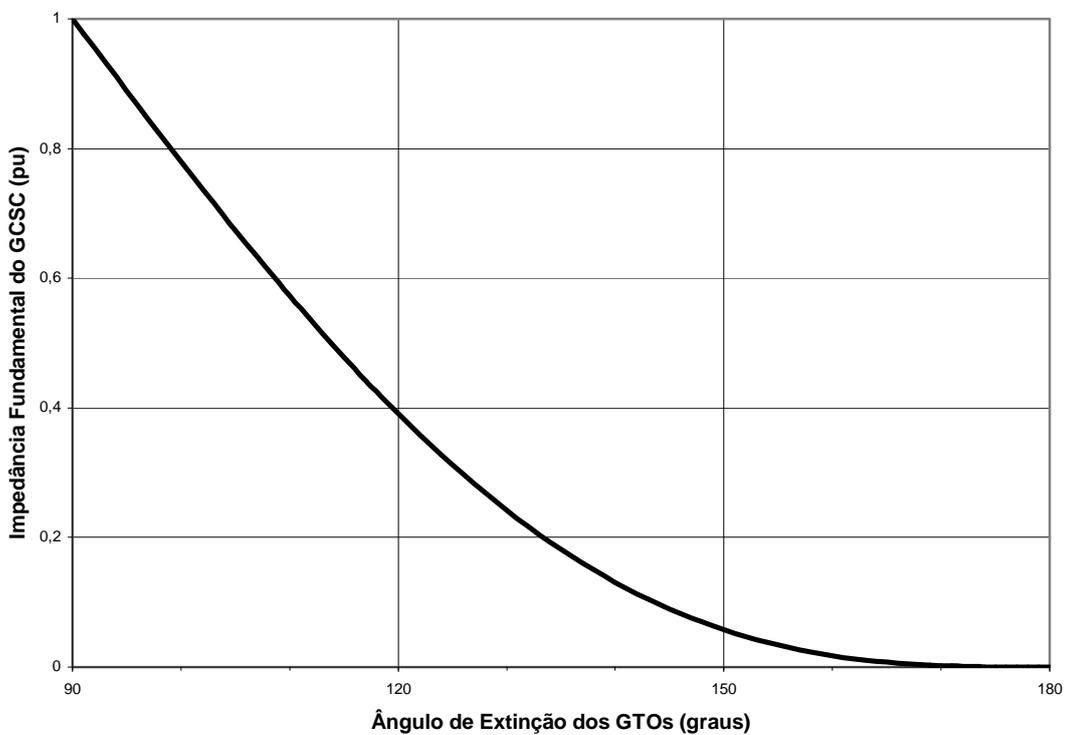


Figura 4-11 – Impedância do GCSC na frequência da rede

No caso dos harmônicos superiores da tensão no capacitor, pode-se mostrar que apenas os de ordem ímpar estão presentes, com amplitudes definidas por ( 4-15 ), cuja dedução é omitida por facilidade:

$$V_{Ch} = \frac{4}{\pi} \cdot V_{C1} \cdot \frac{[\cos\gamma \cdot \text{sen}(h \cdot \gamma) - h \cdot \text{sen}\gamma \cdot \cos(h \cdot \gamma)]}{h \cdot (h^2 - 1)}, \quad (4-15)$$

onde  $V_{Ch}$  é a amplitude do harmônico de ordem  $h$  ( $h = 3, 5, 7\dots$ ),  $V_{C1}$  é a amplitude da componente fundamental, dada pela ( 4-13 ), e  $\gamma$  é o ângulo de extinção dos GTOs.

A Figura 4-12 apresenta o comportamento dos três harmônicos com maior amplitude, em função do ângulo de extinção  $\gamma$ .

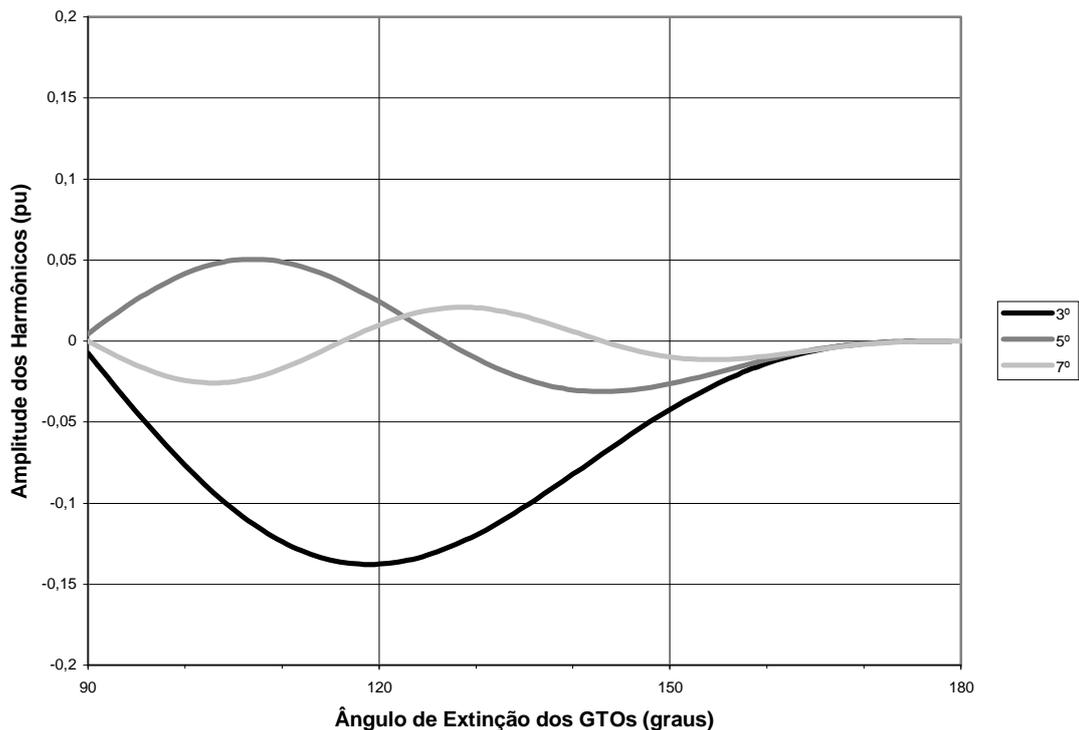


Figura 4-12 – Amplitude dos Harmônicos da Tensão no GCSC

De acordo com o gráfico acima, a amplitude máxima é de  $0,14 \cdot V_{C1}$ , no terceiro harmônico, correspondente a um ângulo de extinção de  $120^\circ$  [18].

Em determinadas aplicações de sistemas de potência, o nível harmônico encontrado na tensão pode ser demasiadamente elevado. Na próxima seção são apresentadas duas configurações alternativas deste equipamento que permitem uma redução da injeção de harmônicos no sistema, podendo ser utilizadas em substituição aos filtros passa-baixa que eventualmente se fizerem necessários.

#### **4.4 Configurações Alternativas para Redução do Nível Harmônico**

Na seção 4.3 foi visto que a amplitude do terceiro harmônico na tensão dos capacitores do GCSC pode ser da ordem de 15% da amplitude da frequência fundamental, caso o ângulo de bloqueio dos GTOs esteja próximo de  $120^\circ$ .

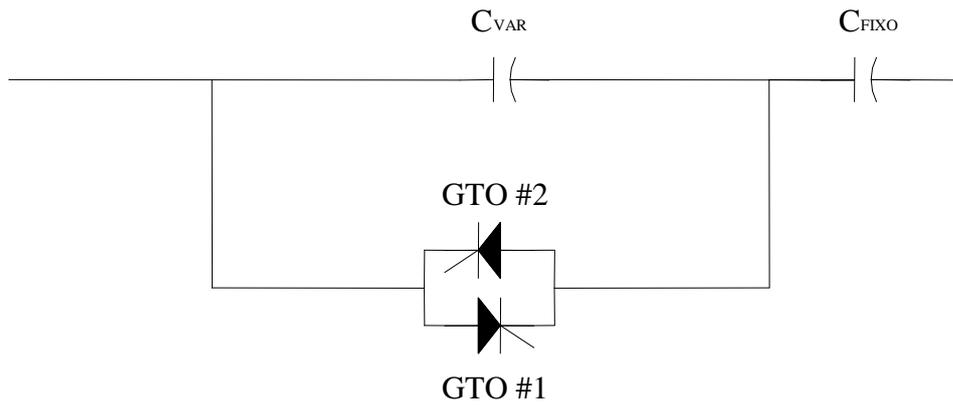
Há duas configurações alternativas à estudada nas seções 4.1 e 4.2 que permitem uma redução neste nível harmônico: a **configuração multimódulo** e a **configuração multipulso** [20]. As vantagens, desvantagens e os princípios de operação resumidos de cada uma são apresentados a seguir.

##### **4.4.1 Configurações Multimódulo**

O princípio básico destas configurações é reduzir o valor da impedância capacitiva do GCSC. Esta redução pode ser obtida das seguintes formas:

- (1) utilizando-se um capacitor fixo em série com o GCSC;
- (2) utilizando-se vários módulos de GCSCs em série.

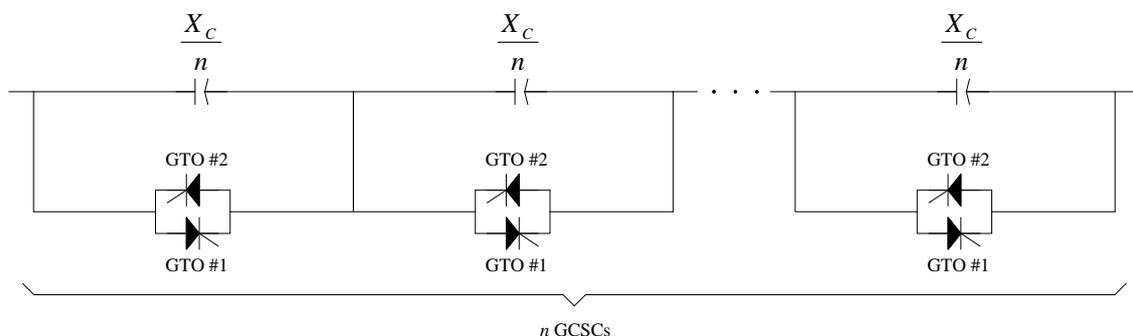
No item (1), o capacitor fixo é responsável pela maior parte da compensação reativa da linha, sendo o GCSC utilizado para um ajuste fino desta compensação. Desta forma, os harmônicos produzidos pelo conjunto são apenas os correspondentes à pequena impedância capacitiva do GCSC. A desvantagem deste tipo de configuração multimódulo está no fato de que apenas uma parte da compensação é controlável. A Figura 4-13 apresenta um esquema desta configuração.



**Figura 4-13 – Configuração multimódulo com capacitor fixo em série [20]**

O arranjo com vários módulos de GCSCs em série, descrito no item (2) e esquematizado na figura a seguir, permite a compensação reativa completamente controlada, já que não há utilização de capacitores fixos. Cada módulo é responsável pela compensação de uma parcela da impedância longitudinal da LT. Eles podem ser completa ou parcialmente retirados ou inseridos no sistema, de acordo com o nível de compensação desejado.

Assim, o nível de injeção harmônica se reduz devido ao menor valor de impedância capacitiva dos GCSCs. Como exemplo, a compensação de 50% da impedância longitudinal de uma LT com um único GCSC leva a um nível total de distorção harmônica (THD) máximo de cerca de 2,6%. Utilizando-se cinco módulos de GCSC em série, cada um responsável pela compensação de 10% da impedância da LT, o nível máximo de THD é da ordem de 0,5% [21].



**Figura 4-14 – Configuração Multimódulo com Vários GCSCs em Série [20]**

A partir das descrições básicas dos esquemas multimódulo, **a configuração com vários GCSCs em série é a alternativa mais adequada para a obtenção de menores níveis harmônicos, sem prejuízo ao controle da compensação reativa.**

Cumprе ressaltar que, nas configurações multimódulo, todos os harmônicos ímpares estão presentes, mas com amplitudes reduzidas em relação à configuração com um único GCSC. Na seção a seguir são apresentadas as configurações multipulso, nas quais vários harmônicos podem ser anulados.

#### 4.4.2 Configurações Multipulso

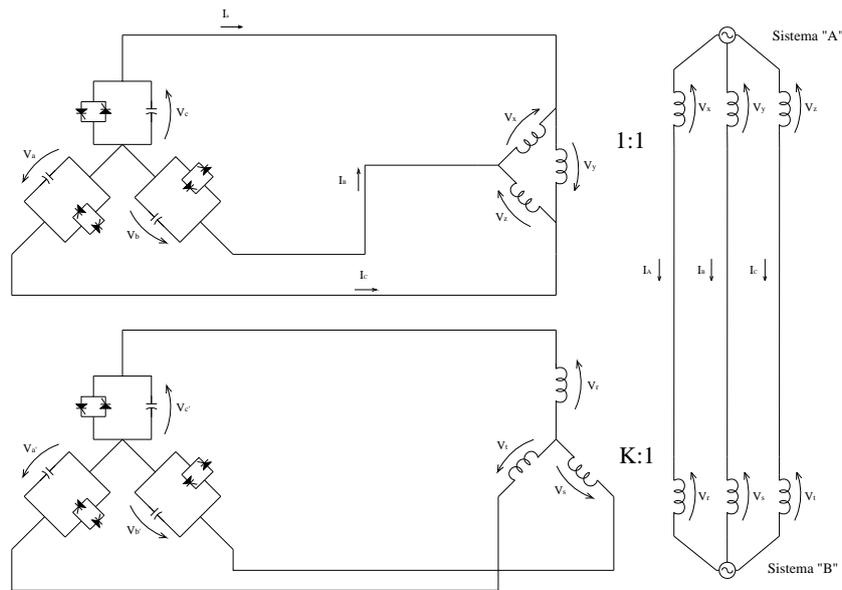
Neste tipo de arranjo, os harmônicos são eliminados com a utilização de transformadores de acoplamento com as linhas de transmissão. Estes transformadores, cujos enrolamentos primários são conectados em série com a linha, compõem a tensão de compensação reativa na linha, semelhante à tensão nos capacitores estudada nos itens 4.1 e 4.2.

Os GCSCs de  $n$  pulsos ( $n = 6, 12, 24\dots$ ) utilizam  $n/6$  transformadores, dos quais a metade tem os enrolamentos secundários ligados em delta e a outra metade tem os enrolamentos secundários ligados em estrela. No caso do GCSC de seis pulsos, o único transformador é ligado em delta. Nos casos de doze ou mais pulsos, a relação de espiras dos transformadores ligados em delta é de 1:1, enquanto que a dos transformadores em estrela é de  $\sqrt{3}:1$ .

Enquanto o GCSC de seis pulsos cancela os harmônicos de seqüência zero  $3+6\cdot k$  ( $k = 0, 1, 2\dots$ ), os demais GCSCs só apresentam os harmônicos  $p\cdot k \pm 1$  ( $k = 1, 2, 3\dots$ ), onde  $p$  é o número de pulsos.

A fim de exemplificar o nível harmônico injetado por um GCSC de doze pulsos, deve-se ressaltar que, de acordo com a equação (4-15), a amplitude máxima do 11º harmônico é de aproximadamente 1% da amplitude da componente fundamental.

A Figura 4-15 apresenta o esquema de conexão de um GCSC de doze pulsos.



**Figura 4-15 – Esquema de conexão do GCSC de doze pulsos [20]**

Cumprе ressaltar que a escolha final da configuração do GCSC a ser instalado em um subsistema particular deve ser norteada pela análise técnico-econômica dos aspectos mais importantes em cada situação. O objetivo deste trabalho não é definir a alternativa mais adequada, mas sim apresentar as principais características das diversas configurações, de modo a propiciar a base para a escolha correta.

Como já apresentado, a configuração utilizada nas simulações computacionais apresentadas no Capítulo 6 é a mais simples, com apenas um único GCSC.

## CAPÍTULO 5

# VERIFICAÇÃO DO MODELO DE LINHAS DE TRANSMISSÃO DO PROGRAMA DE SIMULAÇÃO

---

Neste capítulo e no seguinte são apresentadas as simulações computacionais da operação da linha de transmissão de meio comprimento de onda. Estas simulações têm o objetivo de ilustrar o funcionamento da LT e o comportamento de suas grandezas elétricas principais – tensão, corrente e, conseqüentemente, potências ativa e reativa – cuja formulação básica foi apresentada no Capítulo 2.

A fim de exemplificar algumas funções de controle necessárias a uma linha desse comprimento, considera-se um subsistema no qual duas barras são interligadas por duas linhas de meio comprimento de onda em paralelo – uma com controle de potência ativa feito por um GCSC (dispositivo FACTS detalhado no Capítulo 4) e outra não controlada.

O programa de simulação utilizado neste estudo é o **EMTDC** (e sua interface gráfica **PSCAD**), versão 3.0.8 *Educational Edition*, do *Manitoba HVCC Research Centre*. A versão *Personal Edition*, disponível grátis na Internet, não foi utilizada devido à restrição de uso de apenas 15 nós elétricos, que não permite a representação completa do subsistema. Este simulador foi escolhido devido à sua facilidade de operação – no que se refere à interface gráfica – e ao grande número de modelos pré-definidos e disponíveis na sua biblioteca principal, inclusive modelos de linhas de transmissão.

As simulações foram divididas em duas partes: **verificação do modelo de linhas de transmissão do simulador** (apresentada neste capítulo) e **simulação da operação das linhas** (apresentada no Capítulo 6).

A verificação do modelo justifica-se principalmente pela diversidade de modelos e aproximações usualmente empregadas na representação de linhas de transmissão. Com base nesta verificação, pode-se avaliar o grau de precisão dos resultados obtidos no Capítulo 6, bem como identificar as aproximações adotadas e eventuais melhorias a serem implementadas em um futuro modelo, mais sofisticado e adequado para o tipo de simulação deste trabalho – operação normal de uma LT de

comprimento próximo a  $\frac{\lambda}{2}$ , na qual a propagação das ondas eletromagnéticas é um fenômeno mais evidente que nas LT's longas convencionais.

O processo de verificação do modelo consiste no **desenvolvimento das equações que caracterizam a propagação de uma onda de tensão em uma linha de transmissão** e na **simulação computacional desta propagação utilizando o modelo do EMTDC**.

A análise teórica da propagação de sinais em uma LT é feita, como no Capítulo 2, a partir dos fundamentos de circuitos elétricos e pode ser descrita pelos passos relacionados a seguir:

- definição dos parâmetros elétricos da LT no domínio da frequência (item 5.1);
- uso da **Transformada Direta de Fourier** para a representação da tensão de entrada no domínio da frequência (item 5.2);
- definição da função de transferência da LT para o caso em análise (item 5.3);
- uso da **Transformada Inversa de Fourier** para a obtenção da tensão propagada (item 5.4).

## **5.1 Parâmetros Elétricos da LT no Domínio da Frequência**

Os cálculos elétricos em uma linha de transmissão são feitos, na maioria das vezes, no domínio da frequência. As grandezas são em geral expressas em sua forma exponencial complexa e o interesse freqüentemente recai sobre a determinação de valores eficazes ou máximos.

Apesar de este tipo de análise estar ligado principalmente à operação normal da LT (sujeita a tensões e correntes senoidais com frequência igual à frequência industrial), o comportamento da mesma quando submetida a surtos e/ou ondas não senoidais também é determinado com precisão no domínio da frequência, por meio dos procedimentos apresentados no Capítulo 2.

Portanto, uma representação adequada das LT's no domínio da frequência é fundamental e depende, essencialmente, da determinação dos parâmetros  $\dot{Z}$  (impedância longitudinal) e  $\dot{Y}$  (admitância transversal). Como pode ser visto a seguir, o cálculo destes parâmetros não pode ser feito de forma exata, sendo necessária a adoção de diversas hipóteses simplificativas, que devem ser analisadas de acordo com o tipo de estudo a ser realizado a fim de não introduzirem erros significativos nos resultados.

A relação abaixo apresenta os principais fatores que impossibilitam o cálculo exato dos parâmetros das linhas de transmissão, bem como as hipóteses usualmente adotadas [21]:

- **a morfologia do terreno** influencia o comportamento dos parâmetros das LT's e é bastante diversificada em uma linha de transmissão que se estende por centenas de quilômetros, o que torna impossível sua representação exata nos cálculos;
- em geral, **o solo é considerado plano e homogêneo**, ou seja, com parâmetros elétricos constantes ao longo das três dimensões espaciais. Frequentemente, a permissividade elétrica ( $\epsilon_s$ ) é considerada desprezível, enquanto que a condutividade ( $\sigma_s$ ) e a permeabilidade magnética ( $\mu_s$ ) são consideradas invariantes com a frequência, sendo  $\mu_s = \mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$  H/m;
- **os cabos são em geral compostos de fios encordoados de alumínio, com alma de aço**. Como a representação exata deste tipo de cabo é impraticável, a modelagem é feita por meio de cabos tubulares de seção reta com forma de coroa circular, nos quais a corrente na alma de aço é considerada desprezível;
- de forma semelhante ao que ocorre com o solo, **os cabos são considerados homogêneos**, com condutividade ( $\sigma$ ) e permeabilidade magnética ( $\mu$ ) constantes em relação à frequência e permissividade elétrica ( $\epsilon$ ) desprezível;
- os cabos são esticados sob a forma de catenárias com flechas de valores diversos. Desta forma, **a distância dos cabos ao solo** é variável, o que também impossibilita a obtenção de um modelo exato. Considera-se que **os**

**condutores são paralelos entre si e ao solo**, com diâmetros desprezíveis frente às demais distâncias envolvidas;

- **os efeitos terminais da linha**, bem como **os efeitos das estruturas metálicas**, são desprezados no cálculo dos campos elétrico e magnético.

Antes de serem apresentadas as expressões dos parâmetros das linhas, é conveniente uma breve análise das aproximações indicadas na relação anterior a respeito das características elétricas dos cabos e do solo.

No que se refere aos cabos, a consideração de que sua permitividade é desprezível não acarreta erros significativos no cálculo dos parâmetros, já que sua condutividade é elevada (da ordem de  $10^7$  S/m) e, portanto,  $\omega \cdot \varepsilon = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \varepsilon \cong 5,56 \cdot 10^{-11} \cdot f$ , em S/m, é desprezível até frequências da ordem de GHz. Além disso, a condutividade e a permeabilidade dos condutores são, de fato, aproximadamente constantes até frequências da ordem de MHz.

No processo de modelagem do solo, contudo, cuidados adicionais devem ser levados em consideração. Por ser, em geral, formado por materiais muito menos condutores que os que compõem os cabos – a condutividade típica dos solos brasileiros é da ordem de  $10^{-3}$  S/m – o fator  $\omega \cdot \varepsilon$  não pode ser desprezado a partir de frequências da ordem de MHz, especialmente se for levado em conta que a permitividade relativa  $\varepsilon_R = \frac{\varepsilon_S}{\varepsilon_0}$  em geral varia de 1 a  $10^3$ . Assim, o solo deve ser modelado de acordo com o estudo a ser realizado e com as frequências de interesse.

Nesta verificação, as aproximações relativas ao solo indicadas na lista anterior são adotadas e podem ser justificadas da seguinte forma:

- Como será visto adiante, o espectro de frequências utilizado para a análise da propagação das ondas na LT tem uma frequência máxima de 1 MHz;
- as amplitudes do espectro de frequências dos sinais aplicados na LT neste estudo são reduzidas nas altas frequências, região onde as aproximações começam a introduzir erros significativos nos cálculos;

- o enfoque principal do trabalho não é a determinação dos parâmetros das linhas, mas sim a análise, sob frequência industrial, do comportamento da tensão, corrente e potências ativa e reativa de uma LT de meio comprimento de onda;
- o modelo de linhas de transmissão do EMTDC utilizado adota as mesmas aproximações. A comparação dos resultados obtidos com o modelo de simulação e com as equações teóricas deve, portanto, partir das mesmas hipóteses.

No entanto, em estudos futuros, é de toda a conveniência uma análise das equações das linhas considerando a permitividade elétrica do solo e a variação dos parâmetros  $\sigma_s$  e  $\epsilon_s$  com a frequência. Uma vez definido o comportamento teórico dos parâmetros das linhas, um novo modelo de LT's para o EMTDC pode ser implementado a fim de incluir estas melhorias.

Ao contrário do procedimento adotado no Capítulo 2, no qual as equações das linhas de transmissão foram apresentadas a partir de uma LT monofásica sem cabos pára-raios, nesta seção, por generalidade, tomar-se-á por base uma linha de transmissão com  $n_C$  cabos condutores e  $n_{PR}$  cabos pára-raios. Como já apresentado, neste caso os parâmetros  $\dot{Z}$  e  $\dot{Y}$  tornam-se matrizes quadradas de dimensão  $(n_C+n_{PR})$ .

O parâmetro  $[\dot{Z}]$  está relacionado às tensões e correntes na linha de acordo com a expressão a seguir:

$$\frac{\partial[\dot{V}]}{\partial x} = -[\dot{Z}] \cdot [\dot{I}], \quad (5-1)$$

onde  $[\dot{V}]$  e  $[\dot{I}]$  são, respectivamente, as matrizes das tensões transversais e correntes longitudinais na linha.

A impedância longitudinal pode ser representada por uma soma de três parcelas, como mostrado a seguir [4]:

$$[\dot{Z}] = [\dot{Z}_0] + [\dot{Z}_C] + [\dot{Z}_S], \quad (5-2)$$

onde:

- $[\dot{Z}_0]$  é a matriz de impedância longitudinal considerando os cabos e o solo como condutores perfeitos (condutividade infinita);
- $[\dot{Z}_C]$  é a matriz de impedância longitudinal considerando que os cabos condutores não são condutores perfeitos;
- $[\dot{Z}_S]$  é a matriz de impedância longitudinal considerando que o solo não é um condutor perfeito.

Não é objetivo deste trabalho o desenvolvimento completo das equações que definem os três fatores acima. Portanto, as expressões finais são apresentadas omitindo-se os passos intermediários por facilidade.

Sejam dois cabos quaisquer de uma LT, conforme a Figura 5-1.

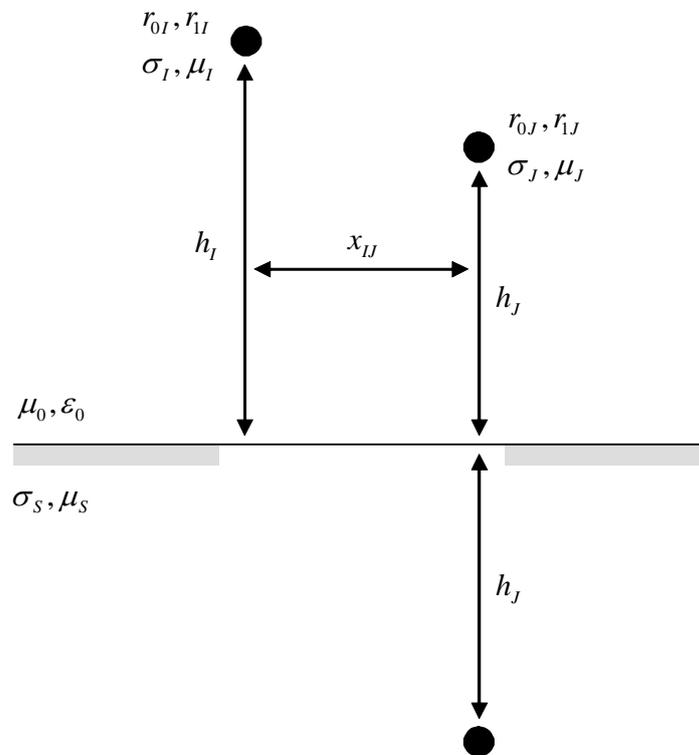


Figura 5-1 – Dois cabos de uma LT sobre o solo

Na Figura 5-1, as seguintes variáveis estão representadas:

- $\sigma_i$ ,  $\mu_i$ ,  $\sigma_j$  e  $\mu_j$  são, respectivamente, a condutividade e a permeabilidade magnética dos cabos “i” e “j”;
- $\sigma_s$  e  $\mu_s$  são, respectivamente, a condutividade e a permeabilidade magnética do solo. Considera-se neste trabalho que  $\mu_s = \mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$  H/m;
- $\mu_0$  e  $\epsilon_0$  são, respectivamente, a permeabilidade magnética e a permitividade elétrica do ar, aqui consideradas iguais às do vácuo ( $\epsilon_0 \cong 8,85 \cdot 10^{-12}$  F/m);
- $h_i$  e  $h_j$  são, respectivamente, as alturas dos cabos “i” e “j” em relação ao solo;
- $x_{ij}$  é a distância horizontal entre os cabos “i” e “j”;
- $r_{0i}$ ,  $r_{1i}$  e  $r_{0j}$ ,  $r_{1j}$  são, respectivamente, os raios interno e externo dos cabos “i” e “j”;
- $d_{ij} = \sqrt{(h_i - h_j)^2 + x_{ij}^2}$  é a distância entre o cabo “i” e o cabo “j”;
- $D_{ij} = \sqrt{(h_i + h_j)^2 + x_{ij}^2}$  é a distância entre o cabo “i” e a imagem do cabo “j” em relação ao solo;
- no caso de “i” = “j”,  $d_{ij} = r_{1i}$  e  $D_{ij} = 2 \cdot h_i$ .

### 5.1.1 Determinação de $[\dot{Z}_0]$

Esta parcela está relacionada à geometria da LT, ou seja, ao enlace de fluxo magnético – gerado pela corrente no cabo “i” – entre o cabo “j” e o solo (ou, no caso da impedância própria do cabo, entre o próprio cabo “i” e o solo). Considerar apenas esta parcela no cálculo da matriz  $[\dot{Z}]$  corresponde a considerar a LT sem perdas e dispersão [4]. Sua expressão é:

$$\dot{Z}_{0(I,J)} = j \cdot \omega \cdot \frac{\mu_0}{2 \cdot \pi} \cdot \ln \left( \frac{D_{IJ}}{d_{IJ}} \right) \quad (5-3)$$

### 5.1.2 Determinação de $[\dot{Z}_C]$

Esta parcela corresponde à impedância interna dos cabos, ou seja, à relação entre o campo elétrico longitudinal na superfície externa de um cabo e a corrente no mesmo. Neste caso, são desprezados os acoplamentos entre cabos e a matriz torna-se diagonal, ou seja,  $\dot{Z}_{C(I,J)} = 0$  para “i” ≠ “j”. A expressão de  $[\dot{Z}_C]$  é [21]:

$$\dot{Z}_{C(I,I)} = j \cdot \frac{\omega \cdot \mu}{2 \cdot \pi \cdot \rho_I} \cdot \frac{\dot{I}_0(\dot{\rho}_I) \cdot \dot{K}_1(\dot{\rho}_0) + \dot{I}_1(\dot{\rho}_0) \cdot \dot{K}_0(\dot{\rho}_I)}{\dot{I}_1(\dot{\rho}_I) \cdot \dot{K}_1(\dot{\rho}_0) - \dot{I}_1(\dot{\rho}_0) \cdot \dot{K}_1(\dot{\rho}_I)}, \quad (5-4)$$

onde:

- $\dot{\rho}_0 = r_{0I} \cdot \sqrt{j \cdot \omega \cdot \mu_I \cdot \sigma_I}$  e  $\dot{\rho}_I = r_{II} \cdot \sqrt{j \cdot \omega \cdot \mu_I \cdot \sigma_I}$ ;
- $\dot{I}_0$  e  $\dot{I}_1$  são as **funções modificadas de Bessel de primeira espécie**, de ordem zero e um, respectivamente;
- $\dot{K}_0$  e  $\dot{K}_1$  são as **funções modificadas de Bessel de segunda espécie**, de ordem zero e um, respectivamente.

Em geral, as funções de Bessel fazem parte do conjunto de funções pré-definidas da maioria das linguagens de programação, entre elas o FORTRAN (utilizada neste trabalho), o MATLAB e o MAPLE. Mesmo assim, uma breve apresentação de suas expressões é conveniente, principalmente se for levado em conta que os argumentos são complexos.

$$I_n(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{x}{2}\right)^{2 \cdot k + n}}{k!(k+n)!} \quad (5-5)$$

$$K_0(x) = -\left(\ln \frac{x}{2} + \gamma\right) \cdot I_0(x) + 2 \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{I_{2k}(x)}{k}$$

$$K_0(x) = -\left(\ln \frac{x}{2} + \gamma\right) \cdot \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{x}{2}\right)^{2 \cdot k}}{(k!)^2} + 2 \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sum_{m=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{x}{2}\right)^{2 \cdot m + 2 \cdot k}}{m!(m+2 \cdot k)!}}{k} \quad (5-6)$$

$$K_1(x) = -\frac{\partial K_0(x)}{\partial x}$$

$$K_1(x) = \frac{\sum_{k=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{x}{2}\right)^{2 \cdot k}}{(k!)^2}}{x} + 2 \cdot \left(\ln \frac{x}{2} + \gamma\right) \cdot \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{x}{2}\right)^{2 \cdot k}}{x \cdot (k!)^2} \cdot k - 2 \cdot \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sum_{m=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{x}{2}\right)^{2 \cdot m + 2 \cdot k}}{x \cdot m!(m+2 \cdot k)!} \cdot (2 \cdot m + 2 \cdot k)}{k} \quad (5-7)$$

Nas equações (5-6) e (5-7),  $\gamma$  é a **constante de Euler-Mascheroni**, definida como nas expressões a seguir:

$$\gamma = -\int_0^{\infty} e^{-x} \cdot \ln(x) \cdot dx = 1 + \sum_{k=2}^{\infty} \left[ \frac{1}{k} + \ln\left(\frac{k-1}{k}\right) \right] \approx 0,5772156649 \quad (5-8)$$

### 5.1.3 Determinação de $[\dot{Z}_s]$

Esta parcela é obtida a partir da formulação de Carson [22] e está relacionada ao campo elétrico longitudinal gerado no solo pelas correntes nos cabos “i” e “j”. Sua expressão é:

$$\dot{Z}_{S(I,I)} = \frac{\mu_S}{\pi} \cdot \omega \cdot \int_0^{\infty} (\sqrt{\tau^2 + j} - \tau) \cdot e^{-2\alpha \cdot h_I \cdot \tau} \cdot d\tau$$

$$\dot{Z}_{S(I,J)} = \frac{\mu_S}{\pi} \cdot \omega \cdot \int_0^{\infty} (\sqrt{\tau^2 + j} - \tau) \cdot e^{-2\alpha \cdot (h_I + h_J) \cdot \tau} \cdot \cos(x_{IJ} \cdot \tau) \cdot d\tau$$

, onde  $\alpha = \sqrt{\omega \cdot \mu_S \cdot \sigma_S}$ .

( 5-9 )

Há duas considerações a serem feitas a respeito das equações em ( 5-9):

- Para que a formulação de Carson seja válida é necessário que  $\mu_S = \mu_0$ ;
- Observa-se, nas parcelas  $[\dot{Z}_0]$  e  $[\dot{Z}_C]$ , que a parte real da impedância longitudinal é uma função par (em relação a  $\omega$ ), enquanto que a parte imaginária é uma função ímpar. Na formulação de Carson para a determinação de  $[\dot{Z}_S]$ , a propriedade aplica-se apenas à parte real, não sendo a parte imaginária nem mesmo simétrica.

Como será apresentado na próxima seção, o uso da Transformada Direta de Fourier introduz valores negativos de  $\omega$  nos cálculos, o que leva à necessidade dos seguintes procedimentos para a obtenção de  $[\dot{Z}_S]$  em frequências negativas:

- calcular a matriz utilizando o módulo da frequência angular;
- inverter o sinal da parte imaginária de  $\dot{Z}_{S(I,J)}$  ou  $\dot{Z}_{S(I,I)}$ .

Cumprе ressaltar que, para se levar em consideração a permissividade elétrica do solo, basta utilizar  $\hat{\alpha} = \sqrt{\omega \cdot \mu_S \cdot (\sigma_S + j \cdot \omega \cdot \epsilon_S)}$  no lugar do valor de  $\alpha$  definido em ( 5-9 ) [4].

#### 5.1.4 Determinação de $[\dot{Y}]$

A expressão que relaciona o parâmetro  $[\dot{Y}]$  com as tensões e correntes na linha é:

$$\frac{\partial [\dot{I}]}{\partial x} = -[\dot{Y}] \cdot [\dot{V}], \quad (5-10)$$

onde  $[\dot{V}]$  e  $[\dot{I}]$  são, respectivamente, as matrizes das tensões transversais e correntes longitudinais na linha.

A matriz de admitância transversal está relacionada ao campo elétrico transversal gerado pelas cargas distribuídas nos cabos “i” e “j”. Sua expressão é:

$$\dot{Y}_{(i,j)} = j \cdot 2 \cdot \pi \cdot \omega \cdot \epsilon_0 \cdot [A]^{-1}, \text{ onde: } A_{(i,j)} = \ln \left( \frac{D_{ij}}{d_{ij}} \right). \quad (5-11)$$

A formulação apresentada na ( 5-11 ), comumente utilizada nos cálculos das linhas de transmissão, assume que o solo é um condutor perfeito na dimensão transversal, o que é válido quando os parâmetros  $\sigma_s$  e  $\epsilon_s$  e  $\omega$  forem tais que  $|\sigma_s + j \cdot \omega \cdot \epsilon_s| \gg j \cdot \omega \cdot \epsilon_0$ . Contudo, há um procedimento que não faz a aproximação descrita acima; este procedimento não será apresentado neste trabalho, podendo ser encontrado em [23].

## 5.2 Uso da Transformada Direta de Fourier

Para que os parâmetros  $\dot{Z}$  e  $\dot{Y}$  – cujas expressões foram calculadas na seção anterior – sejam utilizados nos cálculos elétricos das LT’s, é necessário que as tensões e correntes sejam igualmente representadas no domínio da frequência. Esta representação é feita pela **Transformada Direta de Fourier**, cuja base teórica é apresentada nesta seção.

De acordo com o Teorema de Fourier, qualquer função pode ser representada, em um intervalo  $[t, t+T]$  (onde  $T$  é o intervalo de observação da função), por uma série infinita de funções seno e co-seno, da seguinte forma [21]:

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} [a_n \cdot \cos(n \cdot \omega_0 \cdot t) + b_n \cdot \text{sen}(n \cdot \omega_0 \cdot t)], \text{ onde } \omega_0 = \frac{2 \cdot \pi}{T}. \quad (5-12)$$

Alternativamente a equação ( 5-12 ) pode ser escrita como uma série de coeficientes complexos:

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} [\dot{F}_n \cdot e^{j(n \cdot \omega_0 \cdot t)}], \text{ onde } \omega_0 = \frac{2 \cdot \pi}{T}. \quad (5-13)$$

Se  $f(t)$  for periódica – de período  $T$  – a série infinita de Fourier representa a função não só em um intervalo, mas para qualquer valor de  $t$ . Assim, a equação ( 5-13 ) indica que funções periódicas podem ser representadas em termos das variáveis  $\omega_0$  e  $n$ , ou seja, para valores de  $\omega$  iguais a  $0, \pm\omega_0, \pm 2 \cdot \omega_0, \pm 3 \cdot \omega_0$  e assim por diante. Esses valores de  $\omega$  são denominados **espectro de freqüências** da função  $f(t)$ .

Desta forma, para se representar uma função em um intervalo de tempo  $(-\infty, +\infty)$ , é necessário transformá-la em uma função periódica  $f_p(t)$ , cuja expressão é  $f_p(t) = f(t)$  no intervalo  $[t, t+T]$ . Fora deste intervalo não é possível garantir a igualdade acima.

Contudo, à medida que o período  $T$  aumenta, o intervalo no qual a igualdade não é válida diminui, sendo inexistente quanto  $T$  tende a infinito. Como  $\omega_0 = \frac{2 \cdot \pi}{T}$ , observa-se que um aumento no período da função causa um aumento no número de freqüências do espectro, já que  $\omega_0$  diminui. No limite quando  $T$  tende a infinito, o espectro de freqüências é contínuo e sua amplitude existe para qualquer freqüência.

Neste caso, a função  $f(t)$  pode ser expressa por:

$$f(t) = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{F}(\omega) \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t} \cdot d\omega \quad (5-14)$$

A função  $\dot{F}(\omega)$  é denominada **função densidade espectral** de  $f(t)$  e corresponde à sua representação no domínio da frequência. Sua determinação é feita a partir da Transformada Direta de Fourier, cuja expressão é:

$$\dot{F}(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cdot e^{-j\omega t} \cdot dt \quad (5-15)$$

A equação ( 5-15 ) é utilizada na determinação das tensões aplicadas na LT, no domínio da frequência, feita na seção 5.5.

### 5.3 Função de Transferência da Linha

A propagação de um sinal ao longo de uma linha de transmissão pode ser obtida a partir de sua expressão em um ponto conhecido desta LT. Neste trabalho, o sinal a ser propagado é a tensão no extremo inicial da linha  $v(0,t)$ ; o objetivo é a determinação da expressão da tensão em um ponto qualquer da LT  $v(x,t)$ . O diagrama abaixo apresenta as etapas desta determinação, com o uso das Transformadas de Fourier.

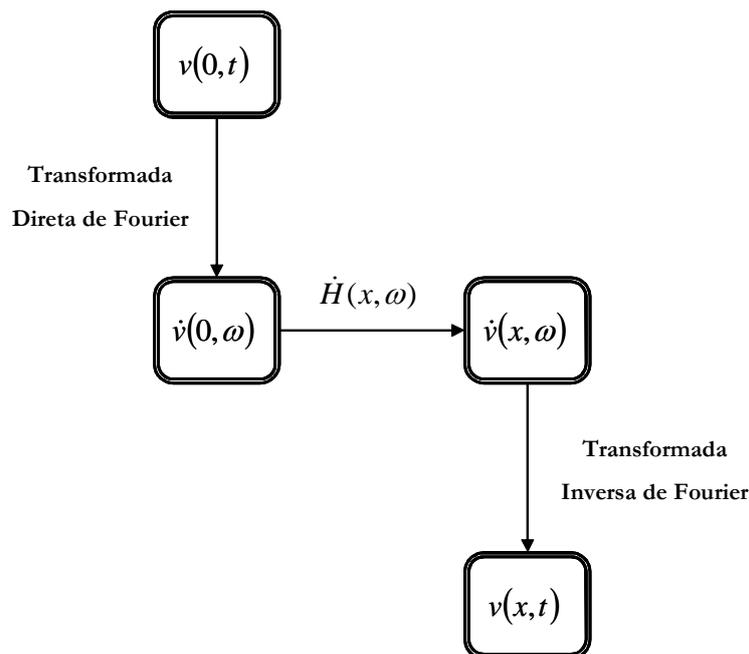


Figura 5-2 – Determinação da tensão em um ponto qualquer da LT

Portanto, busca-se determinar uma função  $\dot{H}(x, \omega)$  de forma que:

$$\dot{v}(x, \omega) = \dot{H}(x, \omega) \cdot \dot{v}(0, \omega), \quad (5-16)$$

onde:

- $\dot{v}(x, \omega)$  é a tensão em um ponto de uma linha de transmissão a uma distância  $x$  de seu extremo inicial, expressa no domínio da frequência;
- $\dot{H}(x, \omega)$  é a função de transferência da LT, determinada a seguir, a partir do circuito equivalente da LT apresentado no Capítulo 2;
- $\dot{v}(0, \omega)$  é a tensão no extremo inicial da LT, expressa no domínio da frequência com o uso da Transformada Direta de Fourier, apresentada na seção 5.2.

Após a determinação de  $\dot{v}(x, \omega)$  deve-se utilizar a **Transformada Inversa de Fourier** para a obtenção do sinal propagado no domínio do tempo  $v(x, t)$ . Este procedimento é apresentado na seção 5.4.

No Capítulo 2 foi apresentado o circuito equivalente de uma linha de transmissão, bem como sua segmentação no caso do cálculo de grandezas em pontos intermediários da LT. Este circuito é apresentado novamente na Figura 5-3, ligeiramente modificado para representar a impedância de uma eventual carga conectada aos terminais da linha.

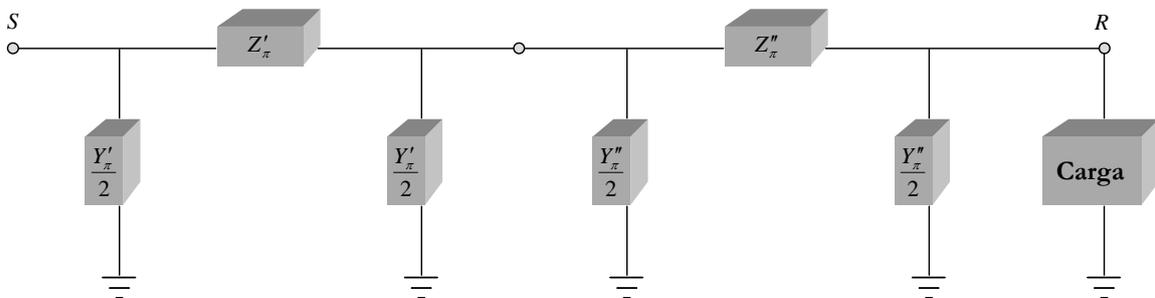


Figura 5-3 – Circuito equivalente de uma LT conectada a uma carga

No circuito acima estão representadas as seguintes variáveis:

- $x$  é a distância do ponto de interesse ao extremo inicial da LT;
- $d$  é o comprimento total da LT;
- Impedância série do primeiro segmento:

$$\dot{Z}_\pi' = \dot{Z}_C \cdot \text{senh}(\dot{\gamma} \cdot x) \quad (5-17)$$

- Impedância série do segundo segmento:

$$\dot{Z}_\pi'' = \dot{Z}_C \cdot \text{senh}(\dot{\gamma} \cdot (d - x)) \quad (5-18)$$

- Admitância paralelo do primeiro segmento:

$$\frac{\dot{Y}_\pi'}{2} = \frac{1}{\dot{Z}_C} \cdot \tanh\left(\frac{\dot{\gamma} \cdot x}{2}\right) \quad (5-19)$$

- Admitância paralelo do segundo segmento:

$$\frac{\dot{Y}_\pi''}{2} = \frac{1}{\dot{Z}_C} \cdot \tanh\left(\frac{\dot{\gamma} \cdot (d - x)}{2}\right) \quad (5-20)$$

- $\dot{Y}_L$  é a impedância da carga.

Ocultando-se, por facilidade, o desenvolvimento das expressões algébricas na determinação de  $\dot{v}(x, \omega)$ , chega-se a [21]:

$$\dot{v}(x, \omega) = \frac{1}{1 + \dot{Z}'_{\pi} \cdot \frac{\dot{Y}'_{\pi}}{2} + \dot{Z}'_{\pi} \cdot \left( \frac{\dot{Y}''_{\pi}}{2} + \frac{\dot{Y}''_{\pi} + \dot{Y}_L}{2} \right)} \cdot \dot{v}(0, \omega) \quad (5-21)$$

Portanto, a função de transferência da LT é dada por:

$$H(x, \omega) = \frac{v(x, \omega)}{v(0, \omega)} = \frac{1}{1 + \dot{Z}'_{\pi} \cdot \frac{\dot{Y}'_{\pi}}{2} + \dot{Z}'_{\pi} \cdot \left( \frac{\dot{Y}''_{\pi}}{2} + \frac{\dot{Y}''_{\pi} + \dot{Y}_L}{2} \right)} \quad (5-22)$$

Cumprе ressaltar que a função de transferência expressa em ( 5-22 ) é específica para o cálculo da tensão em um ponto qualquer da LT a partir da tensão em seu extremo inicial. Caso haja interesse na determinação de outras grandezas, a função de transferência  $\dot{H}(x, \omega)$  pode diferir da apresentada em ( 5-22 ), devendo, portanto, ser calculada caso a caso.

Outro aspecto a ser considerado é que  $\dot{H}(x, \omega)$  depende essencialmente dos parâmetros  $\dot{Z}$  e  $\dot{Y}$  das LT's que, como foi apresentado na seção 5.1, são definidos a partir de expressões complexas envolvendo integrais e séries infinitas. Este aspecto deve ser avaliado por ocasião do uso da Transformada Inversa de Fourier, na qual  $\dot{H}(x, \omega)$  deve ser multiplicada por  $\dot{v}(0, \omega)$  e depois integrada para a obtenção de  $v(x, t)$ .

## 5.4 Uso da Transformada Inversa de Fourier

Após o cálculo, no domínio da frequência, do sinal propagado pela LT, a partir de ( 5-15 ), ( 5-16 ) e ( 5-22 ), deve-se determinar sua expressão no domínio do tempo  $v(x,t)$ , a partir da Transformada Inversa de Fourier.

A transformada inversa já foi inclusive apresentada na seção 5.2 [( 5-14 )], na definição da transformada direta, e nada mais é do que a representação de uma função qualquer a partir de sua série exponencial de coeficientes complexos:

$$f(t) = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{F}(\omega) \cdot e^{j\omega t} \cdot d\omega \quad (5-23)$$

Aplicando-se a definição anterior à equação ( 5-16 ), tem-se:

$$v(x,t) = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{v}(x,\omega) \cdot e^{j\omega t} \cdot d\omega = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} \dot{H}(x,\omega) \cdot \dot{v}(0,\omega) \cdot e^{j\omega t} \cdot d\omega \quad (5-24)$$

Como o integrando de ( 5-24 ) é complexo e a função  $v(x,t)$  é real, o termo imaginário resultante da integral é sempre nulo. Explicitando, portanto, apenas o termo real da integral, tem-se [21]:

$$v(x,t) = v_{RR}(x,t) + v_{II}(x,t) + v_{RI}(x,t) + v_{IR}(x,t), \quad (5-25)$$

onde:

- $v_{RR}(x,t) = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} H_R(x,\omega) \cdot v_R(0,\omega) \cdot \cos(\omega \cdot t) \cdot d\omega;$
- $v_{II}(x,t) = -\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} H_I(x,\omega) \cdot v_I(0,\omega) \cdot \cos(\omega \cdot t) \cdot d\omega;$

- $$v_{RI}(x,t) = -\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} H_R(x,\omega) \cdot v_I(0,\omega) \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot d\omega;$$
- $$v_{IR}(x,t) = -\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} H_I(x,\omega) \cdot v_R(0,\omega) \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot d\omega;$$
- $H_R(x,\omega)$ ,  $H_I(x,\omega)$ ,  $v_R(x,\omega)$  e  $v_I(x,\omega)$  são, respectivamente, as partes real e imaginária da função de transferência e da tensão no extremo inicial da linha.

## 5.5 Aplicação do Procedimento de Cálculo ao Estudo

As técnicas e equações apresentadas nas seções 5.1 a 5.4 são aplicadas, nesta seção, para o cálculo teórico da propagação de um sinal de tensão em uma linha de transmissão. Na seção seguinte, são apresentados os resultados da propagação calculada pelas equações e simulada no EMTDC.

Inicialmente são relacionadas as características principais da linha de transmissão considerada neste estudo:

- Tensão nominal: 500 kV;
- Comprimento: 2000 km;
- Cabo condutor: 1 x ACSR 1113 kCM – 45/7, *Bluejay* ( $r_0 = 4,00$  mm;  $r_l = 15,99$  mm,  $\sigma = 2,612 \cdot 10^7$  S/m,  $\mu = \mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$  H/m);
- Sem cabos pára-raios;
- Altura média do cabo condutor em relação ao solo: 10,0 m;
- Condutividade do solo:  $\sigma_s = 10^{-3}$  S/m.

São aplicados, no extremo inicial da linha, dois tipos de tensão – degrau e senoidal – cujas expressões são:

$$vd(0,t) = v_0 \cdot u(t) \tag{5-26}$$

$$vs(0,t) = v_0 \cdot \sqrt{2} \cdot \text{sen}(\omega_0 \cdot t) \cdot u(t) \tag{5-27}$$

Nas equações ( 5-26 ) e ( 5-27 ),  $v_0$  é a amplitude da tensão,  $u(t)$  é a função degrau (ou função de *Heaviside*) – cuja expressão é  $u(t) = \begin{cases} 1, t \geq 0 \\ 0, t < 0 \end{cases}$  – e  $\omega_0$  é a frequência angular da tensão senoidal. O valor de  $v_0$  é 500 kV, enquanto que  $\omega_0 = 500$  rad/s.

Para ambos os tipos de tensão, calcula-se a tensão no ponto central da LT com o extremo final aberto, a fim de constatar a propagação da onda eletromagnética.

Os valores apresentados de  $\omega_0$  e do comprimento da LT foram escolhidos devido aos seguintes aspectos:

- Conforme a seção 5.4, o uso da Transformada Inversa de Fourier para o cálculo da propagação de uma onda eletromagnética em uma LT envolve integrações em uma faixa infinita de frequências;
- De acordo com o Capítulo 2, o comprimento elétrico de uma linha está relacionado com a frequência das ondas presentes na mesma. Desta forma, em um espectro, para cada componente há um comprimento elétrico associado, fazendo com que a LT se comporte como uma linha de meio comprimento de onda apenas em uma frequência;
- Portanto, a denominação **linha de meio comprimento de onda** deve se referir ao regime normal de operação de uma LT, ou seja, regime permanente;
- Em regime permanente, as frequências dos sinais degrau e senoidal são bem definidas – zero e  $\omega_0$ , respectivamente. Considera-se, portanto, que a LT deve ter comprimento próximo a  $\frac{\lambda}{2}$  (5% acima, como no Capítulo 2) referente ao regime permanente de um sinal senoidal de frequência angular igual a  $\omega_0$ ;

- Como apresentado na Tabela 2-1 do Capítulo 2, para que o comprimento elétrico de uma LT seja igual a  $1,05 \cdot \pi$ , seu comprimento físico aproximado, para uma frequência de 60 Hz, deve ser de 2625 km;
- A linguagem de programação utilizada neste trabalho para o desenvolvimento das equações teóricas é o FORTRAN, devido principalmente à velocidade de execução do programa computacional gerado;
- As funções seno e co-seno hiperbólicos inerentes à função de transferência  $\dot{H}(x, \omega)$  crescem rapidamente com o aumento de seus argumentos, que, no cálculo da propagação das ondas na LT, são proporcionais à frequência ( $\dot{\gamma}$ ) e ao comprimento da mesma;
- As variáveis de dupla precisão do FORTRAN são capazes de representar números até cerca de  $2 \cdot 10^{308}$ , causando erros de *overflow* no caso de valores superiores a este. Foi verificado, durante as simulações, que os limites de frequência máxima de integração e do comprimento da LT são de 1 MHz e 2000 km, respectivamente;
- Para que não haja *overflow*, é necessária a redução de um dos parâmetros, caso o outro seja aumentado. Contudo, ambos os valores-limite, adotados neste trabalho, levam a resultados satisfatórios, considerando o tipo de análise em questão;
- Utilizando a equação ( 2-34 ) do Capítulo 2, pode-se concluir que, para uma frequência de 80 Hz ( $\cong 503$  rad/s), 2000 km corresponde a um comprimento elétrico de  $1,067 \cdot \pi$ . Por facilidade de cálculo, o valor de  $\omega_0$  adotado nos cálculos é de 500 rad/s.

### 5.5.1 Determinação de $\dot{v}_d(0, \omega)$ e $\dot{v}_s(0, \omega)$

Utilizando-se ( 5-15 ) e omitindo-se o desenvolvimento por facilidade, chega-se às expressões a seguir:

$$\dot{v}d(0, \omega) = v_0 \cdot \left( \pi \cdot \delta(\omega) - j \cdot \frac{1}{\omega} \right) \quad (5-28)$$

$$\dot{v}s(0, \omega) = \frac{v_0 \cdot \sqrt{2}}{2} \cdot \left[ \left( \frac{1}{\omega + \omega_0} - \frac{1}{\omega - \omega_0} \right) + j \cdot \pi \cdot (\delta(\omega + \omega_0) - \delta(\omega - \omega_0)) \right], \quad (5-29)$$

onde  $\delta$  é a função Delta, cuja expressão é  $\delta(x) = \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \varepsilon \cdot |x|^{\varepsilon-1}$ , com  $x \in \mathfrak{R}$ .

### 5.5.2 Determinação de $\dot{H}(x, \omega)$

Aplicando-se a equação ( 5-22 ) com  $\dot{Y}_L = 0$  – o que indica LT aberta – e usando-se as equações ( 5-7 ) a ( 5-20 ), obtém-se:

$$\dot{H}(x, \omega) = \frac{\cosh(\dot{\gamma} \cdot (d - x))}{\cosh(\dot{\gamma} \cdot d)} \quad (5-30)$$

### 5.5.3 Determinação de $\dot{v}d(x, \omega)$ e $\dot{v}s(x, \omega)$

Antes de iniciar o cálculo, deve-se notar que a propriedade a seguir torna-se útil na aplicação de ( 5-16 ), já que as expressões de ambos os tipos de tensão possuem termos com a função Delta:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} f(x) \cdot \delta(x - a) \cdot dx = f(a) \quad (5-31)$$

Utilizando-se em conjunto ( 5-16 ) e ( 5-31 ) a ambas as tensões  $\dot{v}d(0, \omega)$  e  $\dot{v}s(0, \omega)$  tem-se:

$$\dot{v}d(x, t) = \frac{v_0}{2} \cdot \left\{ H_R(x, 0) + \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{H_I(x, \omega) \cdot \cos(\omega \cdot t) + H_R(x, \omega) \cdot \sen(\omega \cdot t)}{\omega} \cdot d\omega \right\} \quad (5-32)$$

$$v_S(x,t) = \frac{v_0 \cdot \sqrt{2}}{4} \cdot \left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} [H_R(x,\omega) \cdot \cos(\omega \cdot t) - H_I(x,\omega) \cdot \sin(\omega \cdot t)] \cdot \left[ \frac{1}{\omega + \omega_0} - \frac{1}{\omega - \omega_0} \right] d\omega \\ - \cos(\omega_0 \cdot t) \cdot [H_I(x, -\omega_0) - H_I(x, \omega_0)] \\ + \sin(\omega_0 \cdot t) \cdot [H_R(x, -\omega_0) + H_R(x, \omega_0)] \end{array} \right\} \quad (5-33)$$

Encontra-se a seguir uma lista com informações úteis a respeito do cálculo das integrais expressas em ( 5-32 ) e ( 5-33 ):

- Apesar de não obrigatório, deve se dar preferência à integração numérica, com esquemas adaptativos [24], já que  $H_R(x,\omega)$  e  $H_I(x,\omega)$ , por dependerem dos parâmetros  $\dot{Z}$  e  $\dot{Y}$ , não possuem expressões analíticas simples. O FORTRAN utiliza um método adaptativo baseado nas regras de Gauss-Kronrod;
- $\lim_{\omega \rightarrow 0} H_R(x,\omega) = 1$ ;
- O integrando  $\left( \frac{1}{\omega + \omega_0} - \frac{1}{\omega - \omega_0} \right)$  pode causar problemas de precisão no processo de integração, devido às singularidades nos pontos  $\omega_0$  e  $-\omega_0$ . Caso isto ocorra, uma solução é utilizar uma substituição de variáveis, fazendo  $\omega' = \omega + \omega_0$  e  $\omega'' = \omega - \omega_0$ .

## 5.6 Resultados Obtidos

Apresenta-se, nos gráficos a seguir, as formas de onda das tensões aplicadas no extremo inicial e das tensões no ponto central da LT, obtidas com a formulação desenvolvida nos itens 5.1 a 5.5 e com o simulador PSCAD/EMTDC.

Com relação ao EMTDC, os modelos de linhas de transmissão *built-in* disponíveis são:

- Modelo de Bergeron;

- Modelo com parâmetros dependentes da frequência (fases);
- Modelo com parâmetros dependentes da frequência (modos).

Conforme a própria indicação do simulador, o modelo com parâmetros dependentes da frequência em componentes de fase é o mais indicado para estudos transitórios – como a análise da propagação das ondas – e foi, portanto, adotado neste estudo.

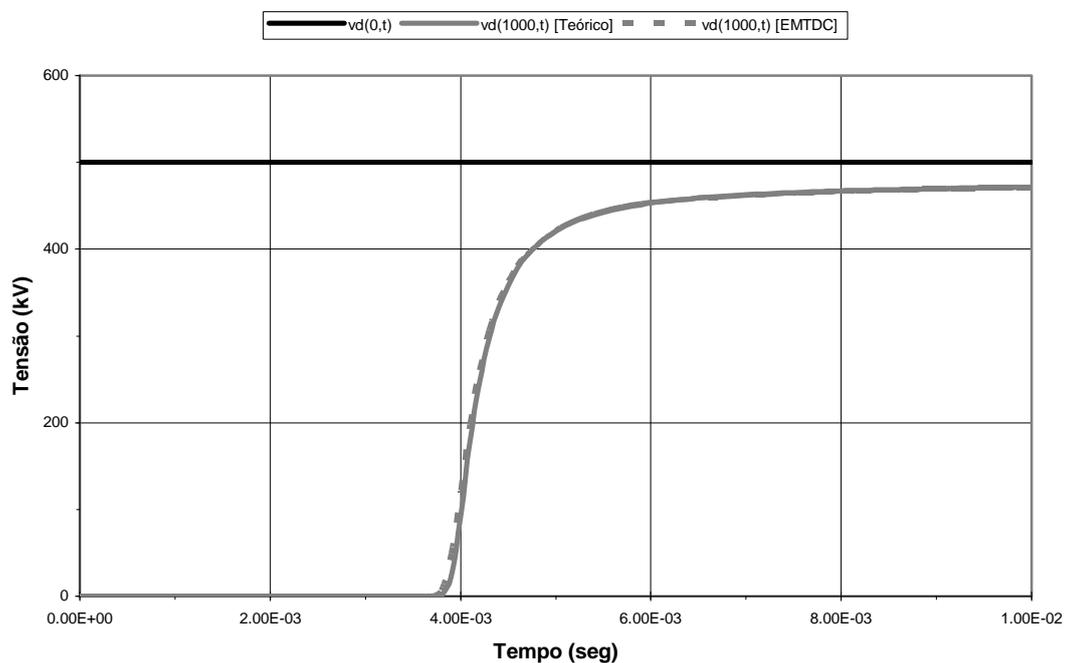
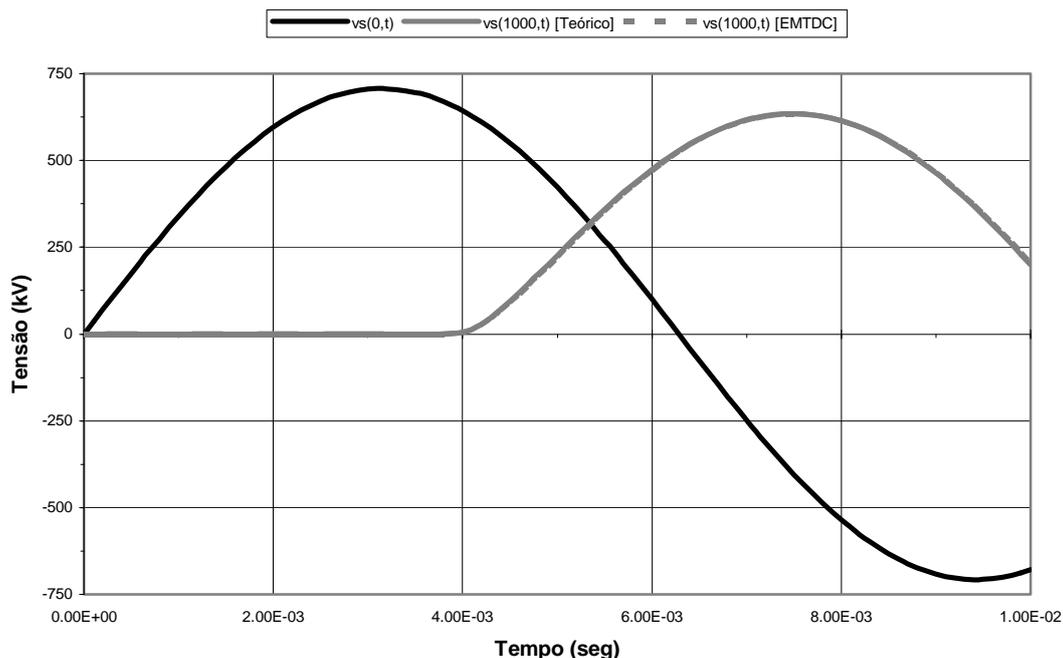


Figura 5-4 – Resultados da propagação para a tensão tipo degrau



**Figura 5-5 – Resultados da propagação para a tensão senoidal**

Como se pode observar nos gráficos anteriores, os resultados são praticamente os mesmos para ambos os casos. É conveniente ressaltar os seguintes pontos:

- O tempo total de simulação, de  $10^{-2}$  s (10 ms), foi escolhido para que não houvesse representação da onda refletida no extremo final da LT, apresentando-se assim mais claramente a propagação das formas de onda incidentes no início da linha;
- As amplitudes das tensões no ponto central da LT são inferiores às amplitudes da tensão aplicada no extremo inicial da LT devido às perdas. Em ambos os casos, os valores encontrados a partir da análise teórica e da simulação computacional são coincidentes;
- O tempo de propagação das ondas é da ordem de 4 ms, com uma ligeira diferença (aproximadamente um *timestep*) entre o resultado teórico e o computacional no caso da tensão tipo degrau. A partir deste valor, pode-se estimar a velocidade de propagação das ondas na linha:

$$v = \frac{\Delta S}{\Delta t} \cong \frac{1000 \cdot 10^3}{3,7 \cdot 10^{-3}} \cong 2,7 \cdot 10^8 \text{ m/s};$$

- No caso senoidal, a tensão calculada no ponto central da LT a partir da análise teórica possui uma pequena distorção na região próxima a 9 ms, devido a erros inerentes ao processo de integração. Como pode ser observado neste caso, os resultados obtidos com as duas análises são praticamente os mesmos.

Pode-se concluir, a partir das análises e dos gráficos acima apresentados, que o modelo *built-in* de linhas de transmissão do EMTDC representa de forma adequada, para o tipo de análise a ser realizada neste trabalho, uma linha de transmissão e, em particular, uma LT de meio comprimento de onda.

Um aspecto a ser considerado em outras simulações de linhas de meio comprimento de onda, principalmente quando o interesse recair sobre o comportamento transitório da mesma, é a utilização de outras linguagens de programação.

Neste caso, pode ser conveniente a adoção de linguagens matemáticas – como o MAPLE, por exemplo – caso o nível de precisão necessário seja muito alto e um eventual maior tempo de execução não represente uma dificuldade decisiva.

Neste capítulo foram analisados aspectos relativos à propagação de sinais pela linha, representados adequadamente pelo simulador, quando comparados aos resultados teóricos. No Capítulo 6, este modelo é utilizado com o foco principal sobre o controle da operação da linha, no que diz respeito à potência ativa transmitida pela mesma.

Ressalta-se novamente que o desenvolvimento de um modelo que não adota algumas das simplificações utilizadas neste trabalho pode ser recomendável – e até mesmo obrigatório – para outros tipos de análise, mas não o é no caso das análises feitas neste estudo. Além disso, deve-se manter em mente que modelos mais complexos podem levar a instabilidades ou imprecisões numéricas que podem dificultar ainda mais a obtenção de resultados precisos.

## CAPÍTULO 6

### SIMULAÇÃO E ANÁLISE COMPUTACIONAL

---

No capítulo anterior foi feita uma verificação do modelo de linhas de transmissão do programa de simulação utilizado neste trabalho – o EMTDC e a interface gráfica PSCAD – com o objetivo de avaliar sua adequação para a simulação da operação de uma linha de transmissão de meio comprimento de onda, na qual os efeitos da propagação das ondas eletromagnéticas são bem mais evidentes que nas linhas longas convencionais.

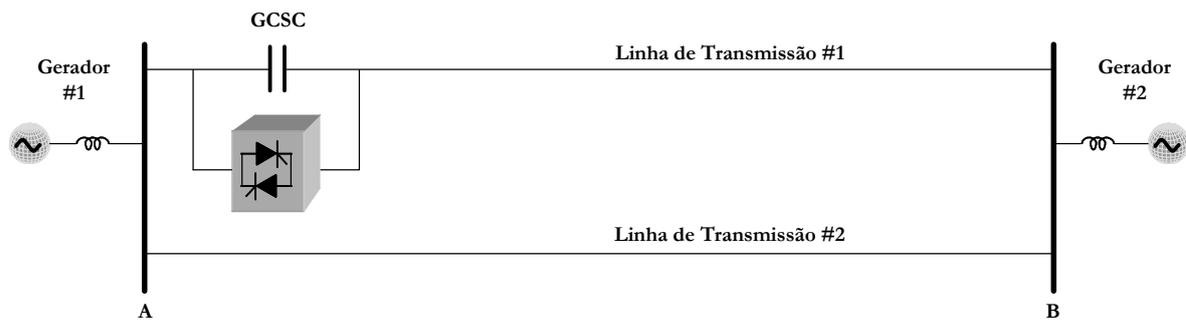
A análise realizada no Capítulo 5 foi simplificada e consistiu, basicamente, da **discussão da validade de algumas hipóteses a serem adotadas, do desenvolvimento de um conjunto de equações matemáticas que representasse a propagação de sinais de tensão em uma LT e de uma simulação desta propagação no EMTDC.**

Os resultados apresentados no capítulo anterior, levando-se em conta as hipóteses adotadas, foram satisfatórios.

Neste capítulo, além da simulação computacional da operação de uma LT de meio comprimento de onda com um dispositivo FACTS para controle da potência ativa transmitida pela mesma, são discutidos aspectos básicos e relevantes relativos à compensação reativa nas linhas de transmissão.

Por simplicidade e facilidade de apresentação de expressões e resultados, foi considerada no Capítulo 5 uma única linha de transmissão monofásica, aberta, sem cabos pára-raios, com tensão nominal de 500 kV e comprimento de 2000 km. Como já mencionado, este comprimento foi escolhido devido a problemas numéricos com a linguagem FORTRAN.

Contudo, a fim de tornar o estudo mais prático, será considerado para as simulações realizadas neste capítulo um sistema equivalente, como representado na Figura 6-1.



**Figura 6-1 – Sistema considerado nas simulações computacionais**

O item a seguir apresenta uma descrição detalhada de cada um dos equipamentos componentes deste equivalente.

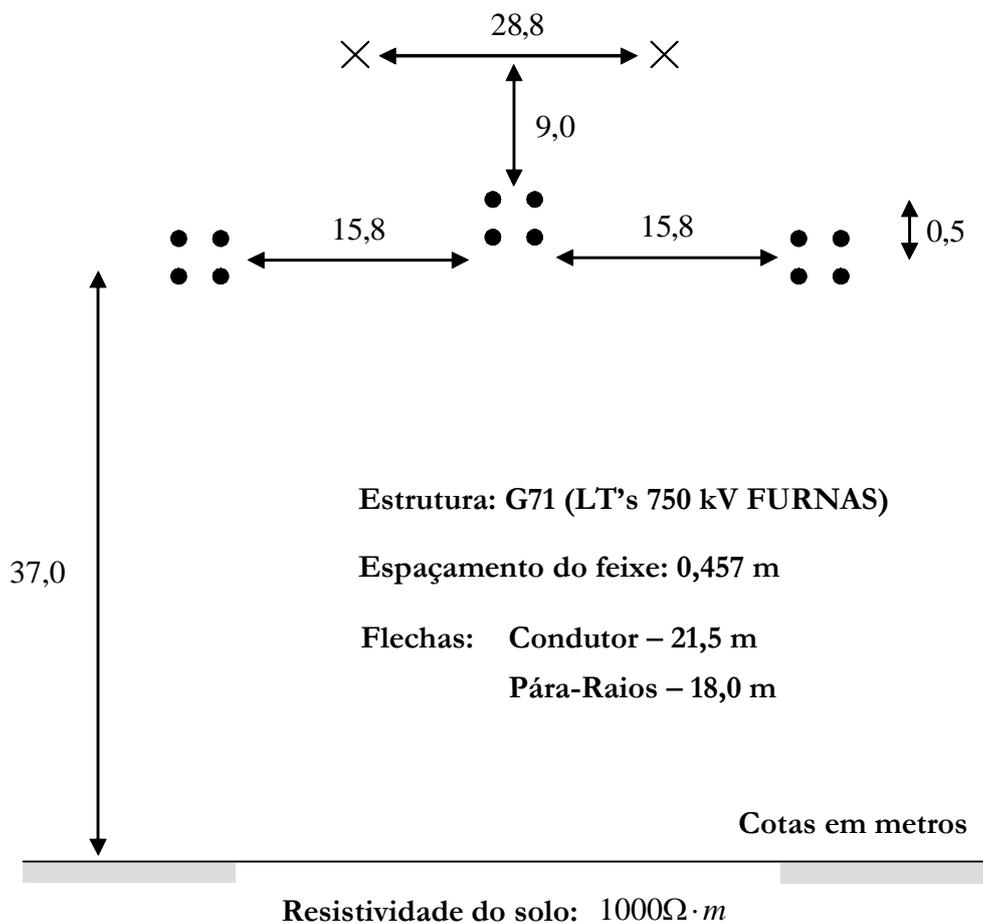
## 6.1 Descrição dos Componentes do Sistema

### 6.1.1 Linhas de Transmissão

As linhas de transmissão representadas em paralelo na Figura 6-1 são trifásicas, idênticas, com as seguintes características:

- Tensão nominal: 750 kV;
- Comprimento: 2770 km;
- Cabos Condutores: 4 x ACSR 1113 kCM – 45/7, *Bluejay*, por fase (diâmetro de 31,92 mm, resistência CC de 0,05238  $\Omega$ /km);
- Espaçamento dos subcondutores no feixe: 0,457 m;
- Flecha média dos cabos condutores: 21,5 m;
- Cabos pára-raios: 2 x Aço Galvanizado 3/8" EHS – 7 fios (diâmetro de 9,14 mm, resistência CC de 3,51  $\Omega$ /km);
- Flecha média dos cabos pára-raios: 18,0 m;

- Geometria da estrutura conforme a Figura 6-2 [25].



**Figura 6-2 – Geometria da estrutura considerada**

Como mencionado no Capítulo 5, o solo é modelado no EMTDC levando-se em conta apenas sua resistividade, considerando-se sua permissividade desprezível. Nesta simulação, portanto, a resistividade do solo foi considerada igual a  $1000 \Omega \cdot m$ .

Dentre os três modelos de linhas de transmissão disponíveis – Bergeron, parâmetros dependentes da frequência em componentes de fase ou modais – o adotado nesta simulação foi o modelo com parâmetros dependentes da frequência em componentes de fase, indicado pelo manual do simulador como sendo o mais adequado para estudos transitórios.

Os primeiros resultados da simulação computacional foram as matrizes de impedância longitudinal  $\dot{Z}$ , de admitância transversal  $\dot{Y}$  e a matriz-produto entre ambas  $\dot{Z} \cdot \dot{Y}$ , em componentes de fase e de seqüência, bem como os vetores de

impedância característica e de tempo de propagação em componentes de seqüência. Destes valores, os mais importantes são (a 60 Hz):

- **Impedância longitudinal de seqüência positiva:**  $0,01450+j\cdot0,3458 \Omega/\text{km}$ ;
- **Admitância transversal de seqüência positiva:**  $j\cdot4,795\cdot10^{-6} \text{ S}/\text{km}$ ;
- **Impedância característica de seqüência positiva:**  $268,6-j\cdot5,627 \Omega$ .

A partir destes valores, pode-se determinar a potência natural (SIL) das linhas:

$$P = \text{Re} \left[ \frac{V^2}{\dot{Z}_c} \right] = \text{Re} \left[ \frac{750^2}{268,6 - j \cdot 5,627} \right] \cong 2093 \text{ MW} \quad (6-1)$$

### 6.1.2 Fontes de Tensão e Impedâncias Equivalentes

Foram considerados, em ambos os extremos das linhas, associações série de impedâncias e fontes de tensão, de valores fictícios, representando os subsistemas equivalentes a partir dos pontos “a” e “b” da Figura 6-1.

Estes valores foram ajustados de modo que, sem qualquer compensação reativa por atuação do GCSC, as tensões em ambos os terminais das LT's tenham módulo aproximadamente igual a 750 kV e que as linhas transmitam uma potência ativa equivalente à sua potência natural, ou seja, 2093 MW.

Os valores adotados foram:

- **Fonte 1:**  $V = 754 \text{ kV}$ , com defasagem angular de  $222,6^\circ$  em relação às tensões da fonte 2, e  $\dot{Z}_{11} = 28 \cdot e^{j\cdot87^\circ} \Omega$ , onde  $V$  é a tensão entre fases e  $\dot{Z}_{11}$  é a impedância equivalente de seqüência positiva;
- **Fonte 2:**  $V = 744 \text{ kV}$  e  $\dot{Z}_{21} = 18 \cdot e^{j\cdot87^\circ} \Omega$ , onde  $V$  é a tensão entre fases e  $\dot{Z}_{21}$  é a impedância equivalente de seqüência positiva.

### 6.1.3 Capacitores do GCSC

No Capítulo 2 foi discutida uma formulação matemática para a consideração da compensação dos parâmetros das LT's nas expressões de  $\dot{Z}$ ,  $\dot{Y}$ ,  $\dot{\gamma}$ ,  $\dot{Z}_C$  e  $\dot{S}_C$  [(2-25) a (2-28)].

A partir de (2-26), que define o valor da impedância característica de uma linha compensada por fatores de compensação  $\eta_L$  e  $\eta_T$ , e com o uso de (2-31), poder-se-ia analisar a potência transmitida por uma LT em função destes dois parâmetros:

$$P(\eta_L, \eta_T) = \frac{V_0^2}{\sqrt{\frac{\eta_L}{\eta_T}} \cdot Z_0} \cdot \frac{\text{sen} \delta}{\text{sen}(\sqrt{\eta_L \cdot \eta_T} \cdot \theta)} \quad (6-2)$$

Considerando-se que o GCSC proporciona compensação apenas na impedância longitudinal da LT, a equação (6-2) se tornaria:

$$P(\eta_L) = \frac{V_0^2}{\sqrt{\eta_L} \cdot Z_0} \cdot \frac{\text{sen} \delta}{\text{sen}(\sqrt{\eta_L} \cdot \theta)} \quad (6-3)$$

A partir de (6-3) poderia ser feita uma análise da variação da transmissão de potência ativa em função do percentual de compensação da impedância série da LT, obtendo-se o valor de  $\frac{\partial P(\eta_L)}{\partial \eta_L}$ . Contudo, a formulação discutida na seção 2.3 e resumida acima parte do princípio que os valores de impedância longitudinal  $\dot{Z}$  e admitância transversal  $\dot{Y}$  da LT são alterados, respectivamente, para  $\dot{Z}' = \eta_L \cdot \dot{Z}$  e  $\dot{Y}' = \eta_T \cdot \dot{Y}$ .

Na realidade, o que ocorre numa compensação série como a realizada pelo GCSC é a inserção/retirada controlada de um capacitor em um dos extremos da LT, **mantendo-se inalteradas suas impedâncias e admitâncias por unidade de comprimento**. O procedimento descrito para consideração da compensação dos parâmetros da linha é, portanto, uma aproximação.

Desta forma, considerando-se que será feita nesta seção a definição dos valores dos capacitores do GCSC, optou-se, alternativamente, por utilizar o **circuito real de seqüência positiva** correspondente ao sistema representado na Figura 6-1. Este circuito, cuja adequação neste caso deve-se ao fato de que a operação do sistema é basicamente equilibrada (com ligeiros desbalanços representados principalmente por assimetrias ou falta de transposições), está representado na Figura 6-3.

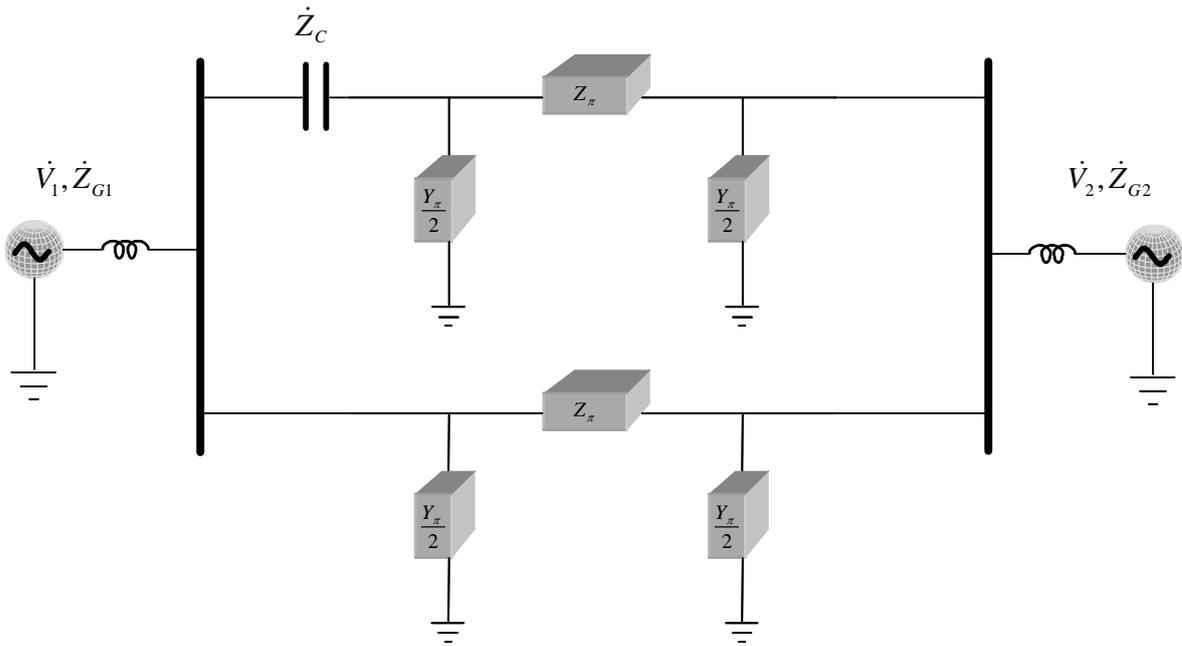


Figura 6-3 – Sistema equivalente de seqüência positiva

No circuito acima, foi utilizado o circuito  $\pi$  equivalente das linhas de transmissão (ver Figura 2-2). As seguintes variáveis estão representadas:

- $\dot{V}_1$  e  $\dot{V}_2$  – tensões internas das fontes nos extremos inicial e final das LT's, respectivamente;
- $\dot{Z}_{G1}$  e  $\dot{Z}_{G2}$  – impedâncias equivalentes nos extremos inicial e final das LT's, respectivamente;
- $\dot{Z}_C$  – impedância do capacitor do GCSC na situação de compensação máxima (ângulos de extinção dos GTOs iguais a  $90^\circ$ );

- $\dot{Z}_\pi$  e  $\dot{Y}_\pi$  – parâmetros do circuito  $\pi$  equivalente das LT's relacionados, respectivamente, à impedância longitudinal e à admitância transversal das mesmas.

Considerando-se que as componentes de seqüência negativa e zero são nulas, tem-se, portanto:

- $\dot{V}_1 = \frac{754}{\sqrt{3}} \cdot e^{j222,6^\circ}$  kV;
- $\dot{V}_2 = \frac{744}{\sqrt{3}} \cdot e^{j0^\circ}$  kV;
- $\dot{Z}_{G1} = 28 \cdot e^{j87^\circ}$   $\Omega$ ;
- $\dot{Z}_{G2} = 18 \cdot e^{j87^\circ}$   $\Omega$ ;
- $\dot{Z}_\pi = \sqrt{\frac{\dot{Z}}{\dot{Y}}} \cdot \sinh(\sqrt{\dot{Z} \cdot \dot{Y}} \cdot d)$ , onde  $\dot{Z}$  e  $\dot{Y}$  correspondem aos valores de seqüência positiva apresentados na seção 6.1.1 e  $d$  é o comprimento da LT.  
Para o caso em análise, tem-se:  $\dot{Z}_\pi \cong -20,36 - j \cdot 111,0$   $\Omega$ ;
- $\frac{\dot{Y}_\pi}{2} = \sqrt{\frac{\dot{Y}}{\dot{Z}}} \cdot \tanh\left(\frac{\sqrt{\dot{Z} \cdot \dot{Y}} \cdot d}{2}\right) \cong (3,365 - j \cdot 16,61) \cdot 10^{-3}$  S;
- $\dot{Z}_C = -j \cdot \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot C}$ , em  $\Omega$ , onde C é o valor do capacitor a ser determinado.

A potência ativa trifásica transmitida pela LT #1 pode ser encontrada por:

$$P = 3 \cdot \text{Re}[\dot{V}_{LTI} \cdot \dot{I}_{LTI}^*], \quad (6-4)$$

onde  $\dot{V}_{LTI}$  e  $\dot{I}_{LTI}$  podem ser encontrados a partir da solução do circuito da Figura 6-3.

Para se determinar o valor do capacitor, deve-se avaliar o percentual desejado de elevação da potência ativa transmitida pela LT. Dentro das características e limitações de um GCSC, já discutidas no Capítulo 4, considerar-se-á, neste trabalho, um percentual de elevação de 30%.

Portanto, a equação a ser resolvida é:

$$\frac{P\left(\dot{V}_1, \dot{V}_2, \dot{Z}_{G1}, \dot{Z}_{G2}, \dot{Z}_C, \dot{Z}_\pi, \frac{\dot{Y}_\pi}{2}\right)}{P\left(\dot{V}_1, \dot{V}_2, \dot{Z}_{G1}, \dot{Z}_{G2}, 0, \dot{Z}_\pi, \frac{\dot{Y}_\pi}{2}\right)} = 1,3 \quad (6-5)$$

Cumprе ressaltar que o denominador em ( 6-5 ) é igual à potência natural da LT, ou seja, aproximadamente 2093 MW.

Por facilidade, será omitido o desenvolvimento da solução de ( 6-5 ), observando-se apenas que trata-se de uma solução comum de circuitos elétricos em corrente alternada. O valor de C encontrado é de aproximadamente 70  $\mu\text{F}$ , valor este utilizado na simulação.

## 6.2 Aspectos Gerais da Simulação

A lista a seguir contém definições úteis a respeito do processo de simulação:

- A potência ativa trifásica transmitida pelas linhas de transmissão foi considerada igual à soma, nas três fases, dos produtos entre as tensões de fase e as correntes no extremo inicial das mesmas;
- O tempo total de simulação foi considerado igual a 3 segundos, sendo o *timestep* igual a 100  $\mu\text{s}$ ;
- Foram utilizados, nos circuitos PLL monofásicos, os valores pu das correntes na linha de transmissão a ser controlada, a fim de reduzir os valores das variáveis de entrada do circuito. A base escolhida foi o valor de pico da

corrente que corresponde à potência natural da linha sob tensão nominal, ou seja,  $\frac{2093}{\sqrt{3} \cdot 750} \cdot \sqrt{2}$  kA;

- As fontes que representam as tensões dos sistemas equivalentes nos extremos inicial e final das LT's possuem uma constante inicial de tempo de 0,1 segundo, a fim de reduzir as oscilações nos primeiros instantes de simulação;
- Para a medição dos valores instantâneos das potências ativas monofásicas na LT a ser controlada, foram utilizados blocos FFT, cujas entradas foram os produtos das tensões pelas correntes e as saídas foram os níveis CC destes produtos;
- Apesar de a potência ativa a ser controlada ser trifásica, os circuitos PLL e de disparo são independentes para as três fases. Desta forma, é possível ter o controle de que percentual da potência ativa trifásica é transmitido por cada fase da linha. Nesta simulação, considerou-se uma transmissão equilibrada de potência, ou seja 1/3 da potência ativa total para cada fase;
- Também foram utilizados, para o valor de referência de potência ativa trifásica, valores pu, tomando-se como base o SIL da LT. Assim, pode-se controlar a potência ativa total transmitida pela linha desde 1,0 até 1,3 vezes o seu SIL.

A seguir apresenta-se uma lista com as variáveis monitoradas na simulação computacional, cujos gráficos encontram-se na seção 6.3:

- Potência ativa trifásica transmitida por ambas as LT's;
- Frequências das correntes nas fases da LT #1, detectadas pelos circuitos PLL;
- Correntes nas fases da LT #1 e sinais de disparo/bloqueio dos GTOs de cada fase;
- Ângulo de extinção dos GTOs de cada fase;
- Tensão e corrente nos capacitores de cada fase.

### 6.3 Gráficos Resultantes da Simulação

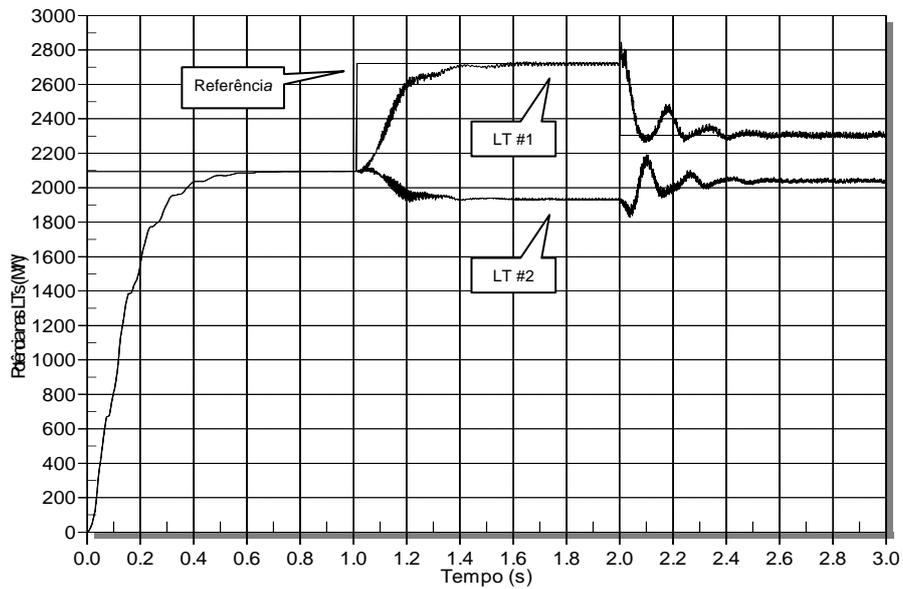


Figura 6-4 – Potência ativa trifásica transmitida pelas LT's

Pode-se observar, no gráfico acima, o efeito do controle da potência ativa transmitida pela LT #1. O valor de referência é alterado duas vezes – em 1,0 s (de 1,0 pu para 1,3 pu) e em 2,0 s (de 1,3 pu para 1,1 pu) – e em ambas a potência transmitida pela LT #1 segue estes valores, com a inserção controlada do capacitor do GCSC no circuito.

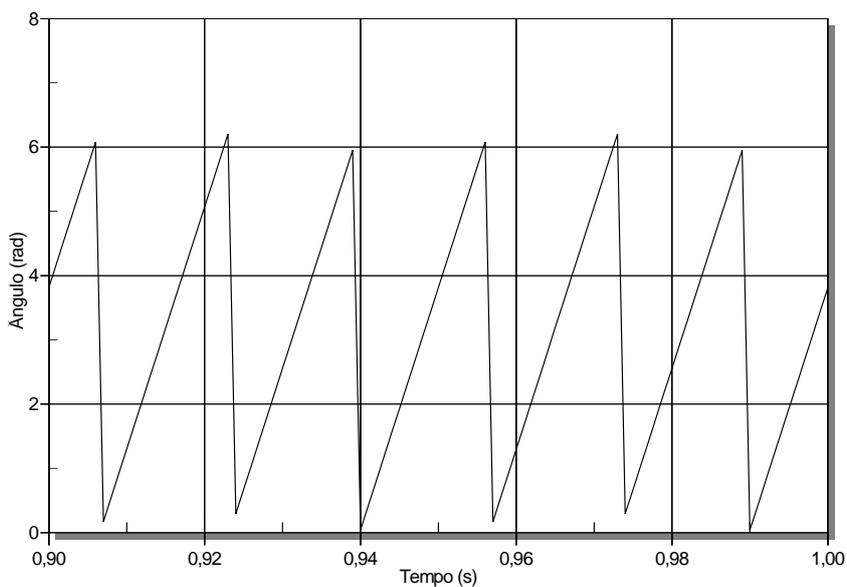
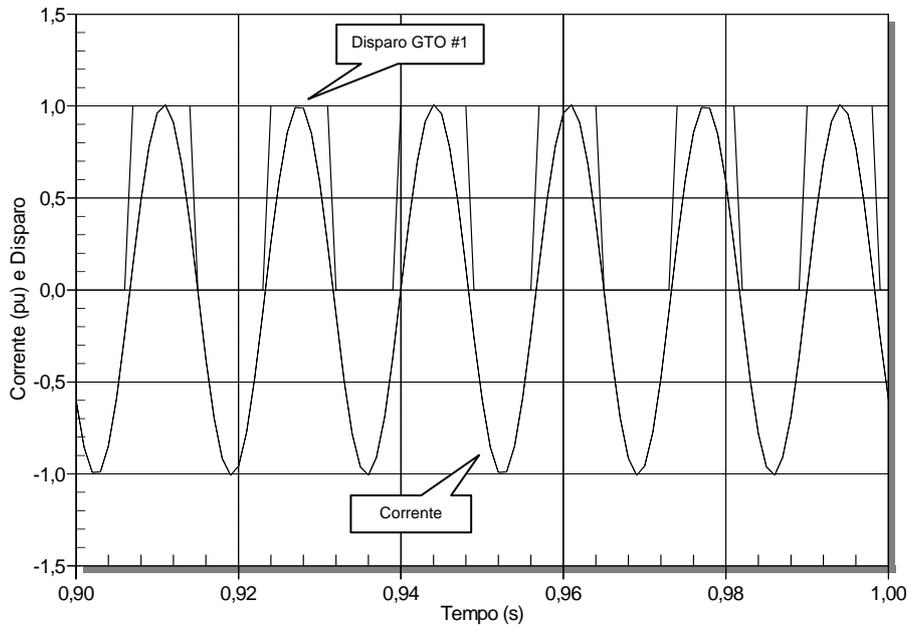


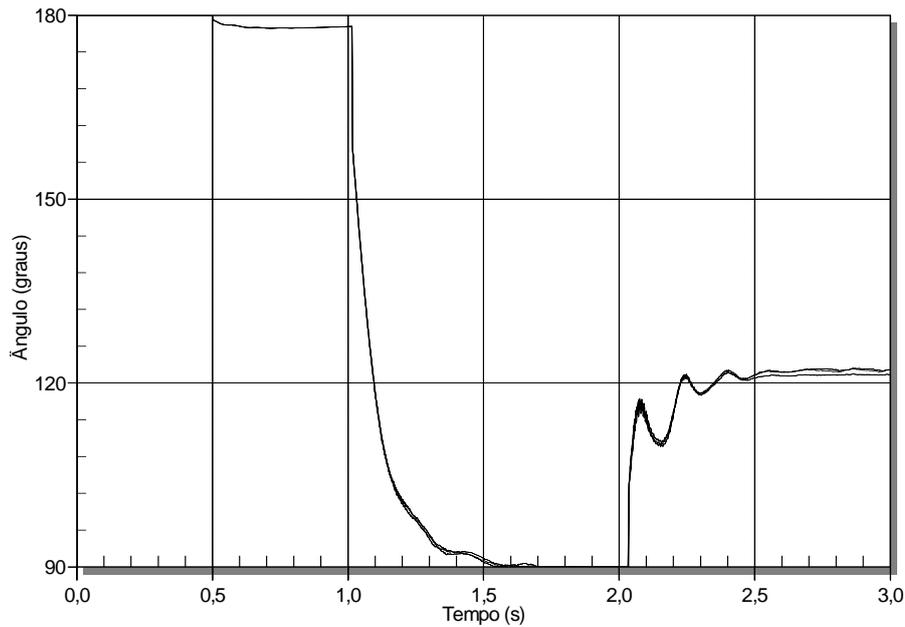
Figura 6-5 – Ângulo de fase da corrente na fase “a”, detectado pelo circuito PLL

O gráfico anterior ilustra o ângulo de fase da corrente na fase “a”, variando de zero a  $2\cdot\pi$  radianos. O coeficiente angular das retas acima é aproximadamente igual à frequência angular do sistema, ou seja,  $2\cdot\pi\cdot 60$  rad/s.



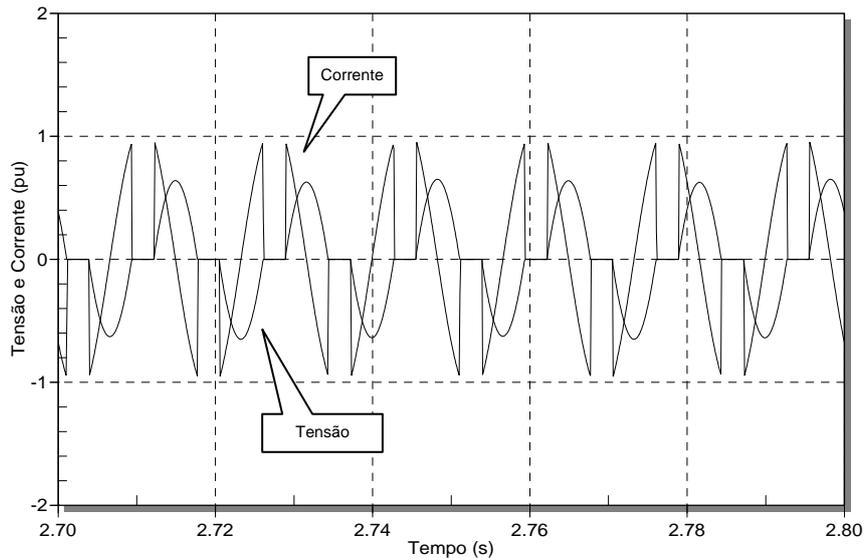
**Figura 6-6 – Corrente e sinal de disparo do GTO #1 – fase “a”**

Antes do instante de tempo 1,0 s, o valor de referência de potência ativa está em 1,0 pu, o que praticamente provoca a não-inserção dos capacitores do GCSC. Desta forma, o ângulo de extinção dos GTOs é aproximadamente igual a  $180^\circ$ . Este fato está comprovado no gráfico acima, no qual a função de disparo do GTO #1 é igual a 1 (GTO no estado *ON*) durante o semi-ciclo positivo da corrente e igual a 0 (GTO no estado *OFF*) durante o semi-ciclo negativo.



**Figura 6-7 – Ângulos de extinção dos GTOs (fases “a”, “b” e “c”)**

Com o sistema operando em regime equilibrado, os ângulos de extinção dos GTOs das três fases devem ser idênticos, já que os capacitores são inseridos igualmente nas fases “a”, “b” e “c”. O gráfico acima ilustra este fato, além de mostrar a operação do GCSC praticamente no seu limite quando o valor de referência de potência é igual a 1,3 pu (entre 1,0 s e 2,0 s), confirmando o dimensionamento dos capacitores realizado na seção 6.1.3.



**Figura 6-8 – Tensão e corrente no capacitor da fase “a”**

Cumprido ressaltar a semelhança entre o gráfico acima e a Figura 4-2. Neste ponto da simulação, o ângulo de extinção dos GTOs está próximo a  $120^\circ$ .

#### **6.4 Caso Especial: Operação do GCSC sob Desbalanceço**

A simulação descrita nas seções 6.1, 6.2 e 6.3 foi realizada considerando-se um sistema idealmente balanceado, ou seja, com comportamento semelhante nas suas três fases. Este equilíbrio pode ser constatado nos gráficos da seção 6.3, nos quais são representados os ângulos de extinção dos GTOs, indicando que os capacitores das três fases são igualmente inseridos no circuito.

O objetivo desta seção é apresentar alguns resultados computacionais relativos à operação do GCSC sob um regime ligeiramente desbalanceado, a fim de avaliar seu comportamento no que se refere à capacidade de compensação reativa.

Como este trabalho dedica-se igualmente ao estudo das linhas de transmissão de meio comprimento de onda e aos dispositivos de controle, o desbalanceço escolhido para ser representado foi o resultante de uma falta de transposição da LT a ser controlada.

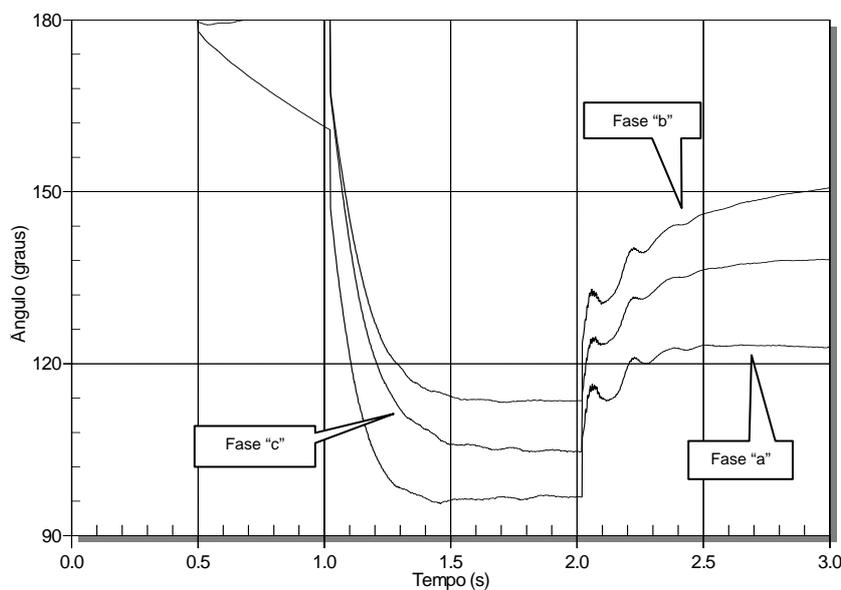
Como já foi dito, este tipo de desbalanceço é geralmente considerado desprezível quando da adoção das componentes de seqüência para a determinação de grandezas

relativas às linhas e subsistemas. Contudo, como será visto a seguir, deve ser levado em conta no dimensionamento e projeto do GCSC, a fim de permitir uma operação adequada deste, mesmo sob desequilíbrio.

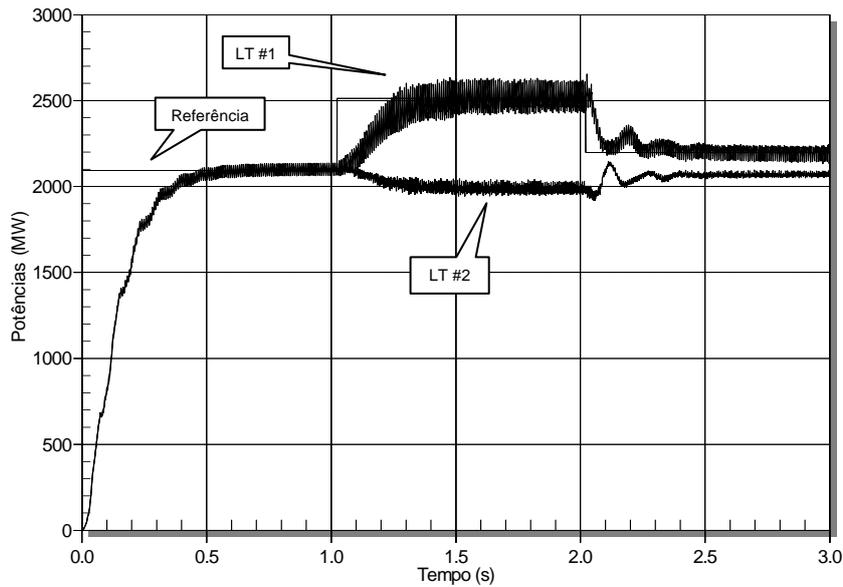
O modelo de LT's utilizado durante a simulação apresentada nas seções 6.1, 6.2 e 6.3 possui uma opção na qual pode-se escolher uma linha idealmente transposta ou não. Em caso afirmativo, o programa automaticamente utiliza matrizes de impedância longitudinal e admitância transversal simétricas, com mútuas idênticas entre si.

Assim, são apresentados nesta seção os resultados de uma simulação na qual a linha de transmissão foi segmentada em dois trechos: um idealmente transposto e outro não. A fim de se avaliar a severidade do desbalanço, o trecho não transposto foi considerado igual a 70 km, sendo o restante da LT (2700 km) considerado idealmente transposto.

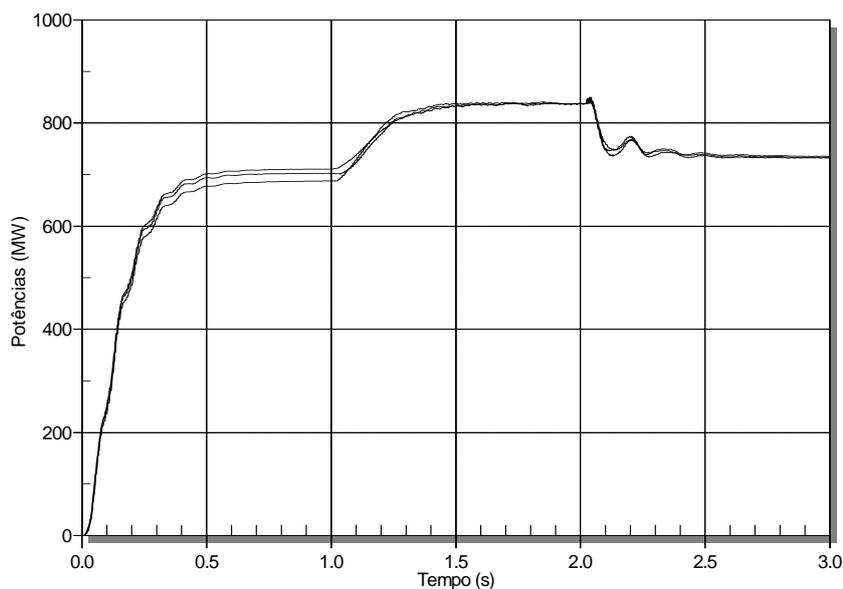
O que ocorre é que o GCSC corrige este desbalanço na transmissão de potência ativa, ajustando agora ângulos de extinção diferentes para as três fases, de forma que as potências monofásicas sejam iguais entre si. Este fato pode ser comprovado nos gráficos a seguir.



**Figura 6-9 – Ângulos de extinção dos GTOs**



**Figura 6-10 – Potência ativa trifásica nas LT's**



**Figura 6-11 – Potências nas fases da LT #1 (MW) vs. tempo (seg)**

Pode-se concluir, a partir da Figura 6-9, que, sem a atuação do GCSC, as potências transmitidas pelas três fases não transpostas são diferentes, o que é indicado pelos diferentes ângulos de extinção dos GTOs.

Como pode ser observado, o ângulo de extinção dos GTOs da fase “b” (a fase central) é ajustado para um valor maior que os das outras duas fases. Isto deve-se ao fato de que, em uma LT não transposta, a potência transmitida pela fase central

umenta, em relação à transmitida pela linha idealmente transposta, havendo necessidade de uma menor impedância efetiva de compensação.

No caso de linhas não transpostas, a análise do comportamento de tensões, correntes e, conseqüentemente, potência ativa não pode ser feita de forma exata com o uso das transformadas de Fortescue (componentes de seqüência positiva, negativa e zero) ou de Clarke (modos  $\alpha$ ,  $\beta$  e 0), já que as matrizes resultantes não são diagonais.

Assim, esta análise requeria a solução das equações das linhas de transmissão (representadas, no domínio do tempo, por ( 2-3 ) e ( 2-4 ) na forma matricial em componentes de fase, como mostradas a seguir no domínio da freqüência.

$$\frac{\partial^2 [\dot{V}(x)]}{\partial x^2} = [\dot{Z}] \cdot [\dot{Y}] \cdot [\dot{V}(x)] \quad (6-6)$$

$$\frac{\partial^2 [\dot{I}(x)]}{\partial x^2} = [\dot{Y}] \cdot [\dot{Z}] \cdot [\dot{I}(x)], \quad (6-7)$$

onde  $[\dot{Z}]$  e  $[\dot{Y}]$  são, respectivamente, as matrizes de impedância longitudinal e admitância transversal por unidade de comprimento,  $[\dot{V}(x)]$  é o vetor de tensões transversais dos cabos e  $[\dot{I}(x)]$  é o vetor das correntes longitudinais nos mesmos.

O objetivo deste trabalho não é uma análise da solução destas equações, mas sim as implicações de um regime desbalanceado na operação do GCSC. Foi verificado, entretanto, que o elemento da diagonal principal do produto entre as matrizes  $[\dot{Z}]$  e  $[\dot{Y}]$  (ou, de forma inversa,  $[\dot{Y}]$  e  $[\dot{Z}]$ ) correspondente à fase central é maior que os outros, o que dá indícios sobre a maior transferência de potência nesta fase.

O que deve ser levado em conta é que quanto maior o desbalanço gerado pela falta de transposição, maior é a potência transmitida pela fase central em relação às demais. Portanto, quanto mais severo for o desbalanço, maior será o ângulo de extinção dos GTOs da fase central e menor será a impedância fundamental de compensação desta fase. Em casos de desbalanços severos, a potência ativa transmitida pela fase

central pode atingir valores acima de 1,3 pu sem qualquer compensação, o que anularia a atuação dos GTOs nesta fase e impossibilitaria o equilíbrio exato das potências nas três fases, já que o GCSC não faz compensação indutiva.

Além disso, para uma mesma elevação de potência ativa, os ângulos de extinção dos GTOs devem ser menores no caso de operação desbalanceada do que em regime equilibrado, o que indica um menor potencial de elevação de potência ativa sob desbalanços. De acordo com cada aplicação específica, os capacitores podem ser dimensionados com uma ligeira folga em relação à máxima potência ativa a se transmitir, de forma a minimizar este efeito.

## CAPÍTULO 7

### CONCLUSÕES E ESTUDOS FUTUROS

---

A análise dos diversos aspectos teóricos – capítulos 2, 3, 4 e 5 – e computacionais – capítulos 5 e 6 – apresentados pode ser resumida na lista a seguir:

- A interconexão de subsistemas separados por uma distância da ordem de 2500 km pode ser feita com uma **linha de transmissão de meio comprimento de onda**, ao invés de serem implantadas várias linhas e subestações intermediárias;
- Isto se deve ao fato de que as LT's de meio comprimento de onda têm comportamento basicamente estável, semelhante ao de uma LT de comprimento médio convencional, sem a necessidade dos pesados níveis de compensação reativa;
- A compensação reativa nas LT's de meio comprimento de onda, contudo, é bastante útil para a realização de pequenos ajustes nas suas grandezas elétricas, tais como potência ativa transmitida, comprimento elétrico e perfil de tensão ao longo da LT e nas barras que ela interliga;
- Um importante aspecto prático a ser destacado é a possibilidade de sobretensões ao longo das LT's quando da transmissão de potências acima da potência característica. Estas sobretensões – que atingem cerca de 1,5 pu no centro da LT, no caso da transmissão de potência ativa equivalente a  $1,5 \cdot \text{SIL}$  (ver Figura 2-9) – certamente levariam a custos adicionais com isolamento na região central da LT, especialmente em áreas poluídas;
- Os equipamentos mais adequados à realização de ajustes são os construídos a partir da tecnologia FACTS, que utilizam chaves semicondutoras comandadas por estratégias de controle rápido, a fim de reduzir perturbações nos subsistemas com uma dinâmica muito reduzida frente aos controles convencionais;

- Dois grupos de equipamentos FACTS podem ser destacados: **controladores baseados em tiristores** e **controladores baseados em conversores estáticos**. Os primeiros utilizam capacitores e/ou reatores chaveados, enquanto os últimos utilizam conversores estáticos como fonte de tensão controlada;
- O dispositivo detalhado neste trabalho foi o GCSC, que realiza a compensação série dos parâmetros da linha de transmissão, a fim de aumentar e controlar a potência ativa transmitida pela mesma;
- A simulação computacional da operação normal de um exemplo de um GCSC e da LT de meio comprimento de onda, realizada neste trabalho, mostrou que a potência ativa transmitida pela LT pode ser controlada e aumentada em cerca de 30% com capacitores da ordem de 70  $\mu\text{F}$  por fase;
- Contudo, atenção especial deve ser dada ao dimensionamento dos componentes do GCSC, especificamente dos capacitores e da lógica de disparo/bloqueio dos GTOs. As simulações computacionais mostraram que uma operação desbalanceada – no presente trabalho representada por um trecho de linha sem transposição – pode alterar a divisão de potência ativa nas fases de forma a levar o GCSC a operar fora de seus limites (ângulos de extinção menores que  $90^\circ$  – quando a potência ativa diminui demasiadamente em uma fase – ou maiores que  $180^\circ$  – quando a potência ativa aumenta demasiadamente em uma fase);
- Desta forma, deve-se cuidar para que o dimensionamento dos capacitores do GCSC seja feito de forma adequada aos possíveis desbalanços/modos de operação do sistema;
- Além disso, a estratégia de transmitir potências ativas equilibradas nas três fases, utilizada na lógica de disparo/bloqueio dos GTOs neste trabalho, pode ser substituída no caso de uma operação sob possíveis desbalanços severos. Uma opção é dar liberdade para a definição de um valor de referência de potência para cada fase. Estes valores de referências podem ser ajustados para valores diferentes no caso de operação desbalanceada;

- Ressalta-se novamente que os equipamentos baseados em capacitores chaveados e/ou reatores controlados por tiristores – ou GTOs, como neste trabalho – possuem em princípio desempenho inferior aos correspondentes construídos com base em conversores estáticos, seja em regime permanente ou transitório. A escolha do tipo a ser empregado depende basicamente das necessidades de transmissão e dos requisitos técnicos e econômicos de cada caso em particular.

Os seguintes tópicos, não desenvolvidos neste trabalho, podem ser abordados em estudos futuros:

- Desenvolvimento e determinação dos parâmetros das linhas de transmissão trifásicas com cabos pára-raios com o uso das equações teóricas;
- Inclusão da permitividade elétrica do solo nos cálculos dos parâmetros das linhas de transmissão;
- Inclusão da variação dos parâmetros elétricos do solo – resistividade e permitividade elétrica – com a frequência nos modelos teóricos das linhas de transmissão;
- Representação trifásica completa das LT's, por meio das transformações e parâmetros modais;
- Análise do comportamento transitório do conjunto LT de meio comprimento de onda & GCSC – por exemplo quando sujeito a faltas ou rejeições de carga;
- Aprofundamento da análise dos harmônicos gerados pelo GCSC, a fim de avaliar seus efeitos na operação da LT, como, por exemplo, no que se refere à transposição da mesma;
- Avaliação do posicionamento mais adequado para instalação do GCSC, considerando as características específicas de cada subsistema, em particular o comportamento da tensão ao longo e nos extremos da LT;

- Análise da operação de um equipamento baseado em conversores estáticos sob as mesmas condições – como o SSSC (*Static Synchronous Series Capacitor*), por exemplo – a fim de comparar seus limites de operação com os do GCSC.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

---

---

- [1] PAVEL, C. O., “Linhas de Transmissão de Meia Onda”, *VI SNPTEE – Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica*, BC/GSP/15, Balneário Camboriú, SC, Brasil, 1981;
- [2] PORTELA, C. M., TAVARES, M. C.; MORENO, G., “Condicionamentos Básicos da Transmissão a Muito Longa Distância”, *XII SNPTEE – Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica*, Recife, PE, Brasil, 1993;
- [3] STEVENSON Jr., W. D., *Elementos de Análise de Sistemas de Potência*, Edição Brasileira, Ed. McGraw-Hill do Brasil Ltda., 1978;
- [4] PORTELA, C. M., TAVARES, M. C., “Modeling, Simulation and Optmization of Transmission Lines. Applicability and Limitations of Some Used Procedures”;
- [5] GYUGYI, L., “Converter-Based FACTS Controllers”, 1998;
- [6] GYUGYI, L., “Application Characteristics of Converter-Based FACTS Controllers”, *IEEE*, 2000;
- [7] MOHAN, N., UNDELAND, T. M., ROBBINS, W. P., *Power Electronics – Converters, Applications, and Design*, 2<sup>nd</sup> Edition, John Wiley & Sons, Inc., 1995;
- [8] HUANG, A. Q., MOTTO, K., LI, Y., “Development and Comparison of High-Power Semiconductor Switches”;
- [9] STEIMER, P. K., GRÜNING, H. E., WERNINGER, J. et al., “IGCT – a New Emerging Technology for High Power, Low Cost Converters”. In: *Proceedings of the Annual Meeting of the IEEE Industry Applications Society*, pp. 1592-1599, New Orleans, Louisiana, 1997;
- [10] *Rectifier Diode*, In: Target Specification, ABB Semiconductors, September, 2001;
- [11] *Phase Control Thyristor*, In: Target Specification, ABB Semiconductors, September, 2001;

- [12] *Gate Turn-Off Thyristor*, In: Target Specification, ABB Semiconductors, August, 2000;
- [13] *IGBT-Die*, In: Target Specification, ABB Semiconductors, August, 2002;
- [14] *Asymmetric Integrated Gate-Commutated Thyristor*, In: Target Specification, ABB Semiconductors, September, 2001;
- [15] AREDES, M., SANTOS Jr., G., “A Robust Voltage Control for Multipulse STATCOMs”, *IPEC – International Power Electronics Conference*, Tokyo, Japan, 2000;
- [16] SANTOS Jr., G., *Um Novo Modelo Digital do STATCOM a 12 Pulsos*, Projeto Final de Curso, Depto. de Engenharia Eletrotécnica/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, 1999;
- [17] *North-South 500 kV AC Power Interconnection: Transmission Stability Improvement by Means of TCSC and SC*, In: Application Note A02-0171 E, ABB Power Systems, 2000;
- [18] SOUZA, L. F. W., WATANABE, E. H., AREDES, M., “GTO Controlled Series Capacitor”, *IEEE*, 2000;
- [19] ARRUDA, L. N., SILVA, S. M., CARDOSO FILHO, B. J. et al., “Single and Three-Phase PLL Structures for Utility Connected Systems”. In: *Proceedings of the 5<sup>th</sup> Brazilian Power Electronics Conference*, pp. 329-334, Foz do Iguaçu, Paraná, Brazil, 1999;
- [20] SOUZA, L. F. W., WATANABE, E. H., AREDES, M., “GTO Controlled Series Capacitors: Multi-Module and Multi-Pulse Arrangements”, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 15, n° 2, pp. 725-731, April, 2000;
- [21] SANTIAGO, N. H. C., *Modelo para Propagação de Surtos em Linhas de Transmissão Incluindo os Efeitos Corona, Pelicular e de Retorno pelo Solo*; Tese de M.Sc., COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 1982;

- [22] CARSON, J. R., “Wave Propagation in Overhead Wires with Ground Return”, *Bell System Technical Journal*;
- [23] ARISMUNANDAR, A., “Capacitive Correction Factors for Transmission Lines to Include Finite Conductivity and Dielectric Constant of the Earth”, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, Special Supplement, pp. 436-456, 1963;
- [24] PRESS, W. H., VETTERLING, W. T., TEUKOLSKY, S. A. et al., *Numerical Recipes in FORTRAN – The Art of Scientific Computing*, 2<sup>nd</sup> Edition, Cambridge University, 1992;
- [25] ELLIS, M. F., CHAGAS, S. B. B., *Biblioteca de Modelos de Linhas de Transmissão do Sistema FURNAS para o PSCAD/EMTDC*. In: Nota Técnica DEE.O-007/97, FURNAS Centrais Elétricas S.A, 1997.