

ANÁLISE DE SOBRETENSÕES EM LINHAS DE TRANSMISSÃO COM CABOS
PÁRA-RAIOS ISOLADOS

Denesmar Gomes Pimenta

DISSERTAÇÃO 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. Sandoval Carneiro Jr., Ph. D.

Prof. Antonio Carlos Siqueira de Lima, D.Sc.

Prof. Maurício Aredes, Dr.-Ing.

Prof. Clever Sebastião Pereira Filho, D.Sc.

RIO DE JANEIRO, RJ - BRASIL

MARÇO DE 2006

PIMENTA, DENESMAR GOMES

Análise de Sobretensões em Linhas de
Transmissão com Cabos Pára-Raios
Isolados [Rio de Janeiro] 2006

VIII, 75 p. 29,7 cm (COPPE/UFRJ, M.Sc.,
Engenharia Elétrica, 2006)

Dissertação – Universidade Federal do
Rio de Janeiro, COPPE

1. Análise de Sobretensões
2. Cabos Pára-Raios Isolados
3. Linhas de Transmissão

I. COPPE/UFRJ II. Título (série)

Dedico este trabalho a Denise, minha esposa, por ter me apoiado mesmo nos momentos em que eu dedicava mais tempo aos estudos do que a ela, e a família que estamos construindo.

Agradeço primeiramente a Deus pela vida, por tudo que me concedeu e que venha a me conceder.

Agradeço a Jacimar e Celina, meus pais, pela dedicação e incentivo para que eu estudasse e alcançasse uma boa formação.

Agradeço a Jorge Amon Filho, meu gerente, pelo apoio para enfrentar o duro trabalho que deve ser despendido durante os estudos em um curso de mestrado.

Agradeço também aos meus orientadores pela confiança na realização deste trabalho, apesar de não poder ter dedicação integral, durante o tempo de convivência para obtenção deste título.

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

ANÁLISE DE SOBRETENSÕES EM LINHAS DE TRANSMISSÃO COM CABOS PÁRA-RAIOS ISOLADOS

Denesmar Gomes Pimenta

Março/2006

Orientadores: Sandoval Carneiro Jr.

Antonio Carlos Siqueira de Lima

Programa: Engenharia Elétrica

Este trabalho analisa as sobretensões em linhas de transmissão com cabos pára-raios isolados, fazendo uso da modelagem de seus parâmetros no domínio da frequência e em componentes de fase. Os resultados são confrontados com os obtidos em programas de análise de transitórios eletromagnéticos comerciais, para avaliar a precisão e os erros da modelagem no domínio do tempo. Uma das razões da modelagem no domínio da frequência foi à inclusão da variação dos parâmetros do solo, a condutividade e a permissividade, com a frequência. Os resultados têm mostrado que, para as configurações testadas, os erros são aceitáveis, sendo que a análise incluindo supressores de surto foram feitas somente no domínio do tempo. Uma comparação dos resultados obtidos no domínio do tempo e da frequência indica concordância entre eles, embora algum cuidado deva ser tomado a cerca da faixa de aplicação destes resultados.

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

OVERVOLTAGE ANALISYS OF TRANSMISSION LINES WHIT ISOLATED GUARD CABLES

Denesmar Gomes Pimenta

March/2006

Advisors: Sandoval Carneiro Jr.
Antonio Carlos Siqueira de Lima

Department: Electrical Engineering

This work analyzes the overvoltages in transmission lines with ungrounded ground-wires using phase coordinates and frequency domain modeling. The results are compared against the one obtained by commercial Electromagnetic transient programs to assess the overall accuracy and the error in time domain modeling. One of the reasons of adopting a frequency domain modeling was to include the variation of ground parameters, namely the ground conductivity and permittivity, with frequency. The results have shown that for the configurations tested, the errors were acceptable, thus further analysis including a line surge arrester were developed only in the time domain. A comparison of time-domain and frequency domain results indicate a good agreement between, although some care must be taken with the respect to the range of applicability of theses results.

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO.....	1
1.1. Motivação e Objetivos	2
1.2. Estrutura do Trabalho.....	3
CAPÍTULO 2 - MODELAGEM DA LINHA DE TRANSMISSÃO	5
2.1. CÁLCULO DOS PARÂMETROS DE LINHAS DE TRANSMISSÃO	6
2.1.1. Impedância Interna dos Condutores	6
2.1.2. Impedância Externa e de Retorno pelo Solo.....	7
2.1.3. Parâmetros do solo variante com a frequência	8
2.1.4. Admitância em Derivação	10
2.1.5. Modelagem de Torres.....	11
2.1.6. Modelagem de Resistência de Pé-de-Torre.....	15
2.2. SOLUÇÃO DAS EQUAÇÕES DE UMA LINHA DE TRANSMISSÃO ...	17
2.2.1. Modelo π -Equivalente	18
2.2.2. Modelo de Ondas Viajantes em Componentes de Fases.....	19
2.2.3. Modelo de Ondas Viajantes em Componentes Modais.....	23
2.3. DISCUSSÃO	26
CAPÍTULO 3 - ESTUDOS NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA	27
3.1. ANÁLISE DE TRANSITÓRIOS NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA ATRAVÉS DA TRANSFORMADA NUMÉRICA DE LAPLACE	28
3.1.1. Evolução das Técnicas da TNL	30
3.1.2. Desenvolvimento da TNL.....	31
3.1.3. Práticas Atuais na TNL	32
3.2. CONFIGURAÇÃO ESTUDADA.....	34
3.3. ESTUDOS DE INJEÇÃO DE SINAL NA LINHA DE TRANSMISSÃO.....	37
3.3.1. Injeção de um Degrau Unitário de Tensão nas Três Fases	37
3.3.2. Injeção de um Sinal Co-Senoidal Trifásico de Tensão.....	41
3.4. DISCUSSÃO	49
CAPÍTULO 4 - ESTUDOS NO DOMÍNIO DO TEMPO	50
4.1. ESTUDOS DE INJEÇÃO DE SINAL NA LINHA DE TRANSMISSÃO.....	52
4.1.1. Injeção de um Degrau Unitário de Tensão nas Três Fases	52
4.1.2. Injeção de um Sinal Cosenoidal Trifásico de Tensão.....	56
4.1.3. Injeção de um Surto de Corrente no Cabo Pára-Raios	63
4.2. DISCUSSÃO	65
CAPÍTULO 5 – CONCLUSÕES E SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS.	67
5.1. TRABALHOS FUTUROS	68

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	70
ANEXO I	74

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO

Em países como o Brasil, com dimensões continentais e níveis ceraúnicos elevados, as linhas de transmissão não podem dispensar a utilização de cabos pára-raios (cabos guarda) a fim de minimizar o impacto das descargas atmosféricas nos condutores de fase. Um outro ponto importante é que ao contrário do que se suponha a princípio, os cabos pára-raios são necessários em níveis de tensão mais elevados. Por exemplo, no Canadá, o elo de corrente contínua em $\pm 500\text{kV}$ interligando a província de Quebec com o estado de Nova York, opera com apenas um cabo pára-raios, no Brasil, o sistema de $\pm 600\text{kV}$ de CCAT interligando a região sul e sudeste possui dois cabos pára-raios instalados nas linhas de transmissão.

Usualmente, as linhas de transmissão do setor elétrico brasileiro são dotadas de dois cabos pára-raios de aço do tipo EHS. Contudo, o recente desenvolvimento da tecnologia de fibras óticas vem motivando a substituição de um dos cabos EHS por cabos OPGW. Os cabos OPGW nada mais são que cabos pára-raios dotados de uma alma com diversas fibras óticas. No caso de dois cabos pára-raios EHS, é comum que eles sejam seccionados, em outras palavras, aterrados apenas em alguns trechos do circuito, minimizando as perdas por correntes induzidas. Já no caso dos cabos OPGW, faz-se necessário aterrá-los em todas as torres, minimizando as tensões induzidas e criando diversos “caminhos” para a circulação de correntes induzidas. No caso de cabos pára-raios seccionados, os mesmos são isolados, nas torres, através de isoladores poliméricos de distribuição (tipicamente isoladores de $34,5\text{kV}$ para sistemas de até 500kV) ou através de centelhadores. Apesar de não muito comum no sistema elétrico brasileiro, a configuração de linhas de transmissão com cabos pára-raios (cabos guarda) totalmente isolados das torres estão presentes. Como exemplo de aplicação ter-se-ia o sistema de 765kV e aplicações especiais como sistemas com Pára-Raios Energizados – PRE (MARTINEZ, 1997, D’AJUZ, 1997). Tipicamente, a grande maioria dos circuitos de tensão acima de 345kV , no sistema elétrico brasileiro, operam com pára-raios seccionados (também conhecidos, na literatura técnica, como pára-raios segmentados).

As perdas ôhmicas nos cabos pára-raios isolados podem ser consideradas desprezíveis, contudo a análise correta das tensões induzidas seja em regime (funcionamento normal do sistema) seja durante transitórios (manobras de chaveamento devido a energização, abertura, curto-circuito e surtos atmosféricos) é

de suma importância na fase de estudos de projeto. Faz necessário, portanto, uma correta avaliação do desempenho dos cabos pára-raios nos diferentes cenários de operação a que venham a serem solicitados e não apenas durante a ocorrência de descargas atmosféricas.

A análise das tensões induzidas sejam estas causadas por sobre-tensões transitórias, sejam por tensões em regime, requer uma correta modelagem da linha em estudo. Para uma boa representação desta linha, a variação de seus parâmetros com a frequência durante o processo de cálculo é de crucial importância para a obtenção de resultados corretos e o mais próximos da realidade. Também deve ser dado destaque ao comportamento eletromagnético do solo, uma vez que este, apesar de essencialmente linear, possui condutividade σ e permitividade elétricas ϵ fortemente dependentes da frequência.

1.1. Motivação e Objetivos

A princípio, os cabos pára-raios isolados acarretariam uma elevação de sobretensões nos condutores de fase. Todavia, caso tanto os cabos pára-raios quanto os condutores mais solicitados sob o ponto de vista de descargas parciais estiverem protegidos por supressores de surto, seria possível combinar o aumento de desempenho da linha, usualmente obtido pelo uso de pára-raios de linha nas fases mais solicitadas e nos cabos pára-raios, com a diminuição das perdas nos cabos pára-raios isolados. A escolha das fases dita “crítica” do ponto de vista de descargas atmosféricas é feita através de uma análise expedita de um modelo eletrogeométrico bidimensional. Contudo, para tanto, é necessário uma análise de uma modelagem da linha de transmissão admitindo-se a propagação transversal instantânea, ou seja, supondo que haja apenas a propagação de ondas TEM (transversais eletromagnéticas) ou quase-TEM seja suficiente.

Representa-se facilmente a linha de transmissão no domínio da frequência, podendo este tipo de modelagem ser considerada “exata”, caso o efeito Corona nos condutores possa ser desprezado. Contudo, a inclusão de elementos não lineares no domínio da frequência não é trivial. Dificultando tanto a inclusão das perdas por efeito Corona, como a inclusão de pára-raios de linhas (elementos supressores de surtos).

A inclusão de supressores de surto, sejam pára-raios de linha sejam centelhadores, no domínio da freqüência, não é trivial. No primeiro caso se lida com a representação de um sistema não linear no domínio da freqüência, no segundo com a representação de um circuito linear, mas variante no tempo. Em ambos os casos, há duas possibilidades para a resolução:

- A primeira baseia-se no princípio da superposição através de ‘chaveamentos’ sucessivos entre o domínio da freqüência e o domínio do tempo (SALARI FILHO, 2005).
- A segunda consiste na utilização de técnicas tensoriais (PORTELA, 1972), onde se estabelece uma modelagem incremental da rede no domínio da freqüência.

Note-se que ambas propostas são objetos de estudo na COPPE/UFRJ e tem por característica um elevado custo computacional. Uma abordagem um pouco mais simples é a representação direta do sistema em programas de transitórios eletromagnéticos, como o ATP/EMTP e o PSCAD-EMTDC. Todavia, ambos programas usam diversas aproximações no cálculo dos parâmetros das linhas de transmissão, podendo haver um comprometimento da qualidade dos resultados. Uma análise destes erros foi apresentada em (LIMA, MARTINS e CARNEIRO JR.,2004), onde verificou-se que os erros são maiores nas faixas de freqüência mais elevadas, onde normalmente há um maior interesse para o estudo do comportamento dos cabos pára-raios. Ainda, nos programas comerciais de transitórios eletromagnéticos, não há a possibilidade de implementar o comportamento do solo variante com a freqüência.

A idéia apresentada aqui é “operação em conjunto”, isto é, junção entre estas duas filosofias de estudo (modelagem no domínio da freqüência e modelagem no domínio do tempo). Primeiramente, o sistema é suposto linear e modelado completamente no domínio da variável complexa s de Laplace. Estes resultados compõem o conjunto de contribuições principais do trabalho. De fato a modelagem da linha diretamente em coordenadas de fase no domínio da freqüência apresenta algumas possibilidades no que tange a comparação e a eficácia da modelagem utilizada convencionalmente em programas de transitórios no domínio do tempo.

1.2. Estrutura do Trabalho

O presente trabalho está dividido em cinco capítulos, incluindo este capítulo introdutório. Os demais capítulos são descritos a seguir.

O capítulo 2 apresenta a modelagem aplicada às linhas de transmissão, incluindo-se também os modelos de torres adotados.

O capítulo 3 traz os resultados das simulações realizadas no domínio da frequência. Este capítulo também traz uma descrição da metodologia empregada para obtenção das funções no domínio do tempo.

O capítulo 4 apresenta as simulações realizadas no domínio do tempo, incluindo a atuação do pára-raios de linha.

Por fim, o capítulo 5 apresenta as principais conclusões deste trabalho e sugestões de trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2 - MODELAGEM DA LINHA DE TRANSMISSÃO

Para o estudo em questão nesta dissertação, os parâmetros unitários de linhas de transmissão, a saber, a impedância por unidade de comprimento, Z , e a admitância por unidade de comprimento, Y , são calculados pela aproximação quase estacionária. Esta aproximação equivale a desprezar a propagação transversal, admitindo-a instantânea, e considerar apenas a propagação longitudinal. Com estas hipóteses reduz-se sobremaneira os cálculos, possuindo uma faixa de validade entre 0 e 2 MHz para circuitos onde o comprimento transversal, i.e. altura do circuito, for muito menor que o comprimento do mesmo. Tal cenário é comum nos circuitos de transmissão, excetuando-se quando da modelagem de linhas de transmissão muito curtas, onde o comprimento seja de apenas algumas centenas de metros, para fenômenos rápidos como descargas atmosféricas.

Considerando um sistema de n condutores e levando-se em conta as hipóteses descritas acima, podemos representar uma linha de transmissão pelo seguinte conjunto de equações matriciais:

$$\begin{aligned} \left[\frac{dV}{dx} \right] &= -[Z][I] \\ \left[\frac{dI}{dx} \right] &= -[Y][V] \end{aligned}$$

onde x é a coordenada longitudinal, $[Z]$ e $[Y]$ são as matrizes de impedância e admitância por unidade de comprimento respectivamente, $[V]$ e $[I]$ são os vetores de tensão e corrente ao longo do circuito. A matriz $[Z]$ pode ser decomposta em três partes, a saber:

$$[Z] = [Z_i] + [Z_e] + [Z_s]$$

sendo $[Z_i]$ a matriz de impedância interna, $[Z_e]$ a matriz de impedância externa e $[Z_s]$ a matriz de impedância do retorno pelo solo, todas em ohms por unidade de comprimento.

Usualmente para a solução da equação de onda, o sistema é modelado no domínio da frequência, podendo obter-se as tensões e correntes através de transformadas numéricas baseadas nas Transformadas de Fourier ou Laplace. Com já dito anteriormente, a grande desvantagem do domínio da frequência está na limitação do

mesmo para estudos de circuitos chaveados, i.e. variantes no tempo, e/ou contendo elementos não lineares.

A solução da equação de onda no domínio do tempo demanda a síntese da resposta da linha no domínio da frequência, mais especificamente da impedância (ou admitância) característica e da matriz fator de propagação através de circuitos RLC. Este tipo de modelagem é amplamente empregado em programas de transitórios eletromagnéticos (EMTP) para a representação mais precisa de linhas de transmissão. Dos modelos de linhas de transmissão com parâmetros variantes com a frequência podemos citar o modelo proposto por (MARTI, 1982), conhecido também como modelo modal com matriz de transformação constante, e o auto-denominado Universal Line Model (ULM) proposto em (MORCHED, GUSTAVSEN & TARTIBI, 1999). Alguns programas como PSCAD/EMTDC e o EMTP-RV já possuem a implementação de ambos modelos. O programa ATP possui apenas a implementação do modelo Modal, e para a modelagem de fases possui o modelo baseado no IARMA (Interpolated Auto-Regressive Mean Average) estruturado no domínio da transformada z (NODA, 1997).

As seções a seguir apresentam-se maiores dados sobre o cálculo e a implementação de modelos de linhas de transmissão. Maiores detalhes acerca do cálculo dos parâmetros longitudinais e transversais de condutores em linhas de transmissão podem ser obtidos em (ANDERSON, 1999; DOMMEL, 1986, PORTELA, 1983).

2.1. CÁLCULO DOS PARÂMETROS DE LINHAS DE TRANSMISSÃO

2.1.1. Impedância Interna dos Condutores

Considerando que os condutores nas fases das linhas de transmissão, que têm alma de aço, são tratados como condutores tubulares, enquanto que os condutores dos cabos pára-raios são sólidos de ligas de aço, a impedância interna é dada pelas seguintes equações,

$$z_i = \frac{\eta\rho}{2\pi r_1} \frac{I_0(\eta r_1)K_1(\eta r_0) + K_0(\eta r_1)I_1(\eta r_0)}{I_1(\eta r_1)K_1(\eta r_0) - I_1(\eta r_0)K_1(\eta r_1)} \quad (1)$$

e

$$z_i = \frac{\eta\rho}{2\pi r_1} \frac{I_0(\eta r_1)}{I_1(\eta r_1)} \quad (2)$$

onde ρ é a resistividade do condutor, $\eta = (j\omega\mu\sigma)^{1/2}$, μ é a permeabilidade do condutor, r_1 é o raio externo do condutor cilíndrico e r_0 é o raio interno do condutor. I_0 , I_1 , K_0 , e K_1 são funções de Bessel. Até o início dos anos 70, a implementação das funções de Bessel por séries de potência era bastante problemática. Visando reduzir os problemas numéricos dessas expressões, uma solução aproximada foi proposta por Wedepohl & Wilcox (1973) onde são usadas funções hiperbólicas no lugar das funções de Bessel, conforme mostra (3) para condutores com alma de aço e (4) para condutores sólidos.

$$z_i = \frac{\eta\rho}{2\pi r_1} \coth[\eta(r_1 - r_0)] + \frac{\rho}{2\pi(r_1 + r_0)r_1} \quad (3)$$

$$z_i = \frac{\eta\rho}{2\pi r_1} \coth(0,777\eta r_1) + 0,365 \frac{\rho}{2\pi r_1^2} \quad (4)$$

As formulações apresentadas em (3) e (4) são empregadas em programas como o PSCAD/EMTDC, já o EMTP-RV e o ATP utilizam a aproximação por série de potência para a representação da impedância interna.

2.1.2. Impedância Externa e de Retorno pelo Solo

Para linhas de transmissão aéreas, o modelo de impedância de retorno pelo solo foi elaborado por Carson através de uma integral infinita. Sua formulação é baseada nas seguintes considerações:

- Os condutores estão dispostos num plano horizontal em relação ao solo e possuem um comprimento grande o suficiente para que se possa desprezar o efeito das extremidades;
- O meio entre os condutores e o solo é homogêneo e sem perdas, com permeabilidade μ_0 e permitividade ϵ_0 ;
- O solo é homogêneo com resistividade uniforme ρ_{solo} , permeabilidade μ_0 e permitividade ϵ_0 . É limitado por um plano reto de extensão infinita. O solo se comporta como um condutor ($1/\rho_{\text{solo}} \gg \omega\epsilon_0$), podendo-se desprezar as correntes de deslocamento. Acima de uma frequência crítica devem ser aplicadas outras fórmulas ($f_{\text{critical}} = 1/2\pi\epsilon_0 \rho_{\text{solo}}$);

- O espaçamento entre os condutores deve ser de pelo menos uma ordem de grandeza maior do que a dimensão transversal dos condutores, para que o efeito de proximidade seja desprezado (distribuição de correntes de um condutor influenciadas pelos condutores adjacentes).

Deri et al.(1981) justificaram cientificamente uma proposta de Dubanton de representar o solo através do método das imagens e colocado a uma distância complexa $p = [\rho_{\text{solo}}/(j\mu\omega)]^{1/2}$. Desta forma é possível juntar aos elementos da matriz de impedância externa (Z_e) a contribuição do solo, formando assim uma nova matriz z_{ext} cujos elementos diagonais são dados por:

$$z_{\text{ext}}^{ii} = \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \ln \frac{2(h_i + p)}{r} \quad (5)$$

e os elementos fora da diagonal dados por:

$$z_{\text{ext}}^{ij} = \frac{j\omega\mu_0}{2\pi} \ln \sqrt{\frac{x_{ij}^2 + (h_i + h_j + 2p)^2}{x_{ij}^2 + (h_i - h_j)^2}} \quad (6)$$

onde x_{ij} é a distância horizontal entre os condutores i e j , h_i e h_j são as distâncias verticais dos condutores i e j em relação ao solo. O erro máximo da formulação é de cerca para 7%. Para esta formulação, as hipóteses da formulação de Carson também devem ser aplicadas, ressaltando o fato que a validade das fórmulas está situada na faixa de frequência abaixo de um valor crítico (f_{critica}) de 2 MHz.

2.1.3. Parâmetros do solo variante com a frequência

Em (PORTELA, TAVARES e PISSOLATO, 2001) mostrou-se que é possível incluir na modelagem do solo a permissividade do mesmo, sendo possível obter as fórmulas da impedância externa de forma similar à modelagem do plano complexo. Todavia, tanto a referência mencionada como (PORTELA, TAVARES e PISSOLATO, 2003) mostraram que a permissividade varia com a frequência, não podendo ser associada a um valor relativo multiplicado pela permissividade do ar. Além do mais a variação da permissividade implica também na alteração do valor da condutividade solo. Portanto, excetuando casos extremos de ionização do solo, causado por campos elétricos extremamente altos, o solo possui um comportamento eletromagnético essencialmente linear, mas com a condutividade σ e a permitividade elétricas ϵ fortemente dependentes da frequência. De fato, para uma modelagem mais adequada

do comportamento dos parâmetros do solo com a frequência é necessário tratar o solo por uma imitância (função de transferência) W dada por

$$W = \sigma + j\omega\epsilon \quad (7)$$

Um tratamento estatístico baseado nas distribuições de Weibull (Wolfram, S. 2005) permitiu um ajuste do comportamento do solo com a frequência.

Os resultados experimentais mostraram que funções relativamente simples poderiam ser usadas para o ajuste tanto do comportamento da condutividade como a permissividade do solo. De fato, os resultados mostraram que é possível fazer o ajuste de W considerando o equacionamento a seguir,

$$\sigma = a + b\omega^\alpha \quad (8)$$

$$\omega\epsilon = c\omega^\alpha$$

onde a , b , e c são constantes reais e invariantes na frequência. Do ajuste de W foi possível notar que o termo a é estatisticamente independente de b e c , enquanto b e c podem ser relacionados, obtendo apenas um valor constante, mas complexo. A relação entre os parâmetros b e c implica que não é possível desassociar o efeito da variação na frequência na condutividade do solo e na parcela $\omega\epsilon$. Por exemplo, conforme sugerido em (PORTELA, TAVARES e PISSOLATO, 2001) para a aproximação da imitância temos:

$$W = \sigma + j\omega\epsilon = A + B\omega^\alpha \quad (9)$$

onde tanto A e B são dados em $[\mu\text{S}/\text{m}]$, e o parâmetro α é adimensional. Para efeito de cálculo numérico, para o conjunto de dados considerados foram obtidos os valores medianos, conforme a tabela 2.1.

Tabela 2.1 - Dados para a representação dos parâmetros do solo com a frequência

A [$\mu\text{S}/\text{m}$]	B [$\mu\text{S}/\text{m}$],	α
84,16	0,057849 + j 0,12097	0,71603

No caso da aplicação desta modelagem em solos que não os medidos, podem-se adotar os parâmetros B e α , pelo menos em primeira aproximação, e o parâmetro A pode ser obtido através de medições pelos métodos tradicionais. Em termos de

cálculo das impedâncias de retorno pelo solo, é possível estender a formulação do plano complexo, definindo o parâmetro p por (10).

$$p = \sqrt{\frac{1}{j\omega\mu(A + B\omega^\alpha)}} \quad (10)$$

A inclusão do comportamento dos parâmetros do solo não estende a faixa de validade, uma vez que o equacionamento utilizado é similar ao adotado por Carson. A figura 2.1 abaixo apresenta o comportamento da resistividade do solo em função da variação de seus parâmetros com a frequência. Observa-se que ocorre uma redução no valor desta resistividade para valores de frequência elevados, a partir de 1 kHz.

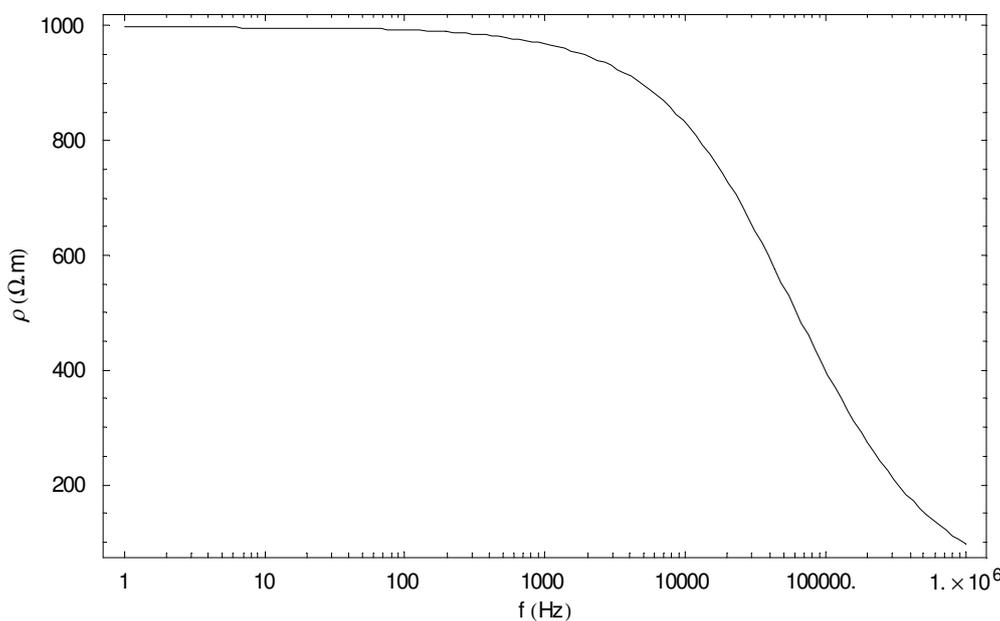


Figura 2.1 – Comportamento da resistividade do solo em função da frequência.

2.1.4. Admitância em Derivação

De maneira mais simples, os parâmetros transversais da linha de transmissão podem ser obtidos diretamente dos coeficientes de potencial de Maxwell.

Esta simplificação se deve ao fato de a condutância em derivação somente ter significância para valores muito baixos de frequência (próximo a zero) quando comparada com valor de ωC (DOMMEL, 1986). Nesta faixa de frequência a reatância em derivação é que passa a ser desprezada, sendo mais preponderante o valor da condutância.

Dados os elementos P_{ij} da matriz de potencial P , temos:

$$P_{ij} = \ln \frac{D_{ij}}{d_{ij}} \quad (11)$$

onde D_{ij} é a distância entre o condutor i e a imagem do condutor j e d_{ij} é a distância entre os condutores i e j . Nos elementos próprios d_{ii} é o raio do condutor. Deste modo, teremos a seguinte matriz de admitâncias em derivação:

$$[Y] = j2\pi\epsilon_0\omega[P]^{-1} \quad (12)$$

2.1.5. Modelagem de Torres

Torres de transmissão constituem um exemplo importante onde às aproximações de ondas eletromagnéticas quase-estacionárias, normalmente aplicadas a linhas de transmissão, não são diretamente aplicadas. Ao contrário das linhas de transmissão, onde o comprimento do circuito é algumas ordens de grandeza maior que a altura do mesmo, permitindo-se assim supor que a propagação transversal é instantânea, se comparada com a propagação longitudinal, nas torres o comprimento do circuito por onde a onda trafega é a própria altura da torre. A modelagem das torres poderia, portanto, ser feita a partir de uma representação da mesma utilizando-se elementos finitos e aproximando a resposta numérica através de métodos de síntese no domínio da frequência. Uma outra opção consiste em admitir, numa hipótese preliminar que a torre pode ser aproximada como linha de transmissão. Neste caso, as torres são modeladas como impedâncias de surto e tempos de trânsito. Podemos representá-las, também, por impedâncias concentradas em situações de torres não muito elevadas. Esta representação possibilita a redução do tempo de processamento. Existem várias referências (ZANETTA, 2003, EPRI, 1982) cujos estudos estabelecem valores típicos e fórmulas empíricas de impedâncias características para torres, apresentando valores na faixa de 70 a 250 ohms, invariantes na frequência.

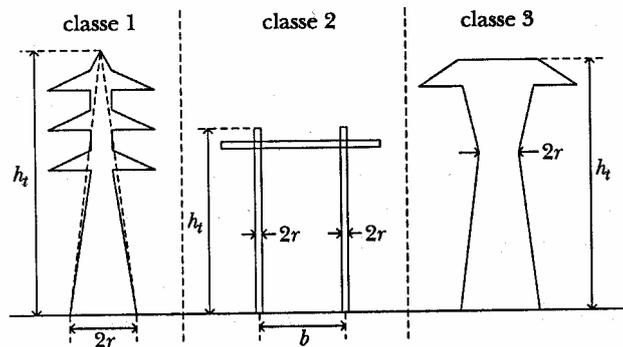


Figura 2.2 – Modelagem de torres

No cálculo do tempo de trânsito, levando em conta o aumento do caminho de propagação devido aos braços, a referência (ZANETTA, 2003) sugere uma velocidade de propagação de cerca de 80% da velocidade da luz. Na referência (EPRI, 1982) encontra-se indicação de estudos os quais apresentam medições da velocidade de propagação que variam de 70% a 90% da velocidade da luz. Sugere-se também que os valores da impedância de surto das torres variam, normalmente, na faixa de 100 a 300 ohms.

O cálculo da impedância característica da torre depende de sua geometria, e nas referências (ZANETTA, 2003, EPRI, 1982) encontram-se as expressões:

- Torre cônica, corrente vertical (Figura 2.2 – classe 1):

$$Z_t = 30 \ln \left[\frac{2(h_t^2 + r^2)}{r^2} \right] \quad (13)$$

- Pórtico (Figura 2.2 – classe 2):

$$Z_t = \frac{1}{2} [Z_s + Z_m] \quad (14)$$

$$Z_s = 60 \ln \left[\frac{h_t}{r} \right] + 90 \frac{r}{h_t} - 60 \quad (15)$$

$$Z_m = 60 \ln \left(\frac{h_t}{b} \right) + 90 \left(\frac{b}{h_t} \right) - 60 \quad (16)$$

onde:

Z_t – é a impedância da torre.

Z_s – é a impedância própria das hastes laterais da torre.

Z_m – é a impedância mútua entre as hastes laterais da torre.

- Torre cilíndrica, corrente vertical (Figura 2.2 – classe 3):

$$Z_t = 60 \ln \left(\frac{2\sqrt{2}h_t}{r} \right) - 1 \quad (17)$$

As torres com seções aproximadamente quadradas, ou com geometria irregular, podem ser tratadas como na referência (ZANETTA, 2003). Para definição da impedância da torre sua capacitância é calculada por

$$C_t = \epsilon_0 C_f \sqrt{4\pi A_t} \quad (18)$$

sendo:

C_t - capacitância da torre.

ϵ_0 - $8,854 \times 10^{-12}$ F/m.

A_t - área da torre (m^2).

$$C_f = \frac{\sqrt{2\Gamma}}{\ln(4\Gamma)} \quad (19)$$

onde: Γ - razão entre a máxima altura e máxima largura (relação de forma).

Conhecendo-se esta capacitância da torre, a impedância de surto é determinada pela seguinte relação:

$$Z_t = \frac{\tau_t}{C_t} \quad (20)$$

sendo $\tau_t = \frac{h_t}{v_t}$, (onde v_t varia entre 70 a 90% da velocidade da luz).

Como descrito em (EPRI, 1982), alguns profissionais preferem trabalhar com a indutância ao invés da impedância de surto da torre, uma vez que o primeiro simplifica em muito os cálculos.

A representação da resposta de torres de linhas de transmissão a surtos atmosféricos através de sua representação por parâmetros concentrados (circuito de impedâncias e resistências) traz a vantagem de que a solução resume-se simplesmente a uma análise de circuitos. Já na modelagem da impedância de surto a solução envolve a manipulação das equações de ondas viajantes. A aplicação desta simplificação é possível, pois é grande o número de incertezas envolvidas na aquisição dos dados neste estudo, o que não justificaria a complexidade maior exigida quando se trabalha com a impedância de surto.

A figura 2.3 apresenta o equivalente entre a representação da torre usando a impedância de surto (Figura 2.3.a) e a representação por elementos concentrados (Figura 2.3.b). Em (EPRI, 1982) é visto que, se ambos os circuitos têm a mesma resposta a uma dada tensão inicial, Z_s' e R' devem ser determinados por:

$$Z_s' = \frac{2Z_s Z_t}{Z_s + 2Z_t} \quad (21)$$

$$R' = \frac{R Z_t}{Z_t - R} \quad (22)$$

O procedimento a ser adotado para a obtenção de L é o de que a área sob a curva Tempo-Tensão de R-L, submetido a um degrau unitário, seja igual à área sob a curva Tempo-Tensão do circuito equivalente de onda viajante da torre. Sob esta condição tem-se:

$$L_t = \left(\frac{Z_s' + 2R'}{Z_s'} \right) \frac{2Z_\omega \tau_T}{(1-\psi)^2} \quad (23)$$

onde:

L_t – indutância total da torre (μH).

τ_T – tempo de transito na torre (μs).

Z_ω - impedância de onda da torre (não é a impedância de surto).

ψ - fator de amortecimento.

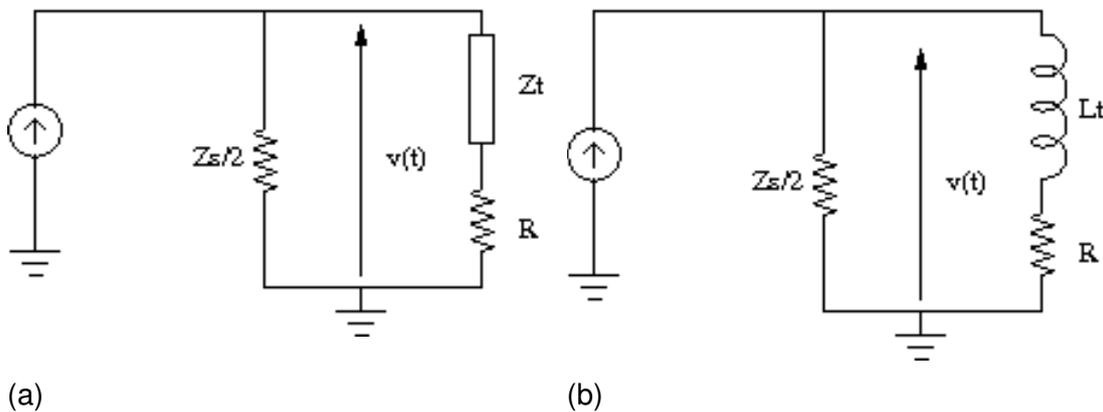


Figura 2.3 - Circuito equivalente para estudo do desempenho transitório da torre representada pela impedância de surto e pela indutância

Somente no caso em que a resistência do pé-de-torre é igual a zero ($R' = R = 0$) a expressão acima se reduz a:

$$L_t = Z_T \tau_T \quad (24)$$

que é a fórmula clássica para indutância da torre.

2.1.6. Modelagem de Resistência de Pé-de-Torre

Normalmente as torres de linhas de transmissão são aterradas com hastes verticais ou cabos dispostos horizontalmente a uma certa profundidade no solo, chamados cabos contrapesos. A finalidade desse aterramento é facilitar o escoamento da corrente de impulso atmosférico e diminuir a tensão no topo da torre.

O comportamento do aterramento depende dos parâmetros do solo, que varia ao longo da rota da linha de transmissão e como descrito anteriormente é também função da frequência. Em certos casos é necessária uma quantidade maior de cabos no aterramento ou mesmo a sua extensão.

Caso a resistividade não seja elevada, pode ser adotado um aterramento mais compacto formado por hastes ou cabos contrapesos curtos. Diferentemente das torres, onde a representação analítica é difícil, a representação do aterramento das torres numa linha de transmissão pode ser obtida através de eletrodos imersos em meio dispersivo, incluindo-se até mesmo o comportamento dos parâmetros do solo com a frequência (PORTELA, 1999). Todavia, para tanto é necessário desconsiderar o acoplamento do aterramento com a estrutura e com os condutores de fase e cabos pára-raios. No presente trabalho, foi adotada uma representação bem mais simples, considerando apenas o comportamento resistivo do aterramento da torre. Neste caso, a resistência de dispersão de uma haste aterrada, para correntes de baixa frequência, é dada pela expressão (ZANETTA, 2003):

$$R = \frac{\rho}{2\pi l} \ln\left(\frac{2l}{r}\right) \quad (25)$$

onde:

r – raio da haste (cm).

ρ - resistividade do solo ($\Omega.m$).

l – comprimento da haste (m).

Este comportamento resistivo caracteriza-se para correntes de baixa frequência, como no caso de regime permanente à frequência industrial. Uma melhoria poderia ser incluída nesta modelagem considerando o efeito de ionização do solo, que reduz a impedância de aterramento.

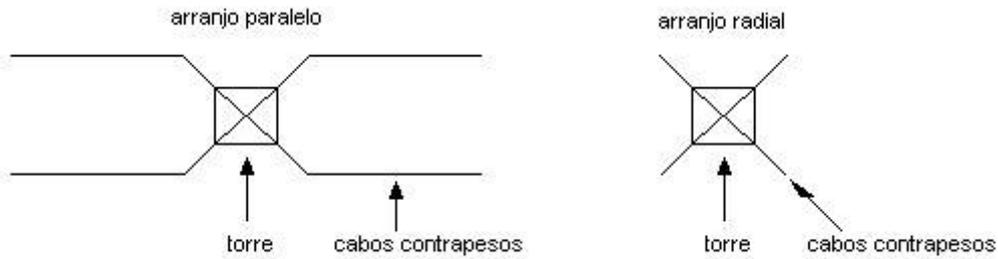


Figura 2.4 – Arranjo de aterramento por cabos contrapesos.

Para valores elevados de resistividade do solo, são instalados cabos contrapesos com disposições radiais e paralelas, conforme Figura 2.4, sendo mais comum o arranjo paralelo.

Nos aterramentos de maior extensão, realizados com cabos contrapesos, a probabilidade de que o campo elétrico atinja um valor que provoque a ionização do solo é mais remota, pois a corrente fica menos concentrada na sua distribuição pelo solo, por meio do caminho mais longo.

A resistência de dispersão de um cabo contrapeso é obtida pela fórmula indicada em (ZANETTA, 2003):

$$R = \frac{\rho}{\pi l} \left(\ln \frac{2l}{\sqrt{2rd}} - 1 \right) \quad (26)$$

onde:

r – raio do cabo (cm).

d – profundidade do cabo enterrado, paralelo à superfície da terra (m).

Para mais de um cabo enterrado encontramos fórmulas que levam em consideração o efeito mútuo entre as resistências.

Em (BEWLEY, 1963) são sugeridas duas fórmulas para o cálculo da resistência de pé-de-torre com aterramento. No caso de termos uma única haste de aterramento:

$$R = \frac{\rho}{2\pi l} \left(\ln \frac{4l}{r} - 1 \right) \quad (27)$$

onde:

r – raio da haste (cm).

l – comprimento da haste (m).

E para o caso de mais de uma haste de aterramento, tem-se:

$$R = \frac{\rho}{2\pi l N} \left(\ln \frac{4l}{r} - 1 + \sum \left(\ln \frac{2l + \sqrt{s^2 + 4l^2}}{s} + \frac{s}{2l} - \frac{\sqrt{s^2 + 4l^2}}{2l} \right) \right) \quad (28)$$

onde:

s – distância da haste central até todas as outras hastes (cm).

N – número de hastes utilizadas.

2.2. SOLUÇÃO DAS EQUAÇÕES DE UMA LINHA DE TRANSMISSÃO

A modelagem mais precisa de uma linha de transmissão deve considerar o fato de que os parâmetros longitudinais e transversais estão distribuídos uniformemente ao longo da linha.

Assim, o equacionamento do comportamento da tensão e da corrente ao longo da linha pode ser expresso por:

$$- [dV / dx] = [Z][I] \quad (29)$$

e

$$- [dI / dx] = [Y][V] \quad (30)$$

onde $[Z]$ e $[Y]$ representam as matrizes dos parâmetros longitudinais e transversais da linha por unidade de comprimento, $[V]$ e $[I]$ os vetores de tensão e corrente em cada elemento dx ao longo da linha.

Derivando novamente (29) e (30) em relação à x e substituindo no resultado as equações originais temos

$$[d^2V / dx^2] = [Z][Y][V] \quad (31)$$

e

$$[d^2I / dx^2] = [Y][Z][I] \quad (32)$$

Tomando-se (31) como exemplo, teremos como uma das possíveis soluções do sistema matricial de equações:

$$[V] = e^{-[\Gamma_v]x} [V^+] + e^{[\Gamma_v]x} [V^-] \quad (33)$$

Substituindo a solução, proposta acima, no sistema matricial de equações teremos:

$$\Gamma_v = \sqrt{[Z][Y]} \quad (34)$$

que é chamada matriz de funções de propagação. Os elementos desta matriz são complexos, na forma:

$$\gamma_{ij} = \alpha + j\beta \quad (35)$$

onde α é chamado de constante de atenuação (Np/m) e β é chamado de constante de fase (rad/m). Pode-se extrair, da parte imaginária dos elementos da matriz de funções de propagação, a velocidade de propagação da onda de tensão, dada por:

$$v = \frac{\omega}{\beta}, \text{ onde } \omega = 2\pi f \quad (36)$$

O fator de propagação, que caracteriza o comportamento das ondas viajantes, é definido como:

$$[A] = e^{-[\Gamma_v]x} \quad (37)$$

As tensões e correntes relacionam-se pela impedância característica da linha, definida como:

$$[Z_c] = \sqrt{[Z][Y]} \cdot [Y]^{-1} \quad (38)$$

ou, de maneira inversa, pela relação entre correntes e tensões:

$$[Y_c] = [Z]^{-1} \cdot \sqrt{[Z][Y]} \quad (39)$$

Uma descrição mais detalhada do exposto neste item pode ser obtida em (DOMMEL, 1986, ZANETTA, 2003, GRAINGER & STEVENSON, 1994).

As três principais categorias de modelagem que têm estas características com boa precisão estão brevemente expostas a seguir.

2.2.1. Modelo π -Equivalente

O modelo π -nominal não representa corretamente uma linha de transmissão no estudo de transitórios, pois esta modelagem não considera a distribuição uniforme dos parâmetros ao longo de todo o seu comprimento. A discrepância entre este modelo e uma linha real aumenta com o aumento do comprimento da linha. Contudo, é possível encontrar um modelo equivalente que possa representar mais precisamente uma linha de transmissão em situações onde nos interessa somente as grandezas terminais.

O modelo, π -equivalente (GRAINGER & STEVENSON, 1994) derivado do modelo π -nominal é corrigido por um fator para torná-lo equivalente à representação completa da linha de transmissão, representando-a de maneira concentrada. Em estudos de

curto-circuito esta representação é bem útil e fácil de ser implementada. Seus parâmetros longitudinais e transversais apresentam a seguinte formulação:

$$Z' = Z \frac{\sinh \gamma l}{\gamma l} \quad (40)$$

e

$$\frac{Y'}{2} = \frac{Y}{2} \frac{\tanh(\gamma l/2)}{(\gamma l/2)} \quad (41)$$

onde:

Z é a impedância série total da linha;

Y é a admitância shunt total da linha;

γ é o fator de propagação da linha;

l é o comprimento total da linha;

$\sinh(\gamma l)/\gamma l$ é o fator que transforma a impedância série do modelo π -nominal em π -equivalente;

$\tanh(\gamma l/2)/(\gamma l/2)$ é o fator que transforma a admitância shunt do modelo π -nominal em π -equivalente.

2.2.2. Modelo de Ondas Viajantes em Componentes de Fases

A obtenção dos parâmetros longitudinais e transversais de cada condutor de uma linha de transmissão pode conter mais informações do que o usualmente necessário. No estudo do comportamento de uma linha de transmissão, normalmente, são necessárias somente as quantidades de fase.

Em sistemas de alta tensão, com transmissão de grandes fluxos de potência, são utilizadas configurações de mais de um condutor por fase. A geometria destas configurações é normalmente simétrica, mas em alguns casos o estudo destas linhas indica configurações não simétricas. Dois métodos podem ser adotados para o cálculo dos parâmetros da linha neste tipo de projeto de mais de um condutor por fase. No primeiro, calculamos os parâmetros transversais e longitudinais de cada subcondutor como sendo de condutores individuais. A seguir procedemos à redução da ordem da matriz para o número de condutores equivalentes ao número de fases. Este método, redução matricial de Kron, baseia-se no fato dos subcondutores de cada fase estarem sujeitos à mesma tensão. No segundo método o conceito de raio médio geométrico é adotado para substituir os subcondutores de uma mesma fase por um

único condutor equivalente, calculando assim os parâmetros longitudinais e transversais.

Deste modo, em configurações de linhas com cabos pára-raios continuamente aterrados pode ser feita à redução da ordem das matrizes dos parâmetros longitudinais e transversais. Com esta redução, a influência dos cabos pára-raios é inserida nas quantidades de fase.

Em configurações onde os cabos pára-raios não são aterrados, esta redução não é aplicável, uma vez que estes cabos possuem potencial não nulo e diferente um do outro, conforme o estudo a ser realizado. Assim, os cabos pára-raios são vistos como se fossem mais “duas fases” do sistema de transmissão.

Com as matrizes dos parâmetros longitudinais (impedâncias) e transversais (admitâncias) de dimensão igual ao número de fases temos, em seus elementos da diagonal e fora da diagonal, o comportamento próprio e mútuo das fases, respectivamente. Sendo o comportamento mútuo um indicativo do acoplamento entre as fases da linha de transmissão.

A modelagem da linha de transmissão no domínio da frequência foi estabelecida pioneiramente por Wedepohl (1963) e utiliza a decomposição modal para sua representação. Desta forma, a linha pode ser representada via formulação nodal, conforme mostrado abaixo:

$$Y_n = \begin{bmatrix} [Z]^{-1} \cdot [S] \cdot [a_m] \cdot [S]^{-1} & [Z]^{-1} \cdot [S] \cdot [b_m] \cdot [S]^{-1} \\ [Z]^{-1} \cdot [S] \cdot [b_m] \cdot [S]^{-1} & [Z]^{-1} \cdot [S] \cdot [a_m] \cdot [S]^{-1} \end{bmatrix} \quad (42)$$

onde Z é a matriz de impedância por unidade de comprimento, S é a matriz de autovetores associada ao produto

$$[Z] \cdot [Y] = [S] \cdot [D] \cdot [S]^{-1} \quad (43)$$

sendo D a matriz de autovalores do produto ZY , onde Y é a matriz de admitância por unidade de comprimento do circuito. As matrizes a_m e b_m são matrizes diagonais obtidas a partir da matriz D , sendo

$$a_{m,ij} = \frac{\sqrt{d} \cdot (1 + h^2)}{1 - h^2}$$

$$b_{m,ij} = -\frac{2\sqrt{d} \cdot h}{1 - h^2}$$

onde d é um elemento diagonal de D e $h = \exp(-L \cdot \sqrt{d})$, sendo L o comprimento do circuito.

No caso de se utilizar diretamente coordenadas de fase, a matriz de admitância nodal, Y_n , da linha de transmissão passa a ser dada por

$$Y_n = \begin{bmatrix} [Y_c] \cdot ([I] + [A]^2) \cdot ([I] - [A]^2)^{-1} & -2 \cdot [Y_c] \cdot ([I] - [A]^2)^{-1} \\ -2 \cdot [Y_c] \cdot ([I] - [A]^2)^{-1} & [Y_c] \cdot ([I] + [A]^2) \cdot ([I] - [A]^2)^{-1} \end{bmatrix} \quad (44)$$

sendo $[A] = \exp(-L \sqrt{[Z] \cdot [Y]})$ uma matriz cheia e complexa associada ao fator de propagação, e $[Y_c] = [Z]^{-1} \sqrt{[Z] \cdot [Y]}$ a matriz admitância característica e $[I]$ é uma matriz diagonal de ordem n , sendo n o número de condutores do circuito. Para o cálculo das matrizes exponencial e raiz quadrada através da decomposição de Schür é necessário utilizar os autovalores, não sendo necessário o cálculo dos autovetores.

Caso Y_c seja substituído por $Y_c(s)$ e A seja substituído por $A(s)$, sendo ambos representados por funções derivadas de um ajuste polinomial no domínio da freqüência, a formulação da matriz de admitância nodal da linha, dada por (44), permite a verificação dos erros globais causados pelo ajuste das matrizes no domínio da freqüência, conforme sugerido por (Gustavsen, 2005).

A Figura 2.5 abaixo apresenta o comportamento da admitância característica Y_c da linha de transmissão estudada em função da freqüência para componentes de fase. Observa-se o comportamento assintótico para valores altos de freqüência, acima de 10 kHz. As fases apresentam valores maiores do que os cabos pára-raios.

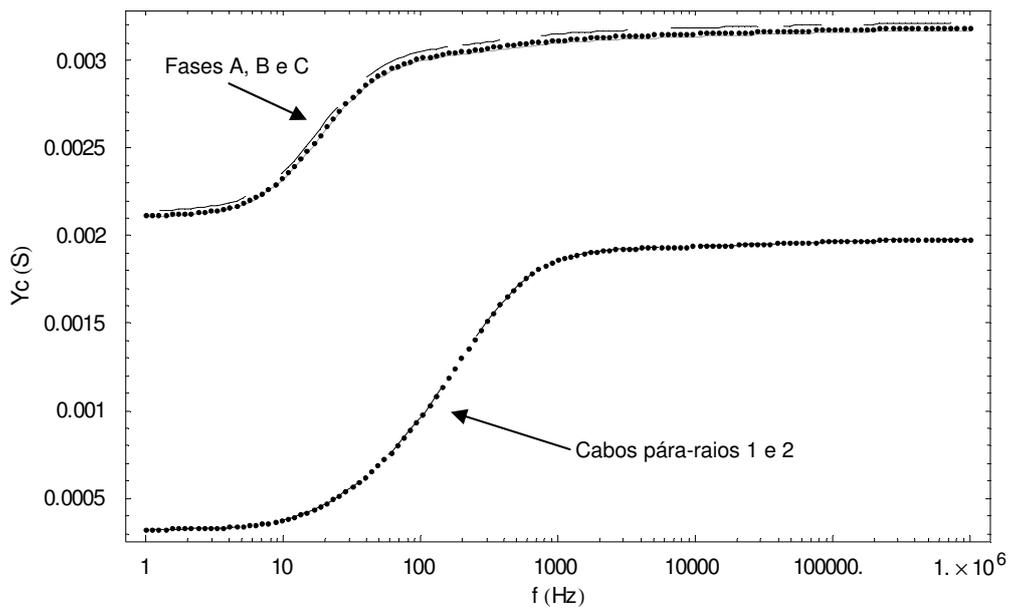


Figura 2.5 – Variação da admitância característica em função da frequência.
Componentes de fase.

A Figura 2.6 apresenta a variação da constante de propagação A em função da frequência para o caso estudado. Observa-se uma redução acentuada para valores de frequência acima de 10 kHz. Nota-se também uma diferença pequena entre as fases laterais e algo um pouco mais acentuada entre as fases laterais e a fase central para valores de frequência acima de 10 kHz.

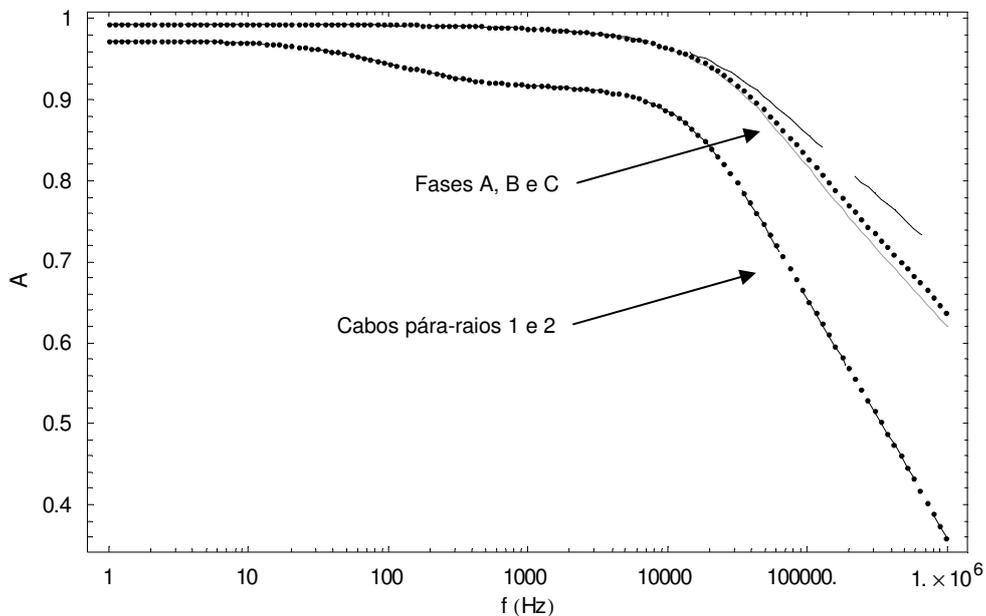


Figura 2.6 – Variação da constante de propagação A em função da frequência.
Componentes de fase.

2.2.3. Modelo de Ondas Viajantes em Componentes Modais

O desacoplamento do sistema de equações matriciais destes parâmetros torna muito mais fácil e simples o estudo de uma linha de transmissão. Este desacoplamento é possível através de uma transformação modal, que diagonaliza as matrizes dos parâmetros de fase, desacoplando os elementos matriciais. Para exemplificar a teoria de transformação modal tomem-se inicialmente os dois sistemas de equações de propagação de ondas (29) e (30) reescritos abaixo:

$$- [dV / dx] = [Z][I] \quad (45)$$

e

$$- [dI / dx] = [Y][V] \quad (46)$$

Admitindo a existência de uma matriz que transforma as componentes de tensão e de corrente de parâmetros de fase em parâmetros modais e vice-versa, tem-se:

$$[V_{fase}] = [T_v][V_{modal}] \quad (47)$$

e

$$[I_{fase}] = [T_i][I_{modal}] \quad (48)$$

Derivando novamente as equações (45) e (46), reordenando e substituindo (47) e (48) neste resultado se obtém, para a tensão:

$$\left[\frac{d^2 V_{modal}}{dx^2} \right] = [\Lambda][V_{modal}] \quad (49)$$

onde,

$$[\Lambda] = [T_v]^{-1} \cdot [Z_{fase}] [Y_{fase}] [T_v] \quad (50)$$

$[T_v]$ é a matriz de transformação modal de tensão, formada pelos autovetores do produto matricial $[Z_{fase}] \cdot [Y_{fase}]$, e $[\Lambda_v]$ é uma matriz diagonal composta pelos autovalores do mesmo produto matricial.

Uma linha de transmissão possui tantos modos quanto o número de fases, sendo um modo “terrestre” ou modo homopolar e os demais modos aéreos ou modos não homopolares.

Para que seja obtida a transformação modal podem ser adotados três procedimentos. O primeiro seria a obtenção da matriz de transformação em cada ponto de frequência do espectro de interesse. A segunda maneira seria, devido à simetria da

configuração, a utilização da transformação de Clarke (DOMMEL, 1986, TAVARES, PISSOLATO & PORTELA, 1999), obtendo-se os quase-modos. Neste procedimento esta matriz é adotada em todo o espectro de freqüências de interesse. O terceiro procedimento seria a obtenção da matriz de transformação modal aproximada. Neste caso escolhe-se um ponto da freqüência onde se extrai uma matriz de transformação modal. Adota-se então a parte real desta matriz como a matriz de transformação modal, em todo o espectro de freqüências analisado. A adoção da parte real simplifica muito o processamento uma vez que a parte real nada mais é do que um ganho, não variante na freqüência, o que não ocorre com a parte imaginária. Outro dado relevante é que em termos de valores absolutos a parte real é bem mais significativa do que a parte imaginária.

Conforme descrito em (DOMMEL, 1986), cada fenômeno transitório possui uma resposta em uma faixa de freqüências definida. A detecção de uma freqüência de ressonância dominante de cada fenômeno transitório, na qual se obteria a matriz de transformação a ser usada no processo de desacoplamento modal, quando se trabalha com esta matriz real e constante para um ponto específico da freqüência, produziria resultados mais próximos dos obtidos quando a matriz de transformação modal varia em todo espectro de freqüência de interesse. É importante notar que a matriz de transformação real e constante apresenta erros bem pequenos no que diz respeito ao cálculo do comportamento dos fatores de propagação modal (MORCHED, GUSTAVSEN & TARTIBI, 1999).

A Figura 2.7 apresenta a variação da admitância característica Y_c em função da freqüência para a linha estudada. Similar ao comportamento da matriz em coordenadas de fase, observa-se o comportamento assintótico para valores elevados de freqüência em todos os modos.

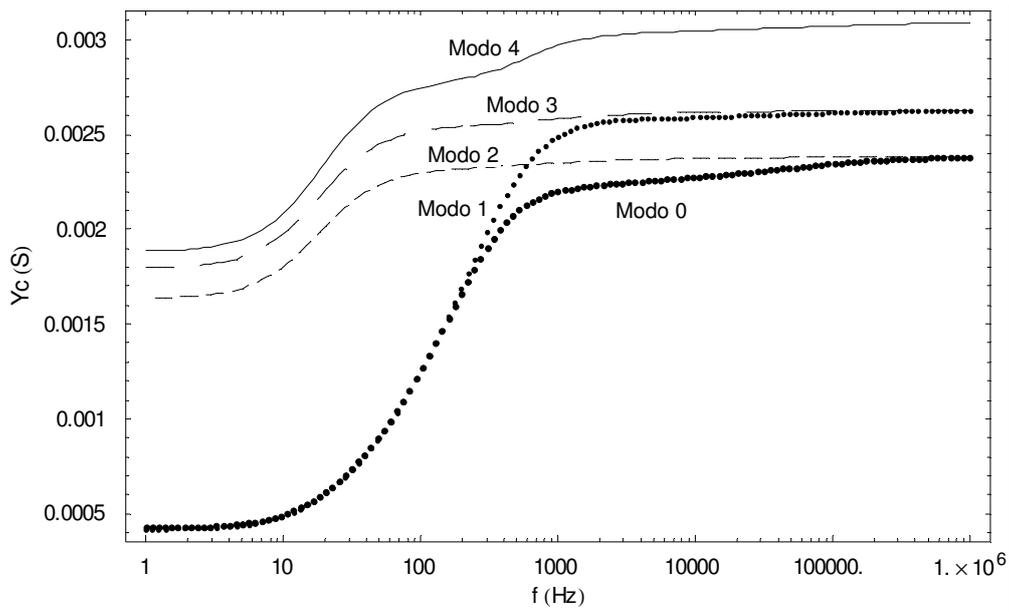


Figura 2.7 – Variação da admitância característica Y_c em função da frequência. Componentes modais.

A Figura 2.8 apresenta a variação da constante de propagação A em função da frequência. Observa-se um comportamento similar a constante de propagação para componentes de fase. Os três modos mais baixos apresentam comportamento similar, apresentando uma pequena discrepância para valores de frequência acima de 10 kHz. Já os dois modos mais elevados apresenta comportamento similar, com uma rápida redução de seus valores para frequência acima de 10 kHz.

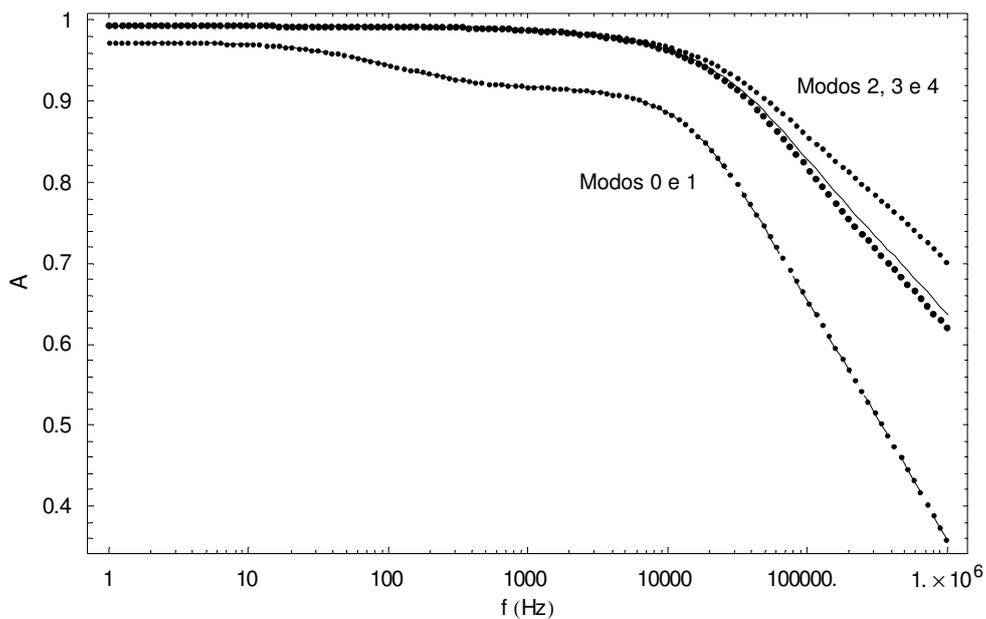


Figura 2.8 – Variação da constante de propagação A em função frequência. Componentes modais.

2.3. DISCUSSÃO

Este capítulo apresentou diversos aspectos relevantes da modelagem da linha de transmissão, incluindo a modelagem das torres e seu aterramento, bem como as possíveis formas de solução das equações de onda para obtenção das correntes e tensões terminais de uma linha de transmissão. A solução via representação modal é bastante comum e serviu de base para a implementação dos modelos de linha de transmissão tanto no domínio do tempo como no domínio da frequência. Somente recentemente, os programas de simulação no domínio do tempo passaram a adotar a modelagem em coordenadas de fase para a solução da linha. Modelagem esta que apresenta algumas limitações que serão discutidas no capítulo seguinte. Para evitar os problemas associados à modelagem modal, como identificação de autovetores e autovalores, optou-se por representar a linha de transmissão diretamente em coordenadas de fase. No capítulo seguinte são apresentados maiores detalhes da implementação do modelo de linha de transmissão em coordenadas de fase no domínio da frequência.

CAPÍTULO 3 - ESTUDOS NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

Todo evento num sistema elétrico de potência acarreta o surgimento de sinais de tensão e corrente compostos por uma gama de frequências variadas. Os estudos de transitórios que levam em conta a variação dos parâmetros do sistema com a frequência nos trazem resultados muito mais precisos. No estudo do comportamento transitório de sobretensões induzidas, numa linha de transmissão com cabos pára-raios isolados, temos poucos elementos envolvidos. Os mais comuns são a linha em si, os isoladores ou pára-raios de linha, a torre e o solo. Todos estes elementos, numa primeira análise, podem ser representados por um modelo que leve em conta seu comportamento na frequência. O estudo então pode ser feito com razoável precisão com a Transformada Rápida de Fourier ou Laplace, pois, em geral, conhecemos o comportamento destes elementos com a frequência. A Transformada Rápida de Laplace, também conhecida como Transformada Numérica de Laplace ou Transformada Modificada de Fourier, foi proposta por Wilcox (1978) e consiste numa extensão do algoritmo da Transformada Rápida de Fourier (FFT) utilizando-se uma frequência angular complexa em conjunto com uma exponencial positiva no tempo. O capítulo 3 apresentou uma descrição desta técnica relacionando-a a partir da representação por série. Uma revisão histórica interessante sobre as técnicas no domínio da frequência para estudos de transitórios eletromagnéticos é apresentada em (Uribe et al., 2002).

Uma outra opção seria a modelagem do sistema utilizando-se programas de transitórios elaborados no domínio do tempo. Neste caso a linha seria representada através da admitância (ou impedância) característica e do fator de propagação, sendo ambos representados por um ajuste por funções polinomiais ou racionais no domínio de Laplace. A estabilidade numérica deste tipo de representação é garantida apenas para os modelos elaborados no domínio modal. Os programas comerciais existentes possuem uma implementação de modelos no domínio modal baseados na proposta de Marti (1982), onde a matriz de transformação é considerada real e constante. A implementação de modelos baseados na transformação modal, onde a matriz é variante na frequência, não é trivial e, de acordo com Gustavsen e Semlyen (1998), não é possível obter um ajuste estável e preciso da matriz de transformação de linhas de transmissão. A modelagem no domínio de fases carece ainda de uma prova formal acerca de sua estabilidade numérica, uma vez que ela é apenas factível quando se

utiliza apenas um tempo de trânsito para o ajuste da matriz associada ao fator de propagação dada por

$$[A] = \exp(-L\sqrt{[Z]}\cdot[Y])$$

onde L é o comprimento do circuito, e $[Z]$ e $[Y]$ são, respectivamente, a matriz de impedância e admitância por unidade de comprimento do circuito. Um outro problema associado ao ajuste está no desempenho da linha numa larga faixa de frequência. O ajuste pode obter uma resposta da linha adequada para transitórios e ser impreciso para a resposta da linha à frequência industrial. Uma das vantagens da modelagem no domínio da frequência é, portanto, a inerente estabilidade do modelo de linha.

Para a implementação do modelo de linha foi utilizado o programa MATHEMATICA (WOLFRAM, 2004), podendo também ser realizado em C ou Fortran. Uma peculiaridade da implementação escolhida está na representação da linha diretamente em coordenadas de fase. Usualmente, o cálculo da matriz do fator de propagação e da admitância característica utilizam decomposição em autovalores e autovetores (Gustavsen, 2005). Para a representação da linha em coordenadas de fase é necessário avaliar a exponencial e a raiz quadrada de matrizes complexas não hessianas. Para isso foi, utilizado a decomposição de Schür (WOLFRAM, 2004).

A modelagem da linha de transmissão foi feita com os cabos pára-raios (p-r) isolados em todas as torres e sem transposição. Como cada fase possui dois condutores, foi feita a redução pelo procedimento de inversão matricial. O cálculo da impedância interna dos condutores fase foi feita pela formulação completa das integrais de Bessel e a resistividade do solo foi considerada com σ e ϵ variando na frequência, conforme descrito no capítulo 2.

3.1. ANÁLISE DE TRANSITÓRIOS NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA ATRAVÉS DA TRANSFORMADA NUMÉRICA DE LAPLACE

A análise de transitórios eletromagnéticos (Ramirez, A., et al, 2004) em sistemas de potência pode ser desenvolvida tanto no domínio do tempo (DT) quanto no domínio da frequência (DF). Os métodos DT são os mais utilizados, tendo como principais razões:

1. As relações DT entre os sinais e os processos são mais intuitivas do que DF;
2. Os procedimentos DT são mais conservativos em termos de tempo de processamento computacional;
3. Representação direta de não linearidades e variações de elementos no tempo;
4. É possível se obter resultados DT em eventos com análises em tempo real ou simulações;
5. Programas baseados no DT, EMPT, são ferramentas amplamente disponíveis e bem desenvolvidas.

Por outro lado, as análises no DF oferecem algumas características que complementam as vantagens descritas acima para análises no DT, tais como:

1. Modelagem de elementos considerando seus parâmetros distribuídos e sua dependência com a frequência de maneira bem rigorosa;
2. Normalmente os parâmetros de circuito são especificados e obtidos no domínio da frequência;
3. Os níveis de erros numéricos nos cálculos no DF podem ser determinados e controlados de maneira direta;
4. Por serem baseados em princípios diferentes que os dos métodos no DT a análise no DF serve para confrontar os resultados obtidos no DT.

Nos últimos 30 anos os métodos no DF têm sido pesquisados constantemente. Porém somente um pequeno número de especialistas em sistemas de potência estão familiarizados com estes métodos. Vários deles têm desenvolvido diferentes técnicas no DF, entre elas pode-se citar:

1. A Transformada de Fourier (TF);
2. A Transformada Modificada de Fourier (TMF);
3. A Transformada Numérica de Laplace (TNL);
4. E a Transformada Z (TZ).

Este estudo trabalha com a técnica da TNL aplicada na análise de Transitórios Eletromagnéticos (TEMs) em sistemas de potência

3.1.1. Evolução das Técnicas da TNL

A transformada de Laplace é uma técnica muito poderosa para análise de sistemas de potência dinâmicos. Contudo, sua forma analítica pode ser aplicada somente em casos mais simples. Aplicações práticas envolvem funções normalmente mais complexas que são difíceis de serem resolvidas de maneira puramente analítica. Além do mais, estas funções são especificadas na forma tabular ou discreta. Estas dificuldades podem ser contornadas por métodos numéricos. Um dos métodos numéricos de inversão da transformada de Laplace mais recentes foi desenvolvido nos anos 50 por Richard Bellman. Entre 1964 e 1973 um grupo liderado pelo Prof. Mullineux aproximou o problema da análise de transitórios em sistemas de potência usando Transformadas de Fourier. Este grupo concluiu que o truncamento de uma função numa faixa de frequências (ou espectro) afeta as funções no tempo pelo fenômeno de Gibbs. Estes pesquisadores introduziram o uso de uma janela de dados para amenizar os erros de Gibbs. Como as funções na frequência devem também ser amostrada, as formas de onda no DT correspondentes deverão ser afetadas por este efeito de alisamento. O grupo propôs o uso de uma exponencial artificial de amortecimento para amenizar o erro de alisamento. A porção de amortecimento exponencial no DF torna a variável de frequência puramente imaginária $j\omega$ em uma variável complexa do tipo $c + j\omega$, onde c é o coeficiente de amortecimento. Os pesquisadores chamaram esta técnica de “Transformada Modificada de Fourier”. Em 1969 Wedepohl e Mohamed adotaram a TMF e aplicaram-na nos cálculos de transitórios em linhas com multicondutores. Como a análise modal permite a obtenção dos parâmetros destas linhas para frequências específicas, a técnica da TMF resultou em um complemento adequado para síntese no domínio do tempo da resposta transitória. Os pesquisadores também estenderam a técnica da TMF para aplicações que incluíam alguns elementos não lineares concentrados.

Um problema com a técnica da TMF é que ela necessita de um tempo computacional de processamento muito grande. Em 1972 Ametani introduziu o uso do algoritmo da Transformada Rápida de Fourier (TRF) e a TMF se tornou uma alternativa de análise muito mais atrativa. Em 1979 Wilcox formulou os métodos da TF em termos da teoria da Transformada de Laplace e introduziu o termo “Transformada Numérica de Laplace”. Antes de 1972, Wedepohl e Wilcox tinham aplicado a TMF para predição de respostas de transitórios de cabos de transmissão enterrados e submersos.

Wilcox propôs um critério de seleção do fator de amortecimento de Laplace \mathbf{c} . Como será explicado mais adiante, o nível do erro numérico está relacionado a \mathbf{c} . O critério de Wilcox permite uma precisão de aproximadamente 0,01 %, o que é mais do que adequado para os propósitos em engenharia (Wilcox, J., 1978). Em 1982 Wedepohl determinou um novo critério pelo qual \mathbf{c} é função do número de amostragem usado na análise e o erro numérico pode ser da ordem de 10^{-6} .

Em 1988 Nagaoka e Ametani anunciaram o desenvolvimento de um Programa de Transitório Eletromagnético no domínio da freqüência. Além de outras características, este programa possuía uma entrada de dados compatível com EMTP.

3.1.2. Desenvolvimento da TNL

Seja $f(t)$ a forma de onda de um transitório e $F(s)$ sua imagem no domínio Laplace. A transformada inversa de Laplace é dada por

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{c-j\infty}^{c+j\infty} F(s)e^{st} ds, \quad (1)$$

onde $s = c + j\omega$, ω é a freqüência angular e \mathbf{c} é uma constante real e positiva. A equação (1) pode ser expressa como:

$$f(t) = \frac{e^{ct}}{2\pi} \int_{-j\infty}^{+j\infty} F(c + j\omega)e^{j\omega t} d\omega, \quad (2)$$

A expressão (2) acima mostra que a transformada de Laplace $F(s)$ de $f(t)$ pode ser obtida como uma transformada de Fourier de uma função amortecida $f(t)e^{-ct}$. Pode-se aproximar (2) numericamente por

$$f(n) = \frac{e^{cn\Delta t}}{\Delta t} \left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} F(k)\sigma(k)e^{2\pi jkn/N} \right], n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (3)$$

onde

N – número de amostras no tempo e na freqüência,

Δt – intervalo de amostragem,

$F(k) = F(c + jk\Delta\omega)$,

$\Delta\omega = 2\pi / (N\Delta t)$,

$f(n) = f(n\Delta t)$,

$\sigma(k)$ – é a janela de dados.

O termo dentro dos colchetes em (3) corresponde a Transformada Inversa de Fourier Discreta (TIFD). O tempo de observação máximo para $f(t)$ permitido em (3) é

$$T=N\Delta t.$$

A janela de dados $\sigma(k)$ é uma função de ponderação usada para atenuar os erros de Gibbs produzidos pelo truncamento da faixa de frequência. $F(k)$ é um espectro amostrado e a função no DT $f(n)$ obtida por (3) será necessariamente distorcida pelo efeito de alisamento. Neste ponto, o coeficiente de amortecimento de Laplace c pode ser usado para atenuar os erros devido ao alisamento.

3.1.3. Práticas Atuais na TNL

A técnica da TNL para cálculo de TEMs consiste basicamente em primeiro resolver as relações do sistema e das formas de onda no domínio de Laplace discreto, e então sintetizar a forma de onda de resposta no DT por meio de (3). A implementação de (3) pode ser feita de diferentes maneiras.

A primeira coisa a se notar em (3) é que o algoritmo da Transformada Rápida de Fourier (TRF) pode ser usado para aumentar a eficiência numérica. Contudo, a Transformada Discreta de Fourier (TDF) e a TRF requer que a frequência de amostragem seja regularmente espaçada, isto é, com $\Delta\omega$ constante. Tem sido um consenso que para valores de frequência baixo $\Delta\omega$ deve ser pequeno e para valores de frequência elevados $\Delta\omega$ pode ser maior. A inversão Numérica de Laplace com variação de $\Delta\omega$ tem sido considerada por Ametani. Esta tarefa constitui um campo aberto para pesquisas. Desconsiderando os erros de truncamento, a literatura de processamento digital de sinal oferece uma ampla variedade para janela de dados. Mullineux, et al., introduziu em 1964 o uso da janela de Lanczos. Em 1982 Wedepohl propôs o uso da janela de Hamming. A janela de Von Hann (ou Hamming) e Blackman produz resultados muito satisfatórios.

Desprezando os erros de alisamento, em 1978 Wilcox propôs o seguinte critério para seleção de um valor para o coeficiente de amortecimento c :

$$c = 2\Delta\omega. \quad (4)$$

Considere a função exponencial causal

$$f(t) = e^{-ct} u(t). \quad (5)$$

Se seu espectro de frequência é amostrado com um intervalo de frequência $\Delta\omega=2\pi/T$, a transformada inversa de Fourier conduz a seguinte aproximação para $f(t)$ afetada pelo efeito de alisamento:

$$f'(t) = \sum_{k=0}^{\infty} f(t - kT) = e^{-ct} \frac{1}{1 - e^{-ct}}.$$

Se $cT \gg 1$, a seguinte aproximação é válida:

$$f'(t) = f(t) [1 + e^{-ct}]. \quad (6)$$

Calculando o erro relativo entre (5) e (6) tem-se

$$\varepsilon = |f(t) - f'(t)| / f(0) = e^{-ct}.$$

Deste modo,

$$c = -\frac{\log_e(\varepsilon)}{T}. \quad (7)$$

A expressão (6) indica que um valor maior de c implica num valor menor do erro. Na prática, contudo, c não pode ser feito arbitrariamente grande. Note que a expressão (3) inclui o fator de crescimento exponencial e^{ct} o qual poderia amplificar os erros de quantização assim como os erros do efeito Gibbs não eliminados pela janela de dados. Wedepohl propôs o seguinte critério para c :

$$c = \frac{\ln(N^2)}{T}. \quad (8)$$

No desenvolvimento deste trabalho a Inversa da Transformada Discreta de Fourier foi desenvolvida pelo módulo da Transformada Rápida de Fourier já implementado no MATHEMATICA. O coeficiente de amortecimento é calculado conforme sugerido por Wilcox, através da equação (7). O Anexo I apresenta uma listagem da rotina desenvolvida para as simulações no domínio da frequência.

3.2. CONFIGURAÇÃO ESTUDADA

A configuração usada para as simulações deste trabalho é baseada numa linha de transmissão cujos parâmetros são bem próximos dos das linhas em uso no sistema elétrico brasileiro.

O trecho de linha estudada, com 50 km de comprimento, baseia-se numa configuração de circuito simples para o nível de tensão de 345 kV. A tabela abaixo apresenta os dados dos cabos condutores e dos cabos pára-raios adotados, bem com a geometria da torre e as alturas de interesse no estudo. Os dados dos circuitos são apresentados nas Tabelas 3.1 e 3.2. A Fig. 3.1.(a) apresenta a topologia da rede a ser estudada e a geometria dos condutores na torre é mostrada na Fig. 3.1(b).

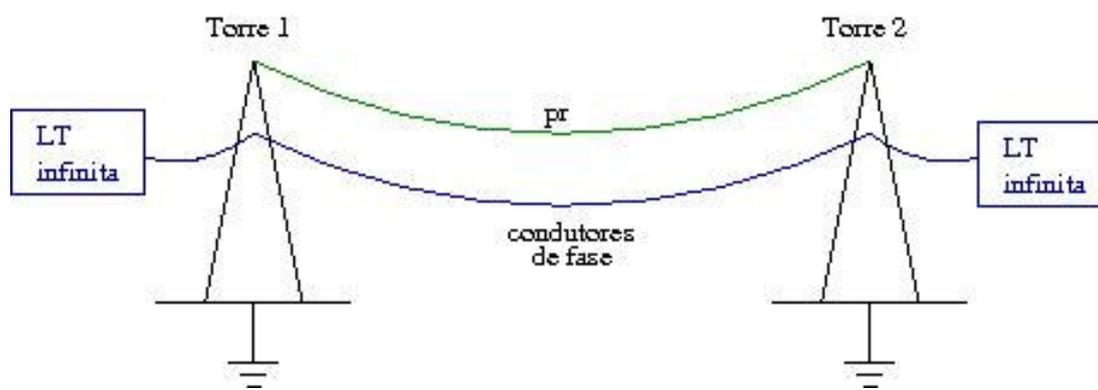
A representação de linha infinita se deve ao fato do interesse estar limitado a um espaço de tempo curto, desprezando-se, assim, qualquer reflexão de onda em outros pontos do circuito. A inclusão da linha infinita equivale à inclusão de um casamento de impedância para os condutores de fase. Todavia, para maximizar as sobretensões, em diversos casos foi desprezado este casamento de impedância.

Tabela 3.1 – Parâmetros da Linha de Transmissão – Configuração 1.

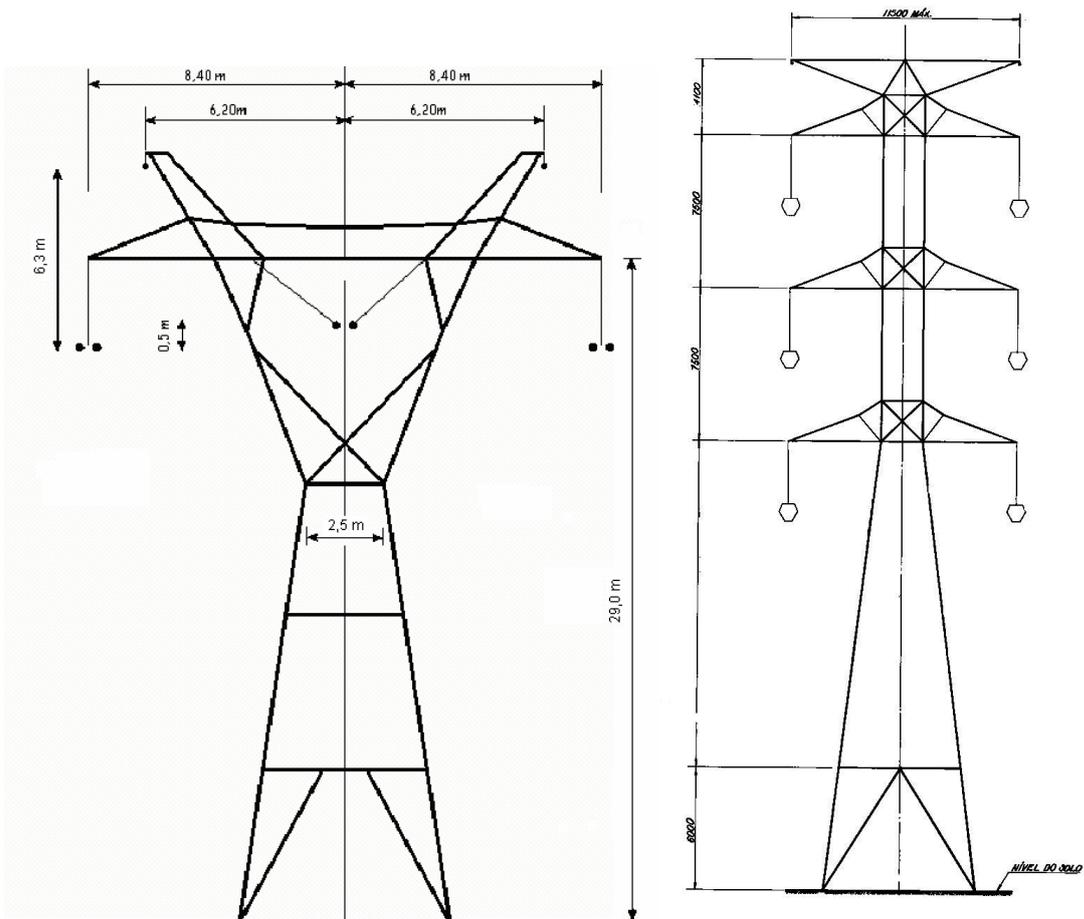
	Cabos pára-raios (Aço)	Cabos fase 2/fase	Posição dos condutores nas torres		
				Horizontal (m)	Vertical (m)
Diâmetro	0,914 cm	2,959 cm			
r_{dc}	4,19 Ω /km	0,0663 Ω /km	Fase A	-8,4	25
Flecha	11,49 m	17 m	Fase B	0	25
Raio interno	--	0,3699 cm	Fase C	8,4	25
Vão	400 m		Pára-raios 1	-6,2	31,3
			Pára-raios 2	6,2	31,3

Tabela 3.2 – Parâmetros da Linha de Transmissão – Configuração 2.

	Cabos pára-raios (Aço)	Cabos fase 3/fase	Posição dos condutores nas torres		
				Horizontal (m)	Vertical (m)
Diâmetro	0,914 cm	2,959 cm			
r_{dc}	4,19 Ω /km	0,0663 Ω /km	Fase A1	-5,8	25,35
Flecha	11,49 m	17 m	Fase B1	-5,8	32,85
Raio interno	--	0,3699 cm	Fase C1	-5,8	40,35
Vão	400 m		Fase A2	5,8	25,35
			Fase B2	5,8	32,85
			Fase C1	5,8	40,35
			Pára-raios 1	-5,8	47,85
			Pára-raios 2	5,8	47,85



(a) Topologia básica do circuito a ser estudado



(b) Geometria dos condutores em torres da linha de transmissão

Figura 3.1 – Geometria da torre e topologia do circuito.

3.3. ESTUDOS DE INJEÇÃO DE SINAL NA LINHA DE TRANSMISSÃO

Um dos testes mais simples para verificar a estabilidade numérica bem como analisar os erros envolvidos nos cálculos do comportamento de um sistema linear é a resposta ao degrau. A injeção de um sinal trifásico co-senoidal de seqüência zero e de seqüência positiva também apresenta resultados que permitem uma análise do comportamento de sistemas lineares, principalmente quanto a energização de linhas de transmissão. Neste item são consideradas duas configurações para verificar a resposta ao degrau. Na primeira, considera-se apenas um trecho do circuito, o que de fato, equivale a energizar um trecho de linha de transmissão não transposto com os pára-raios isolados. Os gráficos a seguir foram traçados considerando duas configurações de cabos pára-raios. Numa configuração os cabos p-r estão isolados em todas as torres e na outra estão aterrados em todas as torres. Os estudos foram feitos com a configuração horizontal (apresentada na figura 3.1 b) com os dados dos condutores e da geometria da torre indicados na tabela 3.1.

3.3.1. Injeção de um Degrau Unitário de Tensão nas Três Fases

Um degrau de tensão de 1 p.u. de seqüência zero foi aplicado nas três fases da linha com o terminal receptor em aberto, conforme figura 3.2. Uma vez que foi adotada a representação nodal para a linha de transmissão, o degrau de tensão foi representado por um equivalente de Norton. Utilizou-se um tempo de observação de 20 ms e 4096 pontos de amostragem nesta janela, o que levou a um passo de integração de aproximadamente 5 μ s. Nesta primeira avaliação não foi considerada a impedância das torres e nem os valores das impedâncias de pé-de-torre. Também não foi considerada a existência de supressores de surto devido à complexidade da representação de não linearidades no domínio da freqüência, como descrito nos capítulos anteriores. As curvas de saída estão mostradas nas figuras 3.3 a 3.7.

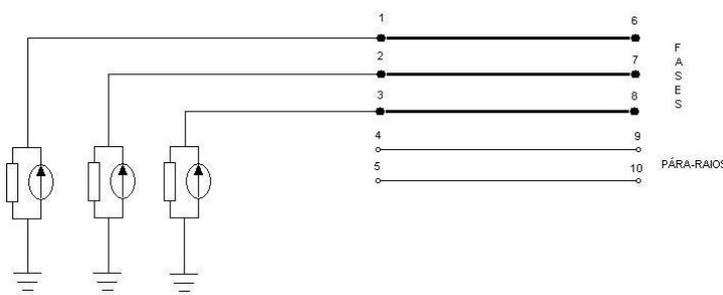


Figura 3.2 – Esquema de injeção de sinal na linha de transmissão estudada.

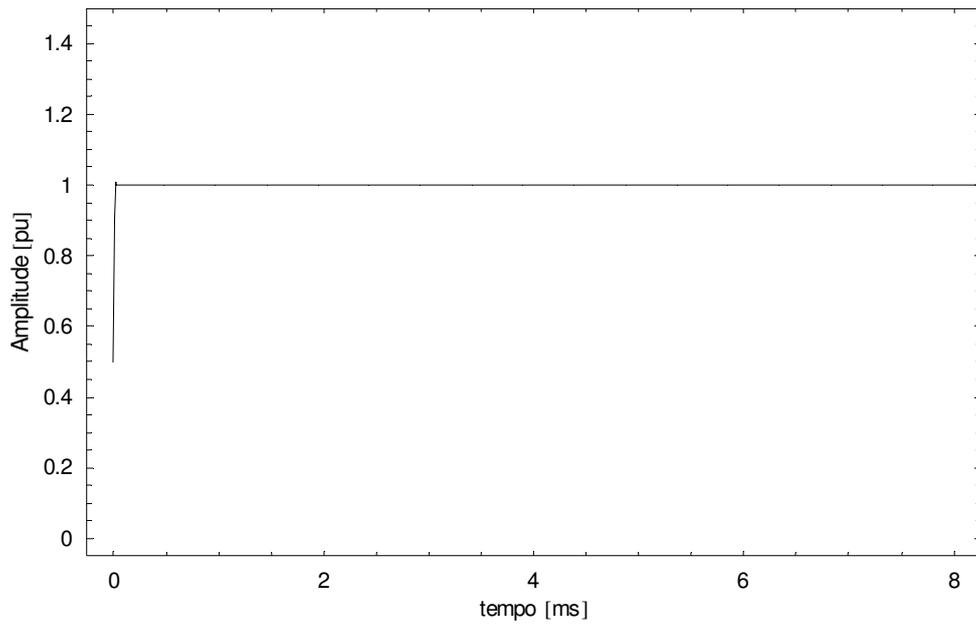


Figura 3.3 – Degrau unitário de tensão aplicado às fases.

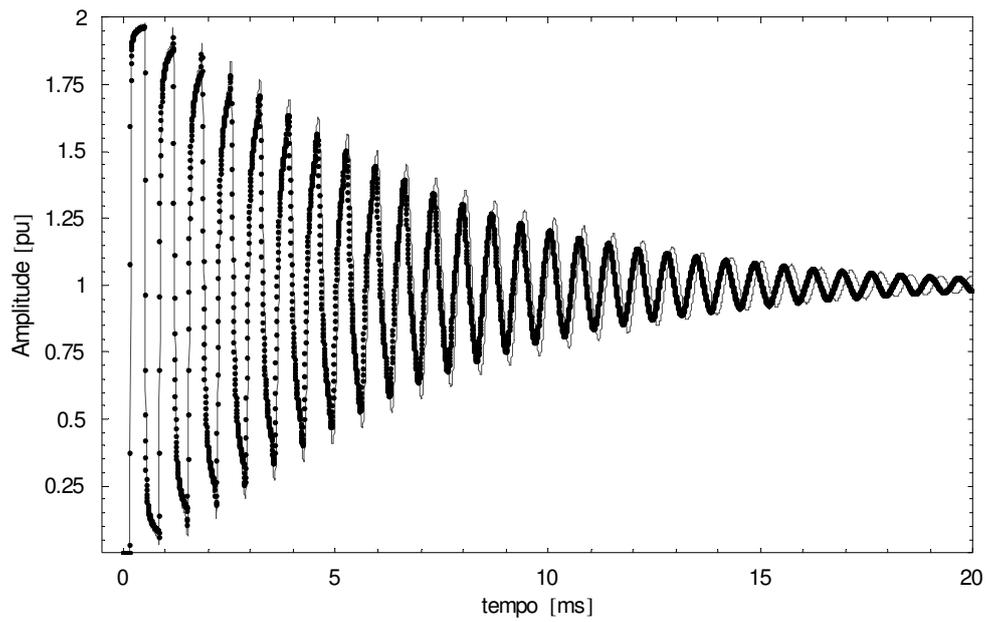


Figura 3.4 – Sinal de tensão no terminal receptor da fase A.

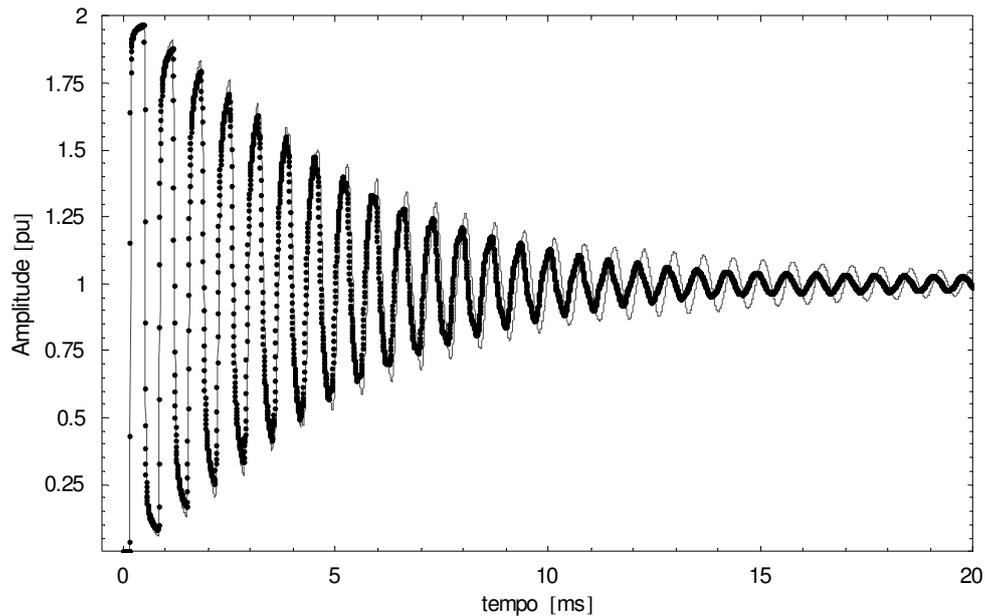


Figura 3.5 – Sinal de tensão no terminal receptor da fase B.

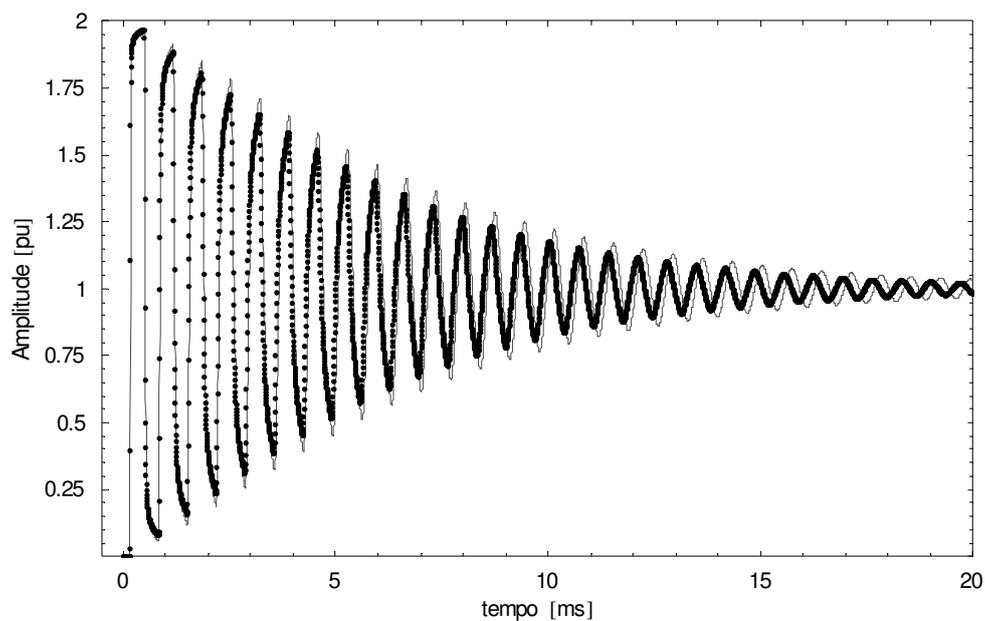


Figura 3.6 – Sinal de tensão no terminal receptor da fase C.

Pode ser observado nos gráficos acima uma pequena diferença na amplitude do sinal de tensão no terminal receptor em cada fase, à medida que o tempo passa, comparando a linha de transmissão com os cabos pára-raios isolados (linha) com os a linha com os cabos pára-raios aterrados (pontos) em todas as torres. Também ocorre uma defasagem no decorrer do tempo. O sinal transitório de tensão no terminal receptor das fases, para a linha com os cabos pára-raios aterrados nas torres, está se adiantando em relação à linha de transmissão com os cabos pára-raios isolados nas torres.

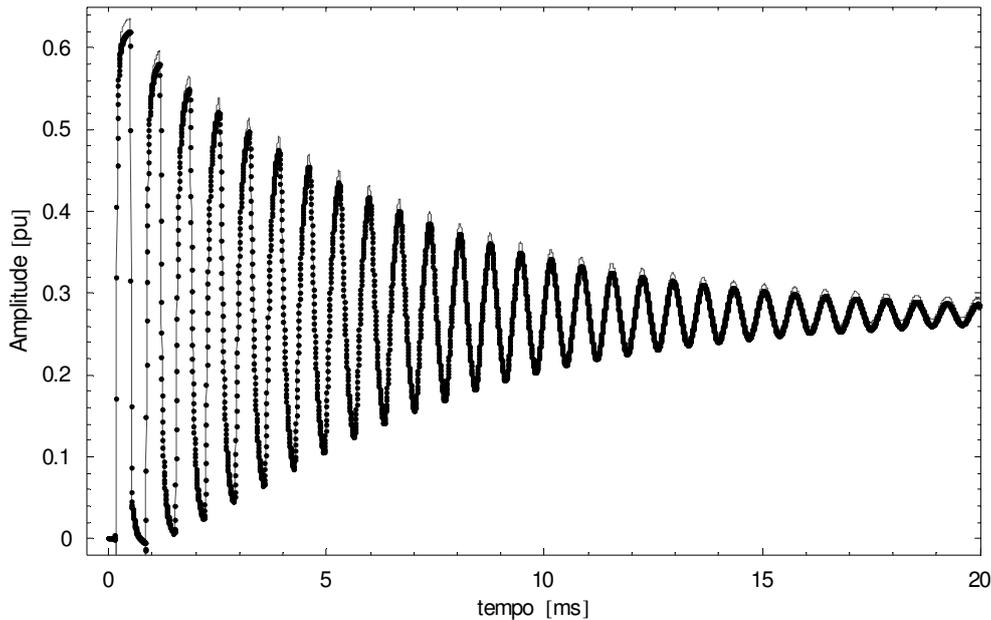


Figura 3.7 – Sinal de tensão no terminal receptor dos p-rs 1 (linha) e 2 (pontos).

No gráfico acima se encontra as curvas do sinal de tensão no terminal receptor dos dois cabos pára-raios para a linha de transmissão com os estes cabos isolados nas torres. O comportamento dos dois cabos pára-raios é bem similar, não apresentando discrepâncias significativas.

As simulações acima não levaram em consideração o casamento de impedâncias nas extremidades da linha de transmissão, o que eliminaria o efeito das múltiplas reflexões da onda do sinal injetado nas fases, figura 3.8, minimizando também a tensão induzida nos cabos pára-raios da linha com os cabos isolados nas torres, figura 3.9.

Como se observa na figura 3.8, a defasagem do sinal de tensão entre as linhas de transmissão com os cabos pára-raios isolados (traços) e aterrados (pontos) nas torres também é eliminado.

Observa-se na figura 3.9 que o comportamento dos sinais de tensão induzidos nos cabos pára-raios na linha de transmissão, com os mesmo isolados nas torres, mantém um comportamento muito similar, sem discrepâncias significativas. Nesta figura é possível visualizar o pico de tensão negativo nos cabos pára-raios. Este comportamento é esperado, já que a tensão nestes cabos é devido ao efeito de indução eletromagnética.

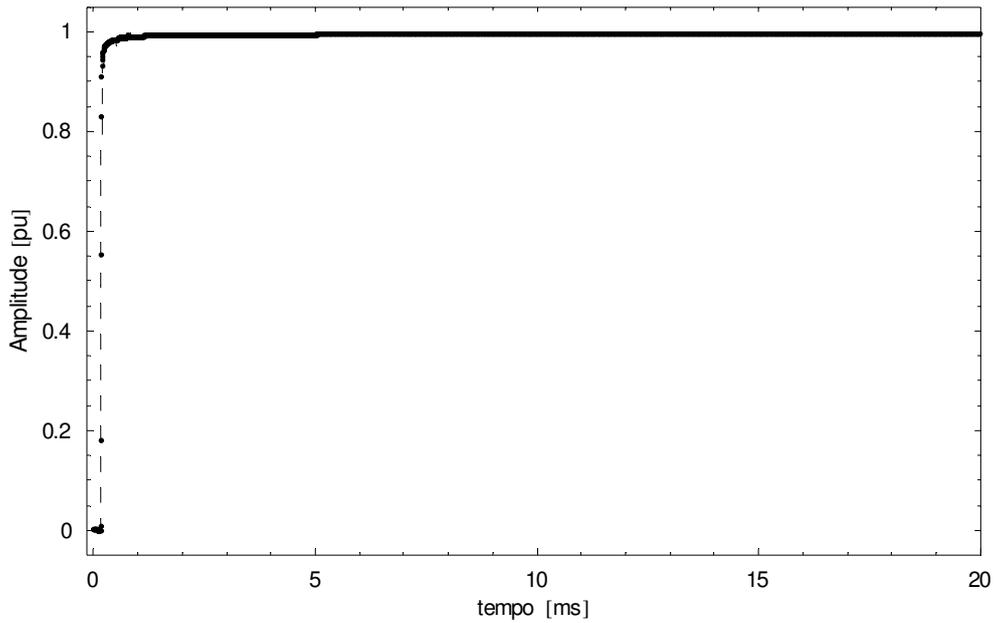


Figura 3.8 – Sinal de tensão no terminal receptor nas fases.

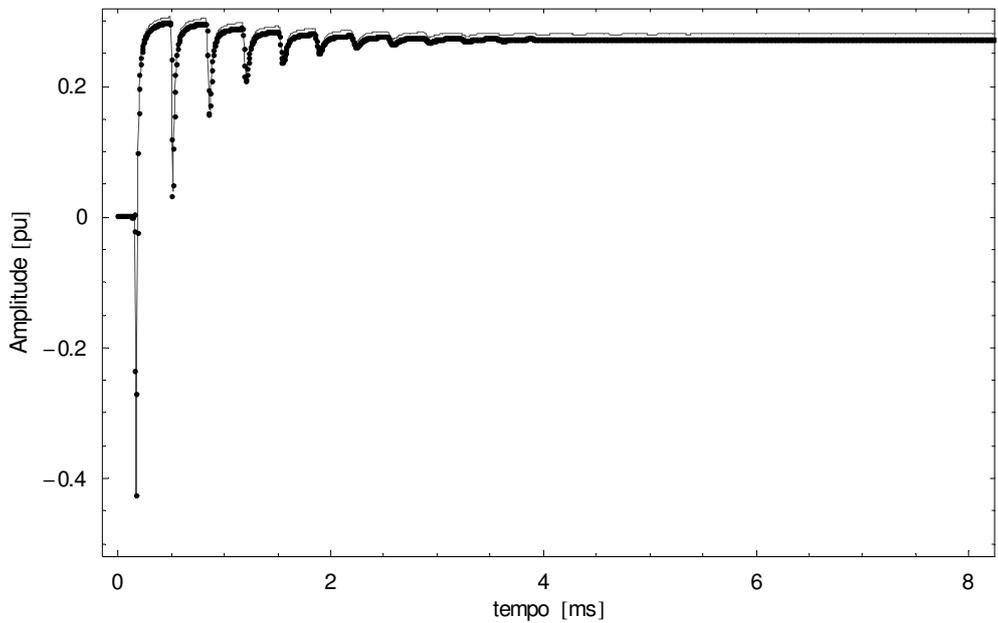


Figura 3.9 – Sinal de tensão no terminal receptor do p-r 1 (linha) e 2 (pontos).

3.3.2. Injeção de um Sinal Co-Senoidal Trifásico de Tensão

Neste item foram injetados dois tipos de sinal co-senoidal de tensão. Inicialmente foi injetado um sinal senoidal de seqüência zero. Este sinal possui amplitude de 1 pu. Assim como no item anterior o sinal de tensão foi representado por um equivalente de Norton. Utilizou-se um tempo de observação de 30 ms e 4096 pontos de amostragem nesta janela, o que levou a um passo de integração de aproximadamente 7 μ s. As mesmas considerações quanto a resistência de torres, resistência de pé-de-torre e a

representação de supressores de surto foram adotadas nestas simulações. As curvas de saída são apresentadas nas figuras 3.10 a 3.13.

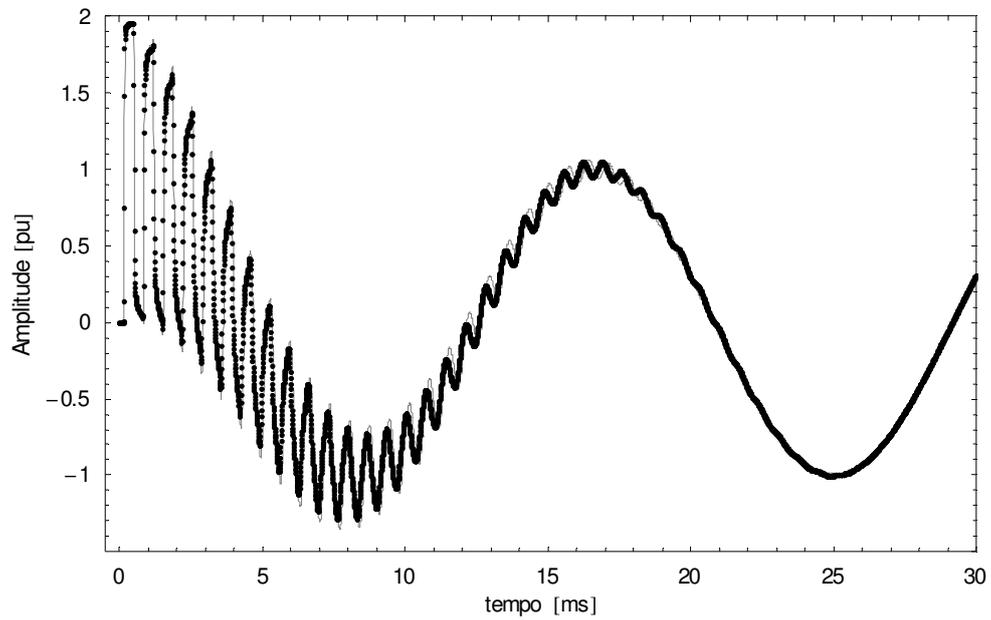


Figura 3.10 – Sinal de tensão no terminal receptor da fase A.

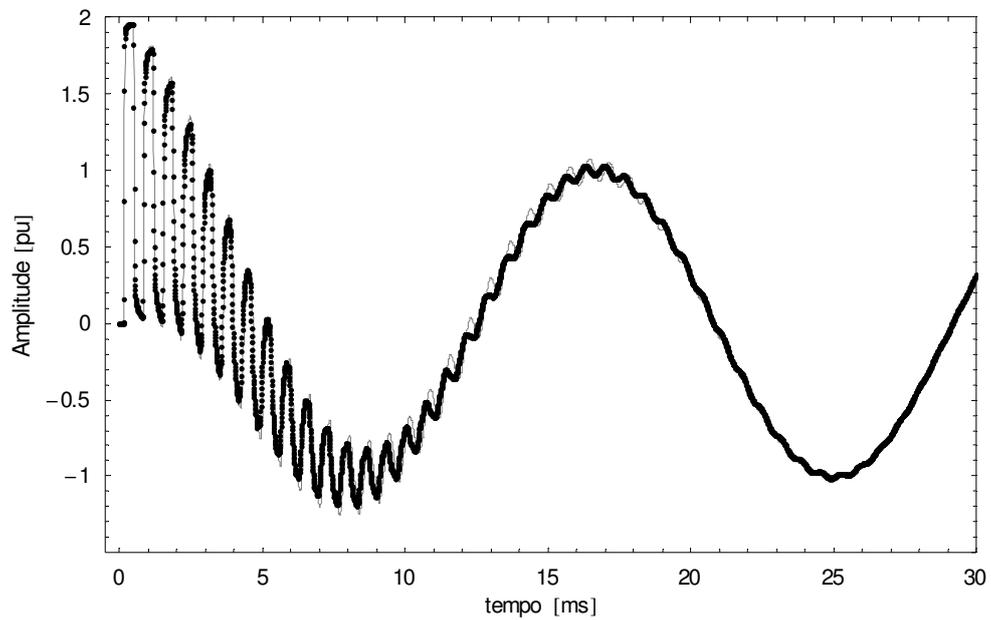


Figura 3.11 – Sinal de tensão no terminal receptor da fase B.

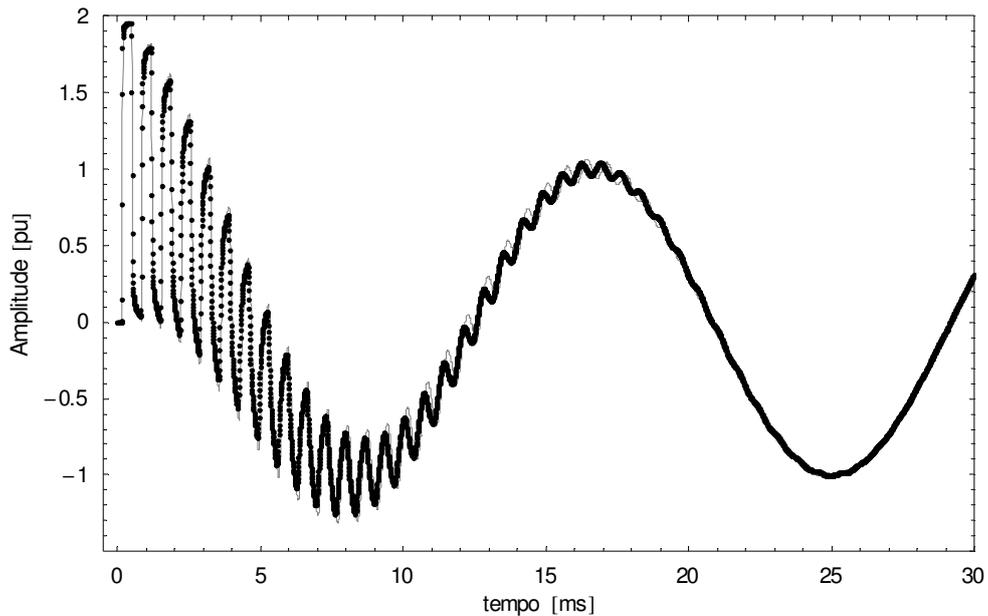


Figura 3.12 – Sinal de tensão no terminal receptor da fase C.

As mesmas observações citadas para a tensão de saída nas três fases para injeção do degrau unitário de tensão são aplicáveis também neste item. A defasagem do sinal transitório de tensão entre a linha com cabos pára-raios isolados (linha) com linha com cabos pára-raios aterrados (pontos) nas torres pode ser visualizada nas curvas acima.

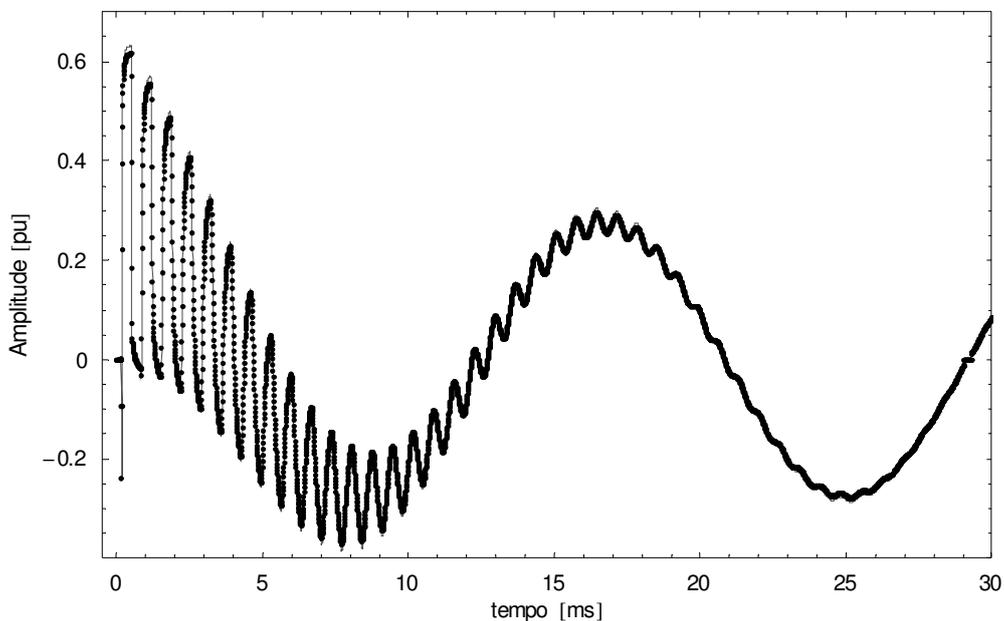


Figura 3.13 – Sinal de tensão no terminal receptor dos p-rs 1 (linha) e 2 (pontos).

Aqui também não surgem discrepâncias significativas no sinal de tensão do terminal receptor dos dois cabos pára-raios, na linha com estes cabos isolados nas torres.

Sendo considerado o casamento de impedância nas extremidades da linha de transmissão é eliminado o efeito das múltiplas reflexões em suas extremidades, não existindo também a defasagem entre os sinais de tensão das linhas com os cabos pára-raios isolados (traços) ou aterrados (pontos) nas torres, como pode ser visto na figura 3.14.

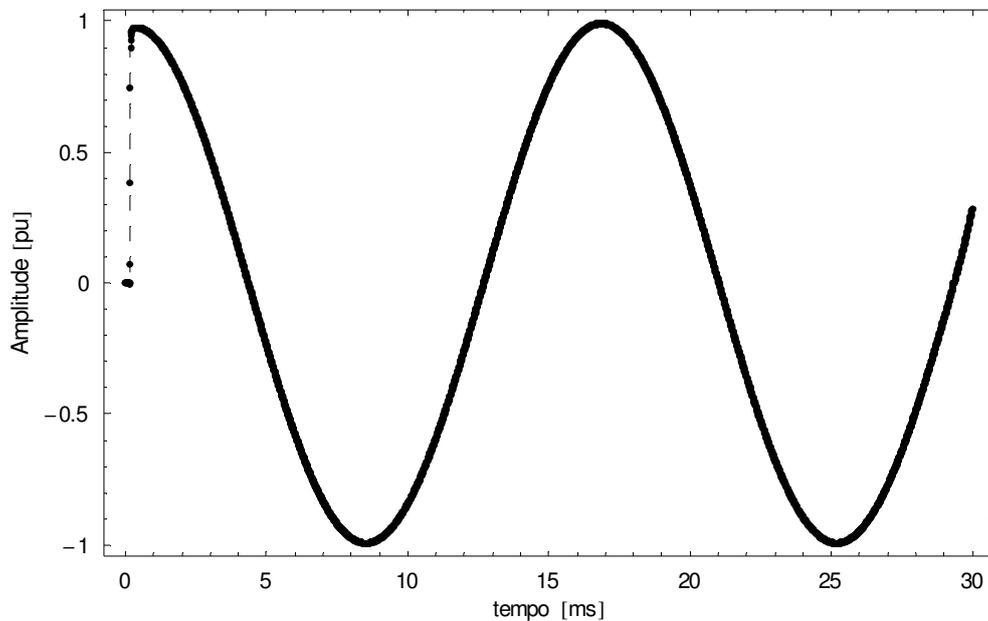


Figura 3.14 – Sinal de tensão no terminal receptor das fases.

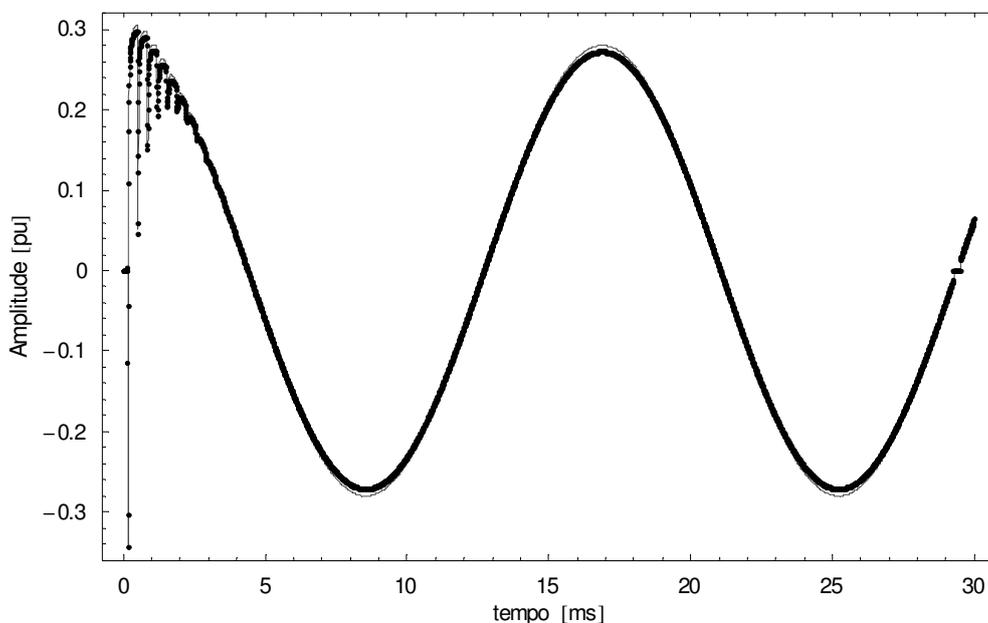


Figura 3.15 – Sinal de tensão no terminal receptor do p-r 1 (linha) e 2 (pontos).

A tensão induzida cabos pára-raios também são influenciados pelo casamento de impedâncias nas extremidades da linha. O transitório é fortemente reduzido como

também a amplitude deste transitório. Novamente, o comportamento das tensões induzidas nos dois cabos pára-raios é bem similar, como observado na figura 3.15.. A seguir são feitas simulações para injeção de um sinal de tensão cosenoidal de seqüência positiva com as mesmas considerações adotadas para a injeção do sinal de seqüência zero. As curvas de saída encontram-se nas figuras 3.16 a 3.20.

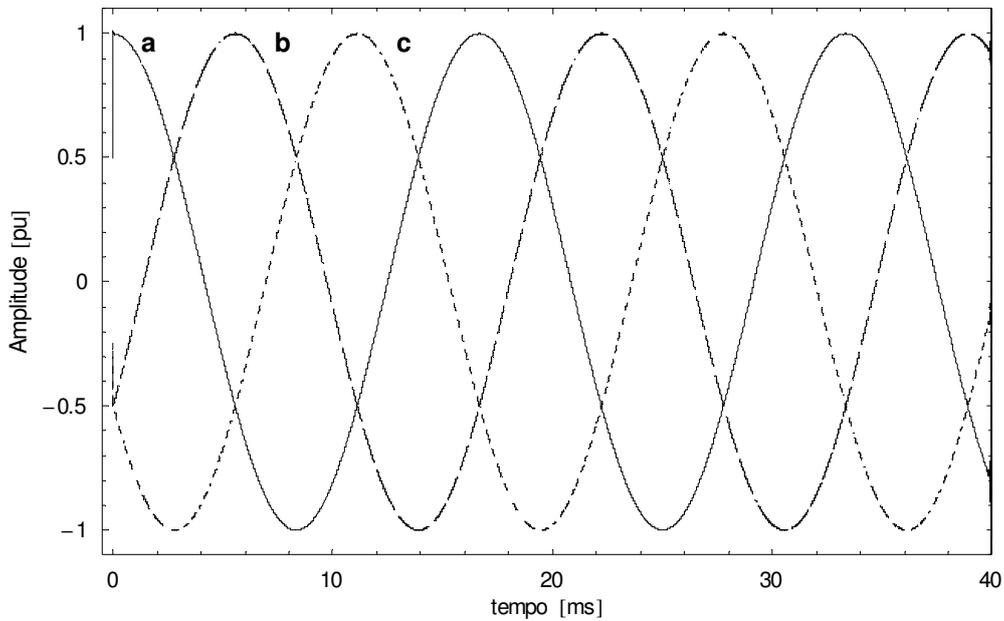


Figura 3.16 – Sinal de tensão co-senoidal de seqüência positiva aplicada na linha.

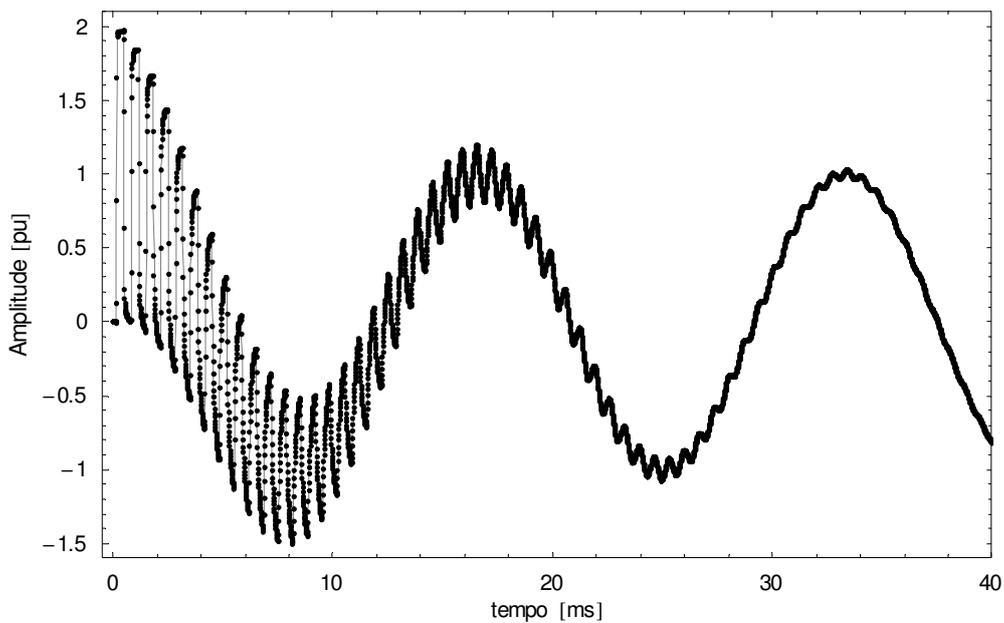


Figura 3.17 – Sinal de tensão no terminal receptor da fase A.

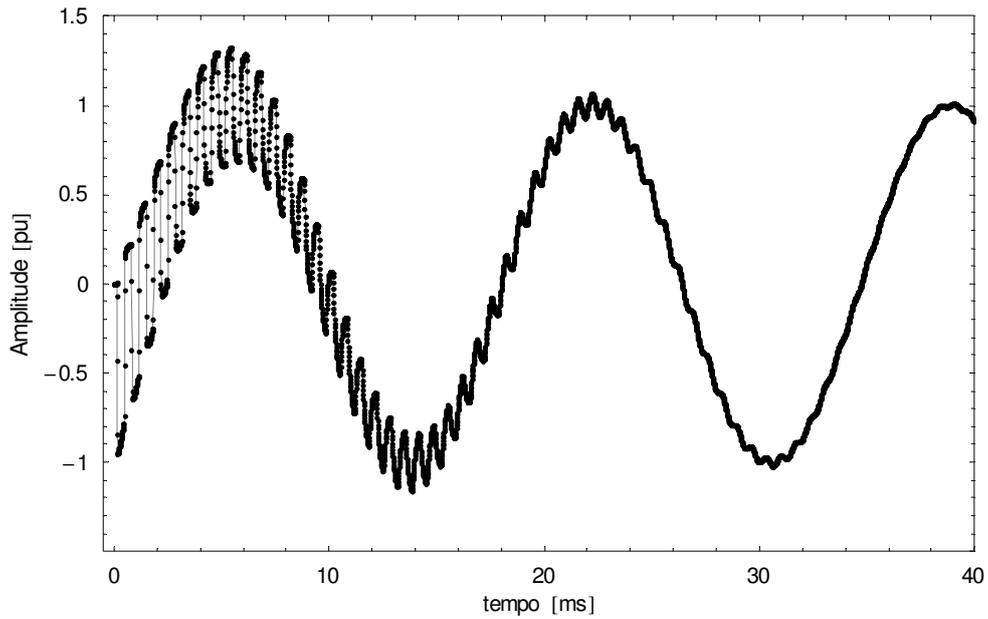


Figura 3.18 – Sinal de tensão no terminal receptor da fase B.

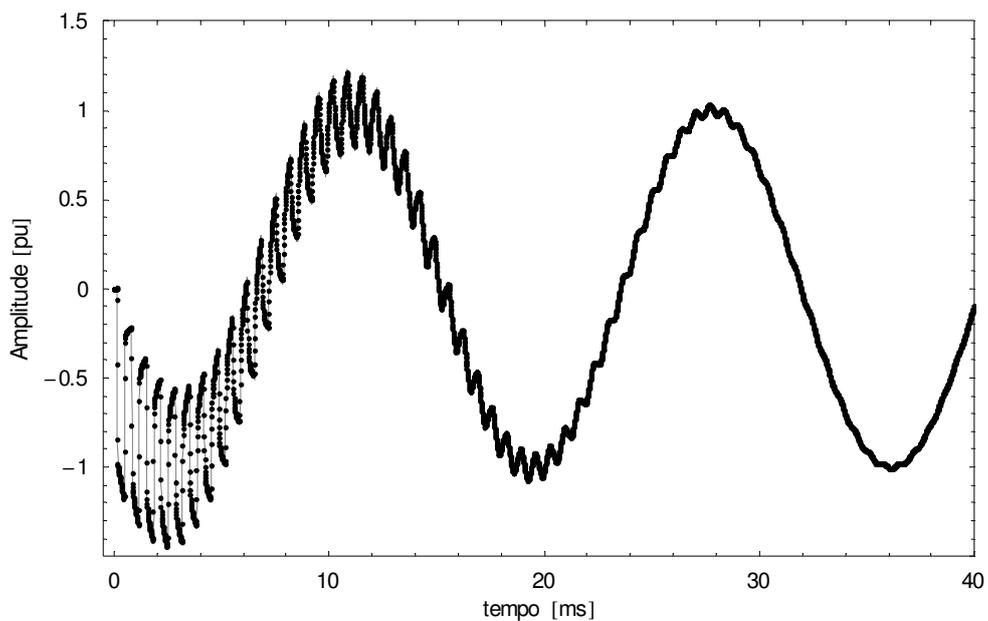


Figura 3.19 – Sinal de tensão no terminal receptor da fase C.

Diferentemente do sinal de seqüência zero aplicado (degrau e cosenóide) não se observa defasagem no sinal de tensão transitória, nas figuras acima, entre os sinais de tensão nas fases nas linhas com cabos pára-raios isolados (linha) e aterrados (pontos) nas torres.

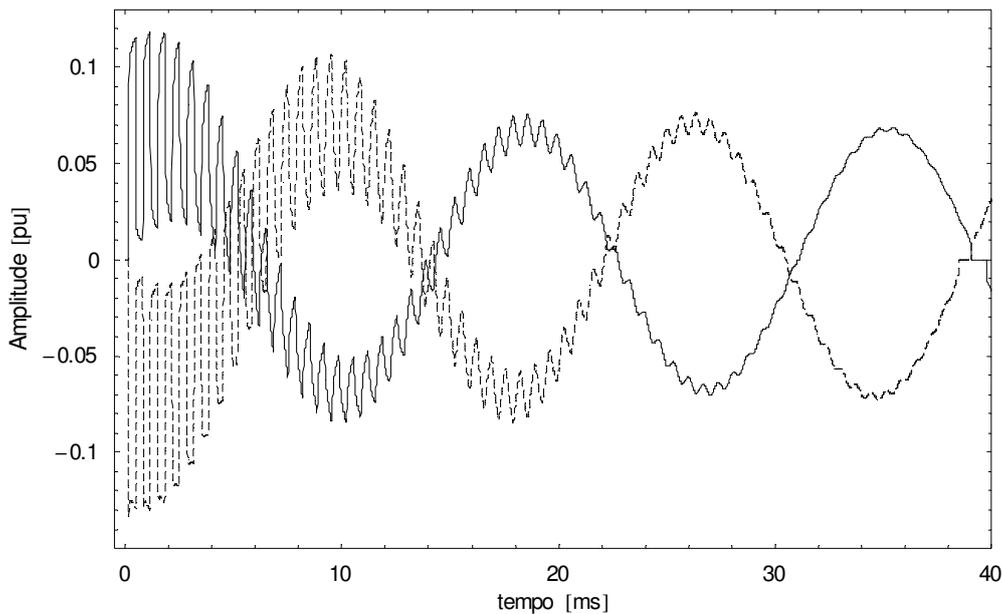


Figura 3.20 – Sinal de tensão no terminal receptor dos cabos pára-raios 1 (linha) e 2 (traço).

Nas curvas referentes às tensões no terminal receptor dos cabos pára-raios 1 e 2 apresentam amplitude bem mais reduzidas das obtidas quando são aplicados os sinais de tensão de seqüência zero. Seu comportamento é fortemente influenciado pela defasagem existente nas três fases, levando a sinais de tensão induzidos defasados de aproximadamente 180° , o que pode ser observado na figura 3.20.

Ao ser considerado o casamento de impedâncias nas extremidades da linha de transmissão ocorre a eliminação dos transitórios devido às múltiplas reflexões nas extremidades da linha. Isto pode ser visto na figura 3.21, para as três fases, onde o sinal de tensão da linha com cabos pára-raios isolados é o tracejado e a linha com cabo pára-raios aterrados é o pontilhado.

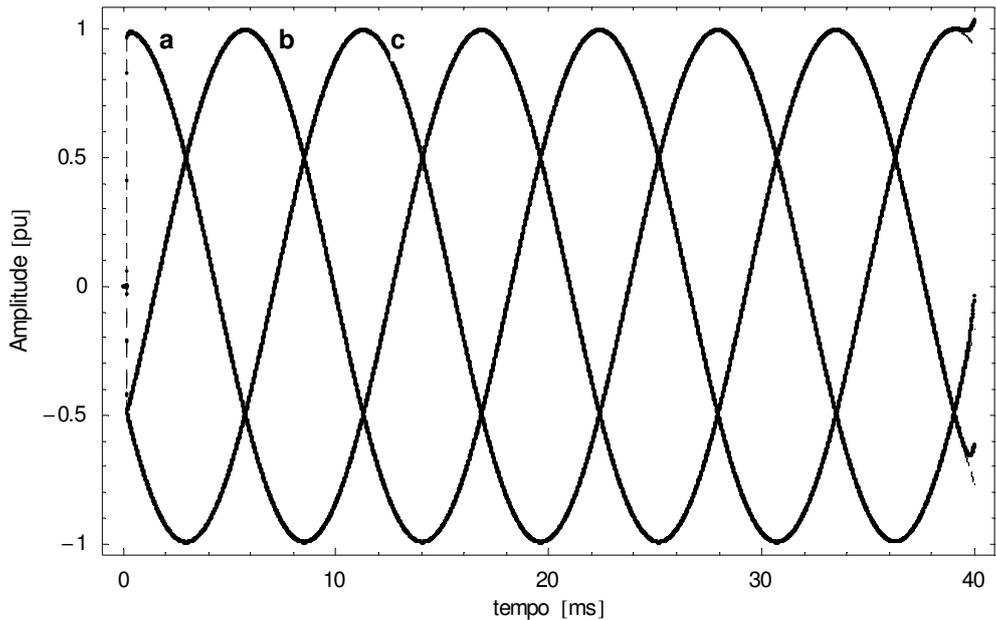


Figura 3.21 – Sinal de tensão no terminal receptor das fases.

A figura 3.22 apresenta o comportamento dos sinais de tensão nos cabos pára-raios, considerando o casamento de impedâncias nas extremidades da linha. Houve uma apreciável redução na duração do transitório induzido e em sua amplitude, para os dois cabos. Contudo, ainda permanece a defasagem de aproximadamente 180° entre os dois sinais de tensão.

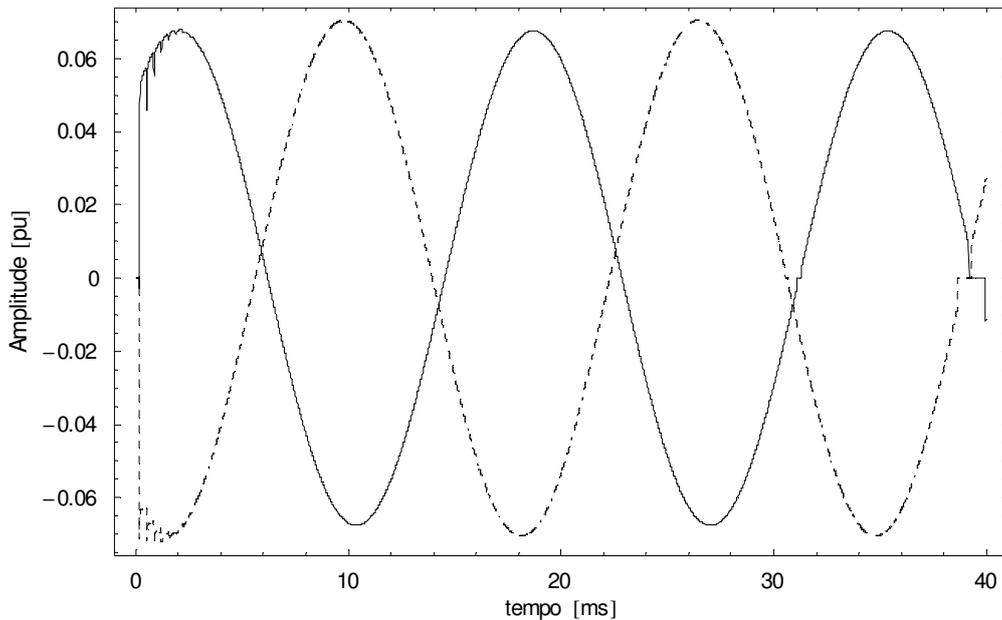


Figura 3.22 – Sinal de tensão no terminal receptor do cabo p-r 1 (linha) e 2 (traços)

3.4. DISCUSSÃO

Na injeção de sinais de seqüência zero ocorre uma defasagem nas ondas de tensão quando se comparam linhas com cabos pára-raios isolados com linhas com cabos pára-raios aterrados nas torres. Já quando o sinal injetado é de seqüência positiva não ocorre esta defasagem. No caso das simulações onde não é considerado o casamento de impedância nas extremidades da linha de transmissão esta defasagem talvez seja justificada pela rápida variação da constante de propagação para valores de freqüência acima de 10 kHz, como visto no capítulo 2.

Quando é considerado o casamento de impedância nas extremidades da linha de transmissão esta defasagem não aparece, mesmo para injeção de sinais de seqüência zero. A presença do casamento de impedância evita as múltiplas reflexões da tensão induzida nos condutores fase e reduz a presença de componentes de freqüência mais elevada, reduzindo os valores máximos. Com isso o erro de fase é minimizado nos condutores fase.

A inclusão de elementos não lineares no domínio da freqüência requer modelos mais elaborados, o que demanda um estudo mais amplo. Alguns métodos conhecidos (MORENO et al, 2005; SALARI FILHO, 2005; ARTIGO da ELSEVIER; PORTELA, 1972) como, por exemplo, métodos que excursionam entre os domínios tempo-freqüência e métodos tensoriais, poderiam ser testados, mas a sua implementação estenderia em muito o desenvolvimento deste trabalho necessitando de um maior prazo para sua conclusão.

CAPÍTULO 4 - ESTUDOS NO DOMÍNIO DO TEMPO

Uma parte importante com relação à opção de manter os cabos pára-raios isolados é uma análise do desempenho da linha de transmissão face às descargas atmosféricas. Neste tipo de estudo a linha de transmissão é modelada a cada vão sendo incluídos os modelos de torres e do aterramento das mesmas. O objetivo é avaliar as solicitações em termos de sobretensões entre condutores e torres a fim de determinar a ocorrência ou não de “flash-overs” (curto entre as fases e a estrutura através do ar). Tipicamente nestes estudos não são considerados elementos supressores de surto, e o sistema é representado de forma linear. No caso de estudos envolvendo cabos pára-raios isolados é necessário a inclusão dos supressores tornando-se necessária a solução de um sistema não lineares de equações diferenciais. Tal situação torna mais atraente a modelagem no domínio do tempo devido à facilidade de representação de elementos chaveados e não lineares neste domínio. Uma vez que o estudo do comportamento de um sistema elétrico considerando a variação de seus parâmetros no domínio da frequência, apesar dos recentes avanços alcançados, não permite a completa representação de todos seus elementos, ou muitas vezes, a representação é complexa em demasia acarretando um elevado custo computacional e tornando inviável a sua realização.

Um dos primeiros programas desenvolvidos para o estudo de transitórios eletromagnéticos a se tornar disponível foi o EMTP – Eletromagnetic Transients Program (DOMMEL, 1986) para equipamentos de grande porte. Com o advento dos microcomputadores surgiu o ATP – Alternative Transient Program, que também possui versões para computadores de grande porte, que passou a integrar todas as contribuições feitas por seus usuários para o seu aprimoramento.

Ao contrário do realizado no capítulo anterior, neste capítulo, o cálculo dos parâmetros da linha de transmissão foi feito, a partir dos dados dos condutores e da geometria da torre, através do módulo LCC – Line Cable Constant existente no pacote EMTP/ATPDraw (CANAM EMTP, 1987; PRIKLER, HOIDALEN, 2002). A modelagem poderia ser feita por vão (considerando um vão médio de 400 metros) através de elementos PI. Deste modo, seria necessário conectar vários elementos PI's em cascata para compor o comprimento total da linha (20 km). Esta modelagem apresenta a característica de ter um melhor desempenho para respostas na faixa da

freqüência industrial (60 Hz). Já para análise de transitórios ela introduz muitos pontos de reflexão puramente numérica (ruído numérico), o que comprometeria os resultados.

A adoção de um modelo que leve em consideração a variação dos parâmetros na freqüência torna a análise das simulações de injeção de sinal mais próxima da realidade podendo-se comparar estes resultados com os obtidos no capítulo anterior. Um modelo que permite levar em consideração tal fato é o JMarti (DOMMEL, 1986; CANAM EMTP, 1987; PRIKLER, HOIDALEN, 2002), que executa o ajuste dos parâmetros da linha considerando a faixa de freqüência de interesse e cuja matriz de transformação modal adotada é obtida em um ponto de freqüência especificada pelo usuário, normalmente adotando-se um valor elevado, considerando somente sua componente real e constante neste ponto de freqüência. Todavia, algumas ressalvas devem ser feitas aqui. Para o estudo do desempenho de uma linha de transmissão ainda não há um consenso na literatura se a representação do comportamento distribuído da mesma através de ondas planas é adequado ou não. De fato para a aplicação do modelo de linha baseado em ondas planas é necessário admitir a propagação transversal como sendo instantânea. Tal fato é facilmente atendido quando a linha é analisada ao longo de seu comprimento total, usualmente da ordem de alguns quilômetros, portanto algumas ordens de grandeza maior que a maior distância vertical no circuito. Já quando a linha de transmissão é modelada por vão, o comprimento do mesmo é aproximadamente da mesma ordem de grandeza das distâncias verticais envolvidas (alturas dos condutores e dos cabos pára-raios), demandando assim a utilização de uma modelagem baseada em ondas esféricas (PORTELA, 1999). Contudo, é importante notar que a abordagem adotada aqui serve de uma primeira análise visando balizar estudos futuros mais adequados para o definitivo dimensionamento dos supressores de surtos.

Os estudos foram feitos com a configuração horizontal (apresentada na figura 4.1 b) com os dados dos condutores e da geometria da torre apresentados na tabela 4.1, ambos no capítulo 4. Os estudos considerados foram:

- Injeção de degrau unitário nas três fases do terminal emissor;
- Injeção de uma consenóide trifásica no terminal emissor;
- Injeção de um surto de corrente nos cabos pára-raios.

4.1. ESTUDOS DE INJEÇÃO DE SINAL NA LINHA DE TRANSMISSÃO

4.1.1. Injeção de um Degrau Unitário de Tensão nas Três Fases

Um degrau de tensão de 1 p.u. de seqüência zero foi aplicado nas três fases da linha com o terminal receptor em aberto, conforme figura 4.1. Utilizou-se um tempo de observação de 20 ms e um passo de integração de 1 μ s. Nesta primeira avaliação não foi considerado a impedância da torre e nem o valor da impedância de pé-de-torre. A técnica de modelagem da linha a ser adotada é a que leve em consideração a variação dos parâmetros com a freqüência, mesmo que de forma aproximada, para que os resultados sejam mais próximos da realidade. Um modelo que tenta alcançar tal objetivo é o JMarti, já implementado no programa de simulação de transitórios ATP. Nesta avaliação inicial não foi considerada a impedância das torres e nem os valores das impedâncias de pé-de-torre. Para efeito de comparação com os resultados obtidos no domínio da freqüência também não foi considerada a existência dos elementos supressores de surto.

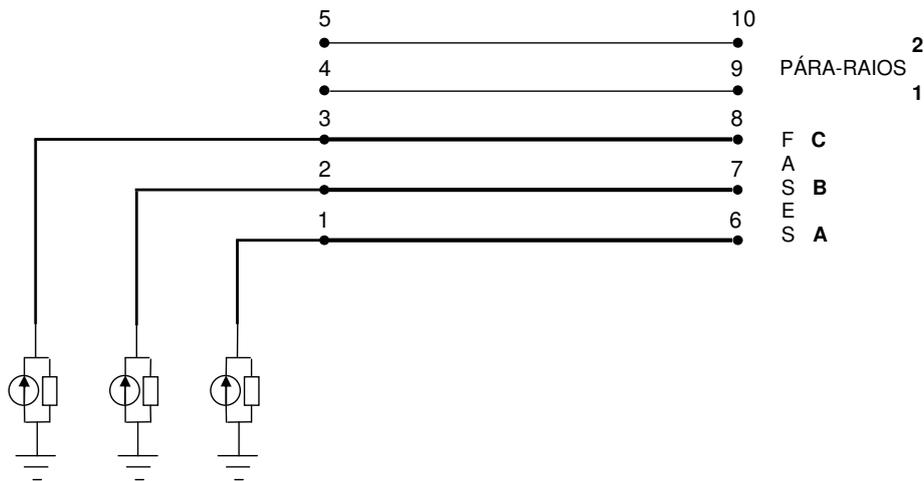


Figura 4.1 – Esquema de injeção de sinal na linha de transmissão estudada.

As curvas de saída são apresentadas nas figuras 4.2 a 4.6, a seguir.

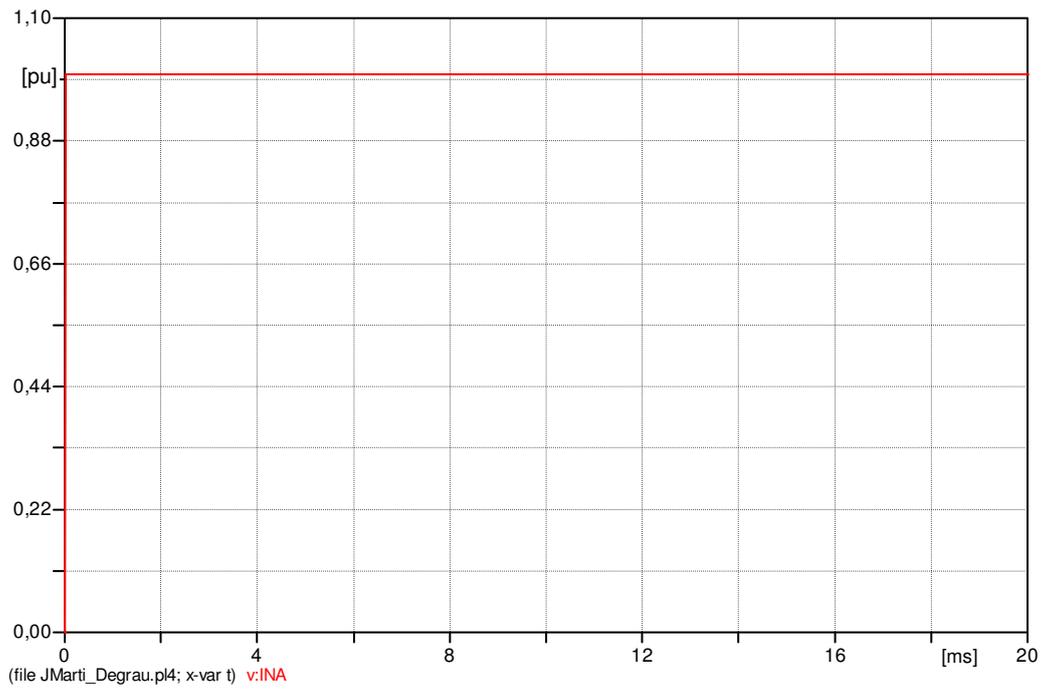


Figura 4.2 – Degrau de tensão aplicado nas fases da linha.

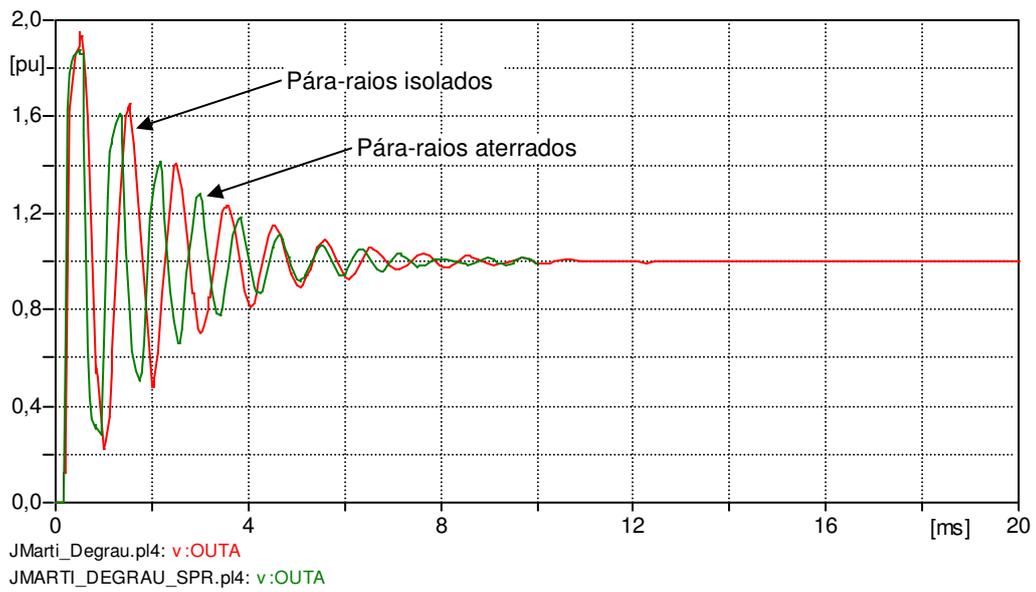


Figura 4.3 – Sinal de tensão no terminal receptor da fase A.

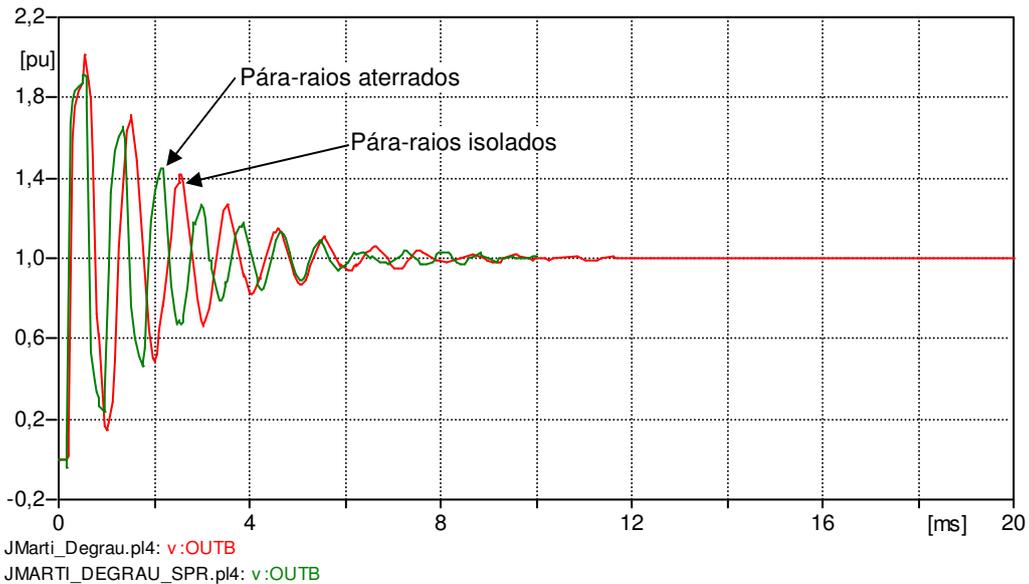


Figura 4.4 – Sinal de tensão no terminal receptor da fase B.

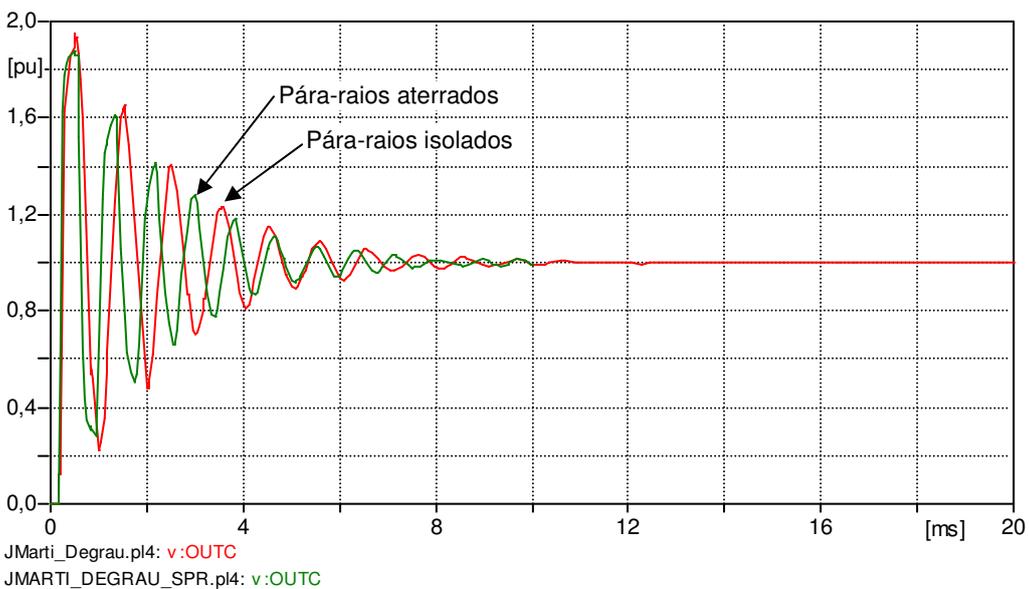


Figura 4.5 – Sinal de tensão no terminal receptor da fase C.

Da mesma forma que no estudo no domínio da frequência, figuras 3.4 a 3.6, se observa nos gráficos acima que há uma pequena diferença na amplitude da onda transitória nos condutores fase quando se compara a linha com os cabos pára-raios isolados (vermelho) e a linha com os cabos pára-raios aterrados (verde). Repete-se aqui também a defasagem entre os dois sinais transitórios, com a linha com os cabos pára-raios aterrados apresentando um avanço de fase.

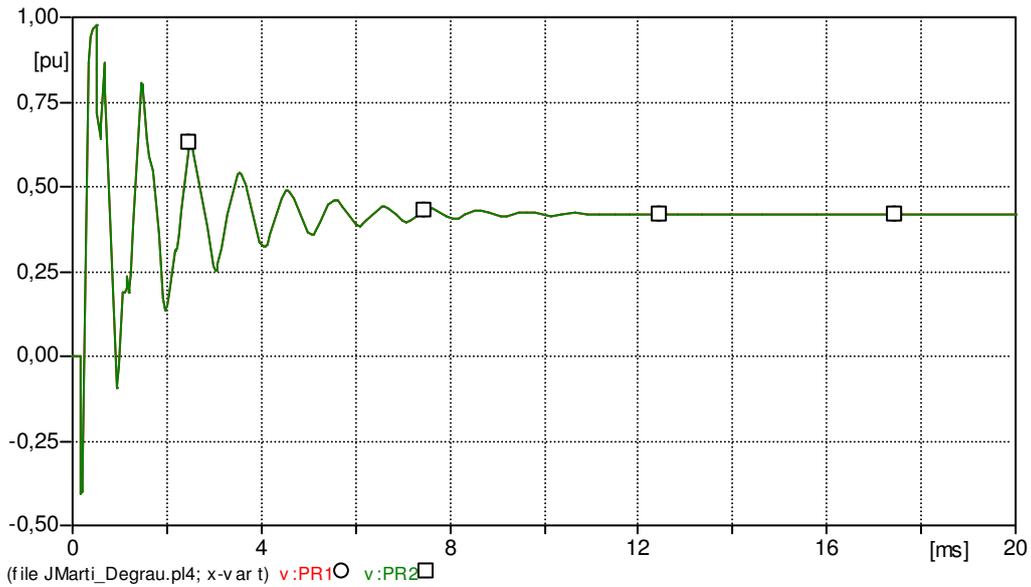


Figura 4.6 – Sinal de tensão no terminal receptor dos cabos pára-raios 1 e 2.

Os sinais de tensão induzidos nos cabos pára-raios apresentam comportamentos idênticos nos dois cabos para a linha com os mesmos isolados. O primeiro pico negativo visto no gráfico é função do efeito de indução eletromagnética.

Uma vez que o casamento de impedâncias nas extremidades da linha elimina o efeito das múltiplas reflexões e os erros de fase, foram feitas novas simulações para que se possa observar o comportamento das duas configurações de linha de transmissão, considerando agora este casamento de impedâncias. As formas de onda resultante encontram-se nas figuras 4.7 e 4.8.

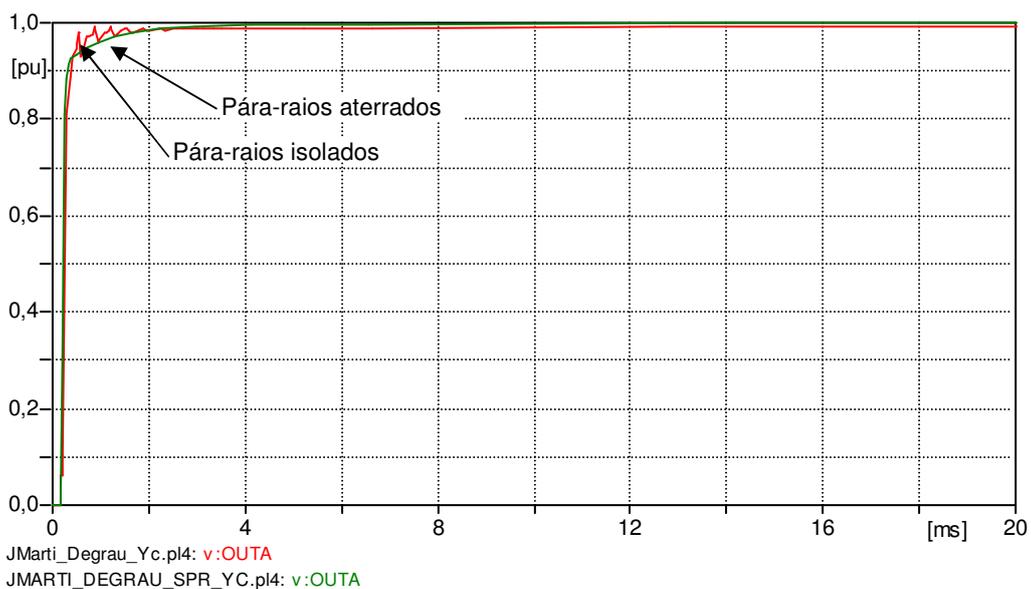


Figura 4.7 – Sinal de tensão no terminal receptor das fases.

Pode-se observar na figura acima uma redução significativa nos transitórios sobre o sinal de tensão nos terminais receptores das fases. Também não é mais perceptível à defasagem existente entre as ondas transitórias nas duas configurações de linha, com pára-raios isolados (vermelho) e aterrados (verde).

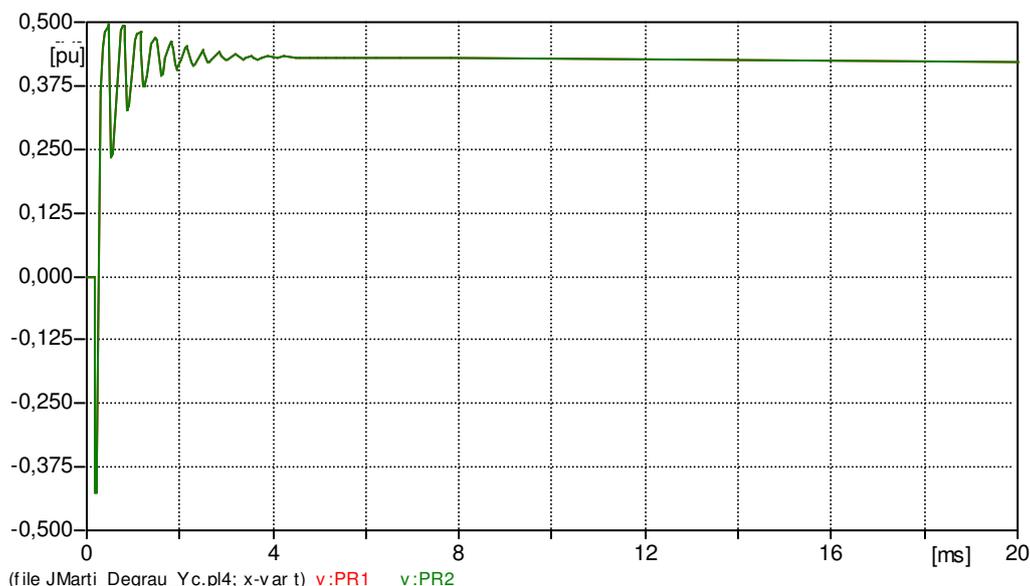


Figura 4.8 – Sinal de tensão no terminal receptor dos cabos pára-raios 1 e 2.

A inclusão do casamento de impedâncias nas extremidades da linha leva a uma redução significativa na amplitude e na duração da onda transitória do sinal no terminal receptor dos dois pára-raios. Contudo, o pico negativo que é visto na figura 4.8 não sofre alteração, mesmo com a redução da amplitude do transitório nas fases. Deve ser observado que as simulações no domínio do tempo, figuras 4.3 a 4.8, apresentam um amortecimento do transitório mais acentuado do que o verificado nas simulações no domínio da frequência, figuras 3.4 a 3.9.

4.1.2. Injeção de um Sinal Cosenoidal Trifásico de Tensão

Na análise no domínio do tempo as simulações também foram feitas para a injeção de dois sinais de tensão. As primeiras análises foram feitas para injeção de um sinal cosenoidal de tensão de seqüência zero de amplitude de 1 pu. O tempo de observação é de 30 ms com um passo de integração de 1 μ s. As mesmas considerações quanto a resistência de torres, resistência de pé-de-torre e a

representação de supressores de surto foram adotadas nestas simulações. As curvas de saída encontram-se nas figuras 4.9 e 4.10.

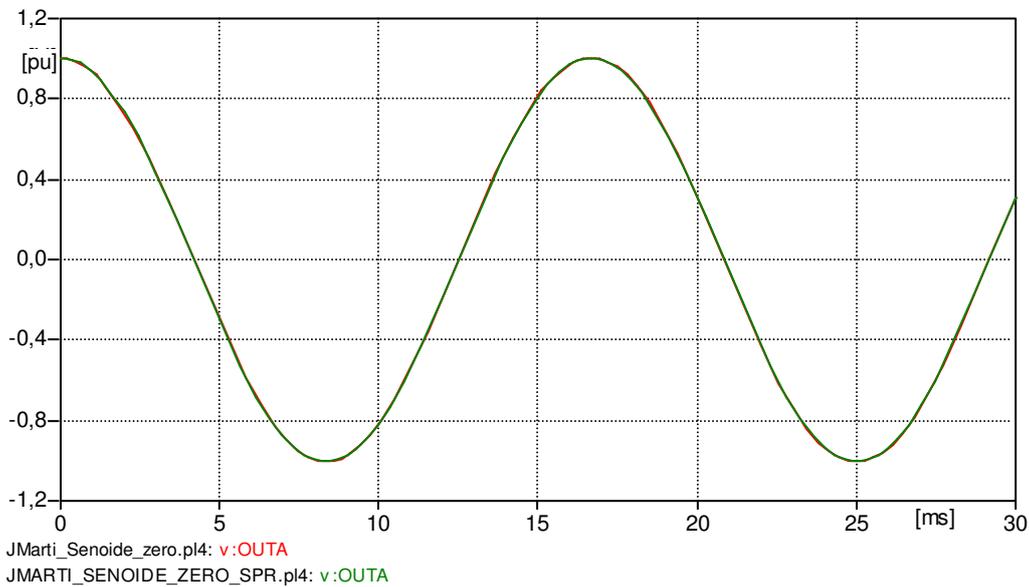


Figura 4.9 – Sinal de tensão no terminal receptor das fases.

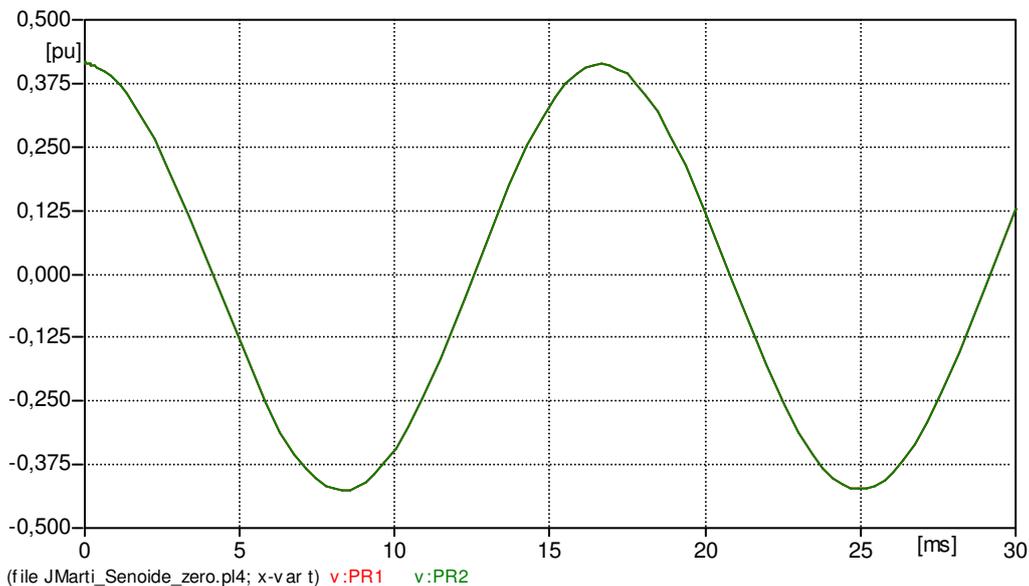


Figura 4.10 – Sinal de tensão no terminal receptor dos cabos pára-raios 1 e 2.

Pode ser observado que tanto para os condutores fase quanto para os cabos pára-raios não há o surgimento de transitórios. Os sinais de tensão nas duas condições analisadas aparecem sobrepostos. Os sinais de tensão induzida nos dois cabos pára-raios aparecem sobrepostos na figura 4.10 mostrando um comportamento idêntico para ambos. Mesmo adotando-se um modelo de linha de transmissão que leva em

conta a variação dos parâmetros na frequência, de maneira aproximada, os resultados não indicam o surgimento de nenhum transitório, mesmo quando são comparados os sinais de tensão nos terminais receptores das fases (figura 4.9).

Quando se passa a considerar o casamento de impedância nas extremidades da linha de transmissão, figuras 4.11 e 4.12, o comportamento do sinal de tensão no terminal receptor apresenta comportamento idêntico aos gráficos anteriores. Surge somente uma pequena diferença na amplitude dos sinais de tensão, das fases, quando se compara a linha com os cabos pára-raios isolados (vermelho) com a linha com os cabos pára-raios aterrados (verde), sendo o último ligeiramente superior. Na figura 4.12, que mostra o comportamento dos cabos pára-raios, não há alteração.

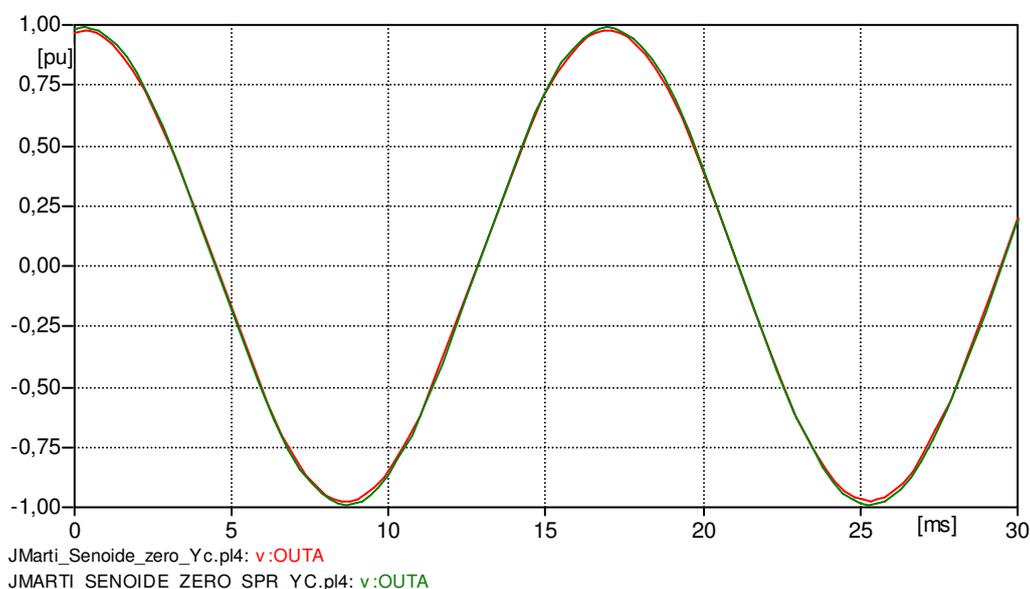


Figura 4.11 – Sinal de tensão no terminal receptor das fases.

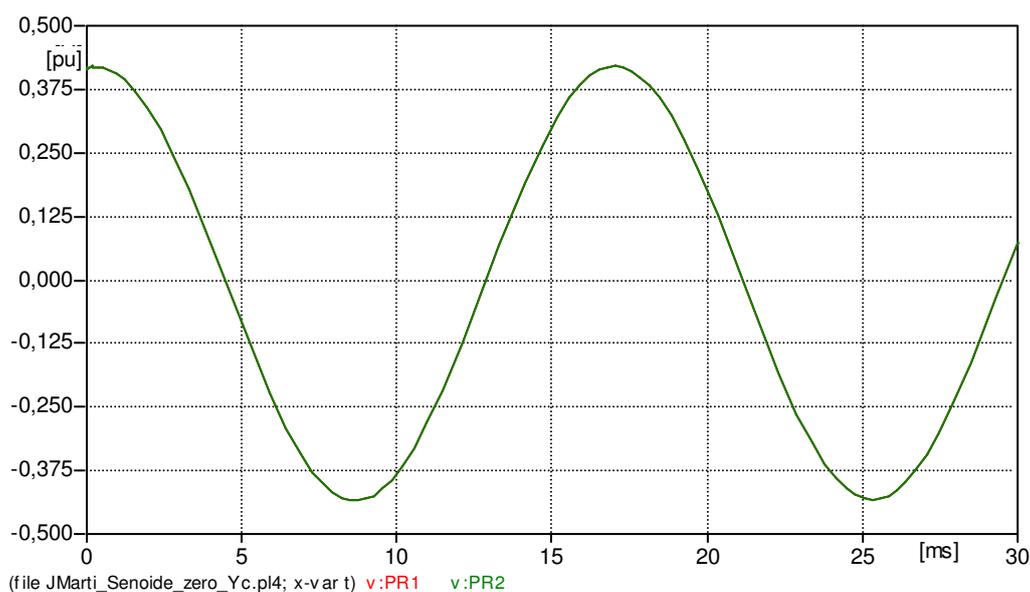


Figura 4.12 – Sinal de tensão nos terminais receptores dos pára-raios 1 e 2.

Nas simulações da injeção do sinal cosenoidal de tensão nas três fases praticamente não existe nenhum transitório durante a energização da linha, o que difere em muito quando os gráficos acima, figuras 4.9 a 4.12, com os gráficos obtidos nas simulações no domínio da frequência, figuras 3.10 a 3.15.

A segunda avaliação de sinal cosenoidal foi feita para injeção do sinal trifásico de seqüência positiva com os mesmos critérios adotados para a simulação de injeção de sinal trifásico de seqüência zero. O intervalo de observação é de 40 ms. As curvas de saída são apresentadas nas figuras 4.13 até 4.14.

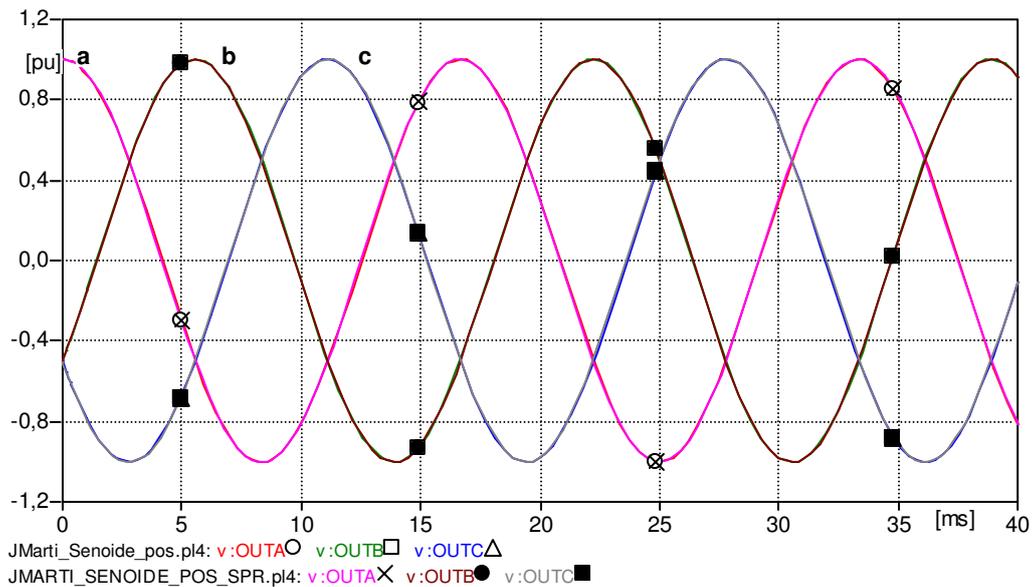


Figura 4.13 – Sinal de tensão no terminal receptor das fases.

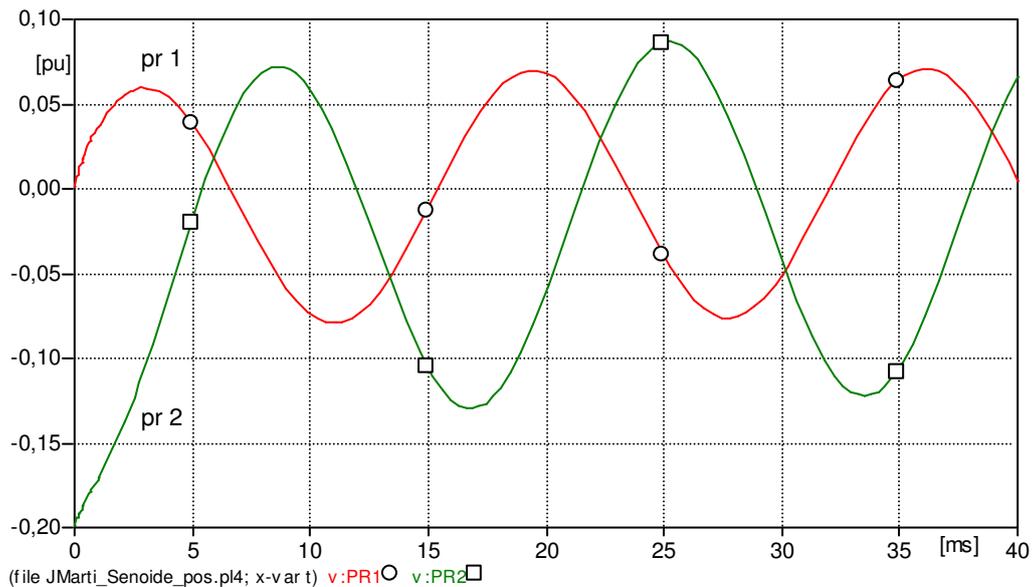


Figura 4.14 – Sinal de tensão no terminal receptor dos cabos pára-raios 1 (vermelho) e 2 (verde).

Na figura 4.13 pode ser visto que não ocorre nenhum transitório devido à injeção do sinal de seqüência positiva. Não há diferença entre os sinais nas fases da linha com os cabos pára-raios isolados e a linha com os cabos pára-raios aterrados. Na figura 4.14 o sinal induzido de tensão nos cabos pára-raios aparecem com um valor elevado no início do intervalo de simulação, para o cabo 2. Já no cabo 1 não apresenta valores elevados, quando comparado todo o intervalo de observação.

Passando a considerar o casamento de impedância nas extremidades da linha de transmissão se pode analisar o comportamento da tensão terminal sem o efeito de múltiplas reflexões. Os gráficos de saída encontram-se nas figuras 4.15 e 4.16, abaixo.

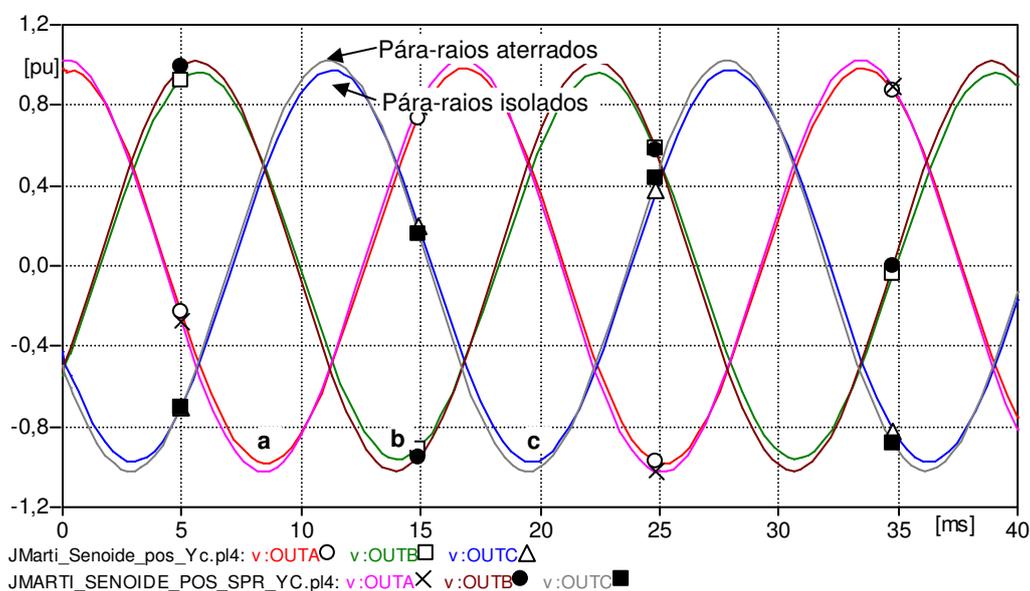


Figura 4.15 – Sinal de tensão no terminal receptor das fases.

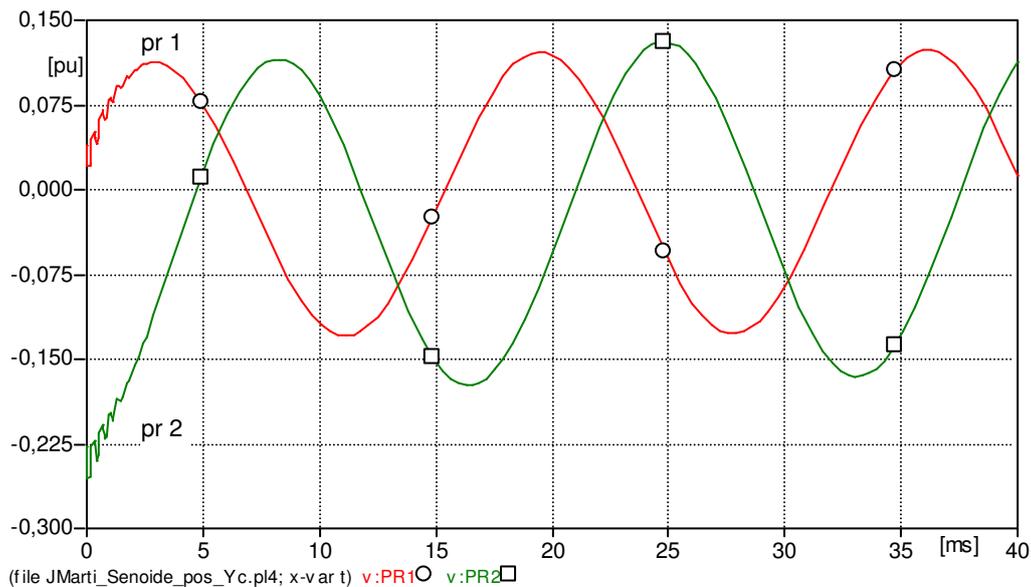


Figura 4.16 – Sinal de tensão no terminal receptor dos cabos pára-raios 1 (vermelho) e 2 (verde).

Observando-se a figura 4.15 é possível notar uma ligeira redução na amplitude do sinal de tensão no terminal receptor das fases na linha com os cabos pára-raios isolados (vermelho, verde, azul), em comparação à linha com os cabos pára-raios aterrados (rosa, marrom, cinza), além de uma pequena diferença na fase entre estes sinais. Já na figura 4.16 há o surgimento de um transitório nos instantes iniciais do sinal de tensão induzido nos cabos pára-raios, rapidamente amortecido.

As figuras 4.17 e 4.18 mostram a diferença de fase entre as tensões no terminal receptor das fases quando são comparados os sinais da linha de transmissão com os cabos pára-raios isolados e sem o casamento de impedâncias (verde), a mesma linha, mas com o casamento de impedâncias (vermelho) e a linha com os pára-raios aterrados e como o casamento de impedâncias (azul) nas extremidades da linha de transmissão.

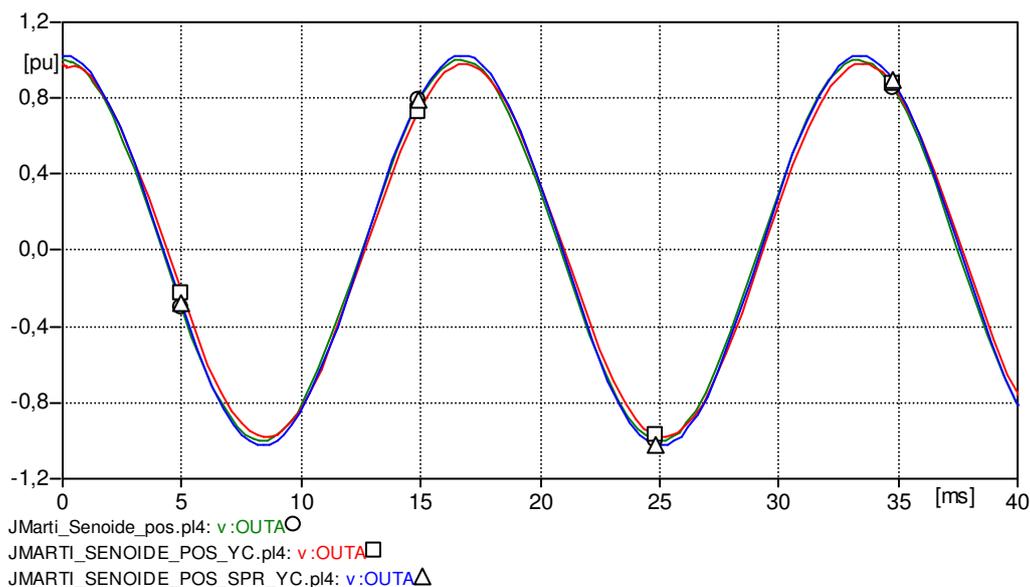


Figura 4.17 – Sinal de tensão no terminal receptor da fase A.

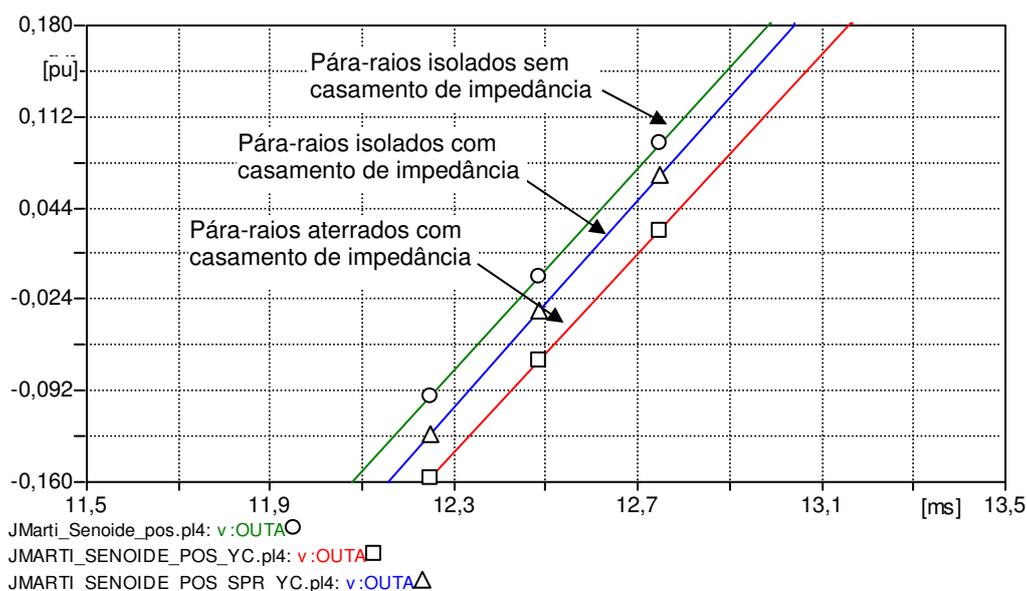


Figura 4.18 – Sinal de tensão no terminal receptor da fase A em zoom.

É possível notar nas figuras acima a influência do casamento de impedâncias nas extremidades da linha de transmissão e o fato dos cabos pára-raios estarem ou não aterrados quanto às diferenças de fase que surgem nas ondas de tensão.

4.1.3. Injeção de um Surto de Corrente no Cabo Pára-Raios

Para efeito de uma análise inicial, foi feito o estudo considerando a injeção de um surto de corrente no cabo pára-raios. Este surto foi modelado por uma dupla exponencial, de amplitude máxima 20 kA e tempos de frente de onda de 1,2 μ s e tempo de cauda de 50 μ s. Neste item foi também considerado a inclusão de elementos supressores de surto e a modelagem da torre e da impedância de pé-de-torre como elementos concentrados.

Baseado no que foi exposto no capítulo 2 foi adotado a equação 17 (figura 2.1) e a equação 25 para o cálculo da impedância da torre e de pé-de-torre, respectivamente. Os valores obtidos foram:

$$Z_t = 191 \, \Omega \quad \text{e} \quad Z_{p-t} = 82,4 \, \Omega.$$

As saídas gráficas das formas de ondas obtidas estão expostas nas figura 4.19 e 4.20, a seguir.

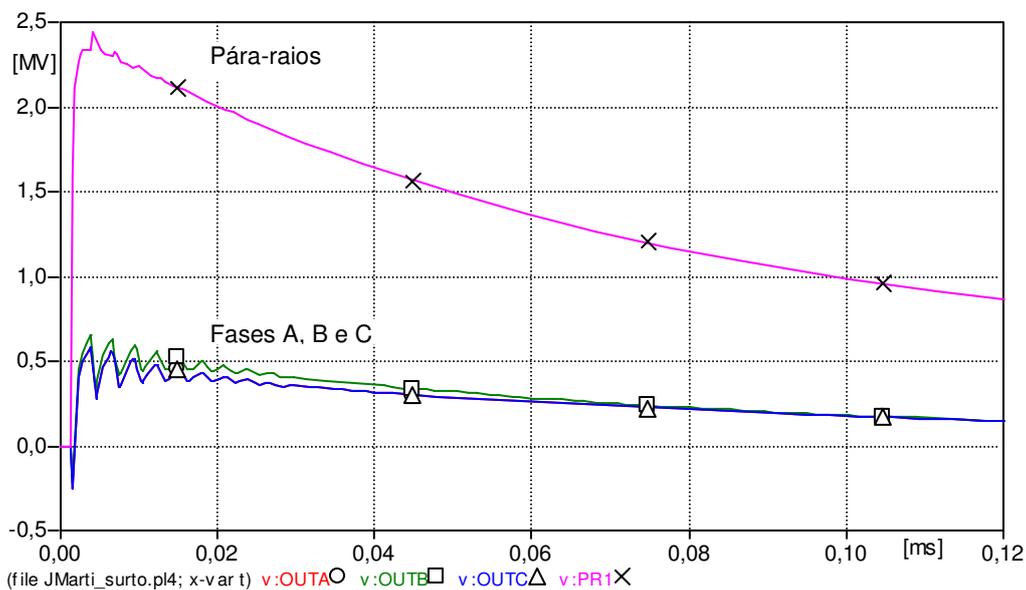


Figura 4.19 – Sinal de tensão no terminal receptor das fases (vermelho, verde e azul) e dos cabos pára-raios (rosa).

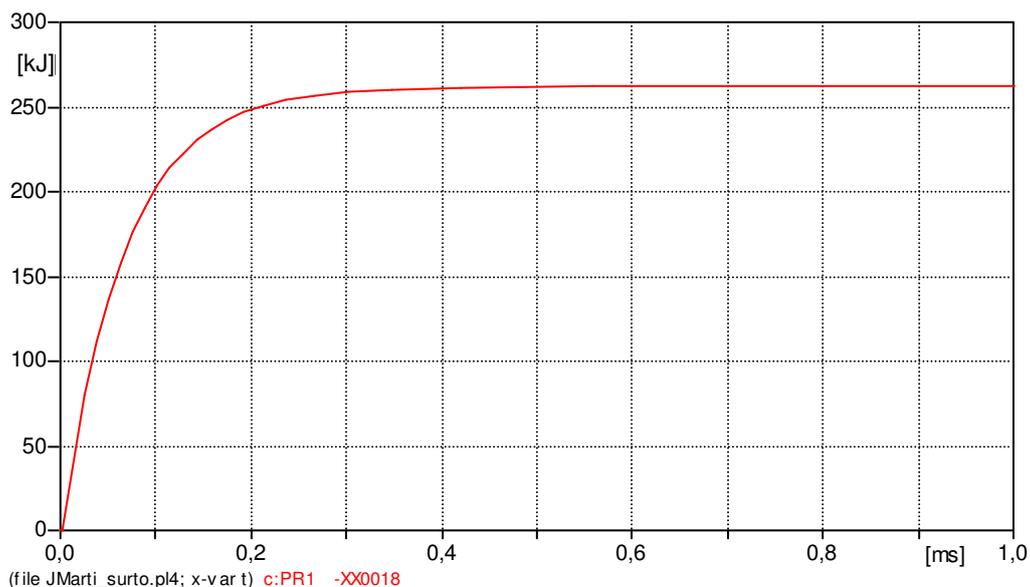


Figura 4.20 – Energia dissipada no supressor de surto instalado nos cabos pára-raios

O supressor de surto (pára-raios de linha) foi instalado conectando os dois cabos pára-raios à torre. A simulação foi feita modelando-se dois vãos de 400 m da linha de transmissão instalando-se os supressores de surto nas três torres deste modelo. O surto foi injetado na torre central e as medições foram feitas na torre adjacente. As sobretensões induzidas encontradas nos condutores fase são da ordem de 650 kV, enquanto que o valor da sobretensão no cabo pára-raios é da ordem de 2,4 MV.

4.2. DISCUSSÃO

Os gráficos de saída das simulações, realizadas neste capítulo, tem seu equivalente nos gráficos do capítulo 3.

Nos estudos realizados para injeção de um degrau unitário de tensão nas três fases ocorrem oscilações transitórias no terminal receptor das fases, sendo amortecidas gradualmente até um valor final. Quando é considerado o casamento de impedância nas extremidades da linha este amortecimento é mais acentuado.

Nas simulações que levam em consideração a injeção de um sinal cosenoidal de tensão ocorrem fatos distintos. Quando o sinal de tensão é de seqüência zero não surgem transitórios no sinal dos terminais receptores das fases e nem nos cabos pára-raios. Já quando é considerado o casamento de impedância nas extremidades da linha, além do surgimento de um transitório no início do intervalo de análise há uma pequena redução na amplitude do sinal nos condutores fase da linha com os cabos pára-raios isolados em relação à linha com os cabos pára-raios aterrados. Ocorre também uma pequena diferença de fase entre estes sinais.

Os estudos no domínio do tempo apresentam um amortecimento do transitório bem mais acentuado quando comparado com os estudos no domínio da freqüência. Esta diferença é basicamente função da modelagem da linha de transmissão, que sendo feita no domínio da freqüência é bem mais detalhada, levando em consideração a variação dos parâmetros do condutor e do solo com a freqüência. Já no domínio do tempo, os parâmetros do solo são considerados constantes e os parâmetros do condutor são modelados considerando parcialmente a variação na freqüência.

Outro ponto a ser notado, nas figuras 4.17 e 4.18, é quanto à diferença na fase dos sinais de tensão no terminal receptor das fases quando são comparados as linhas com os cabos pára-raios isolados sem o casamento de impedâncias (verde) e com o casamento de impedância nas extremidades (vermelho) e a linha com os cabos pára-raios aterrados com o casamento de impedância nas extremidades da linha (azul). Esta análise é feita para injeção da cosenóide de tensão de seqüência positiva.

Os níveis de sobretensão encontrados nas simulações de injeção de surto estão dentro dos valores usuais em estudos desta natureza. Contudo, deve-se ressaltar que

foram empregados elementos supressores de surto em todas as torres representadas. Tal procedimento implicaria num custo impeditivo de toda a instalação. Em estudos futuros, caso a representação da linha por ondas planas prove ser adequada, este tipo de simulação deve ser refeita com o intuito de avaliar o número mínimo de elementos supressores de surtos a serem instalados.

CAPÍTULO 5 – CONCLUSÕES E SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS.

O presente trabalho apresenta uma primeira análise com relação à inclusão de pára-raios de linha para o seccionamento dos cabos pára-raios em circuitos de transmissão. A proposta é uma alternativa à configuração convencional, onde os pára-raios são segmentados em pontos específicos do circuito sendo isolados através de isoladores poliméricos na maioria das torres. Optou-se por representar a rede primeiramente no domínio da frequência, pois permite uma maior liberdade na escolha da formulação das equações da linha. Este tipo de abordagem visa uma avaliação do comportamento da linha de transmissão e dos cabos pára-raios face surtos de manobra.

Para o caso dos surtos de manobra, o sistema envolvido é linear, pois não foi considerado o Efeito Corona nos condutores de fase ou nos cabos pára-raios. Tal configuração permite a utilização do domínio da frequência através da transformada de Fourier ou Laplace. Neste trabalho adotou-se a Transformada Numérica de Laplace devido tanto a sua precisão como a sua estabilidade numérica. É importante mencionar que a adoção do domínio da frequência permite uma maior liberdade no cálculo dos parâmetros unitários da linha de transmissão, não ficando a modelagem limitada às aproximações usualmente encontradas nos programas de transitórios no domínio do tempo.

A modelagem da linha de transmissão foi feita através da aproximação quase-estacionária, como é usual para estudos de surtos de manobra, e utilizando diretamente coordenadas de fase. A modelagem do solo incluiu o comportamento da condutividade e permissividade do solo com a frequência. Acredita-se que esta é uma das maiores contribuições do presente trabalho.

Uma outra opção para a representação do circuito de transmissão seria utilizar o domínio do tempo, contudo, a elaboração de um programa no domínio do tempo para a representação da linha não é trivial e passível de erros, visto que ainda não há modelo de linhas de transmissão, implementados no domínio do tempo, que sejam numericamente estáveis em todas as possíveis configurações, ou seja, ainda não há modelo numérico absolutamente estável para as linhas de transmissão. Além do mais, o tempo necessário para o desenvolvimento de um modelo de linha de transmissão em coordenadas de fase estável seria considerável, admitindo-se que o

mesmo seja possível. Uma idéia seria utilizar os modelos já disponíveis em programas comerciais, ficando é claro, os resultados limitados à faixa de validade das hipóteses implícitas e/ou explícitas utilizadas na implementação dos mesmos. Por questões de estabilidade numérica, escolheu-se o modelo modal com matriz de transformação invariante na freqüência desenvolvido por José Marti e comumente conhecido como modelo JMarti. Para tanto, foi realizada uma primeira análise concernente aos erros encontrados quando da representação no domínio da freqüência e da representação no domínio do tempo. Para o caso estudado, as respostas foram próximas, contudo tal resultado deve ser considerado com cautela pelas seguintes razões:

- Não foi considerado um modelo de maior gama de freqüências para a torre nem para o aterramento das mesmas
- Não foram consideradas descargas ao meio do vão

Tanto no caso da torre, como do seu aterramento, uma representação mais acurada através de eletrodos alteraria bastante os resultados. Um ponto importante é que estes elementos demandam a representação no domínio da freqüência, pois são linhas não uniformes (representados por ondas esféricas) não sendo possíveis de serem representados no domínio do tempo com a formulação atual.

Se a linha de transmissão é representada, com certa facilidade e de forma precisa no domínio da freqüência, o mesmo não pode ser dito da inclusão de elementos chaveados e/ou não lineares no domínio da freqüência. O tempo limitado associado à pesquisa de uma dissertação de mestrado não permite o estudo adequado nem tampouco a implementação de técnicas capazes de representar elementos não-lineares ou variantes no tempo no domínio da freqüência.

5.1. TRABALHOS FUTUROS

A seguir são apresentados diversos pontos onde se acredita ser possível dar continuidade ao trabalho desenvolvido nesta dissertação.

- Análise do custo da instalação e comparação entre configurações em que o pára-raios de linha é usado conjuntamente com os isoladores;
- Estudo de viabilidade econômica das configurações possíveis para pára-raios de linha isolados

- Análise de possíveis problemas mecânicos tanto na tração dos cabos, como de esforços mecânicos durante o curto-circuito.
- Comparação de métodos para inclusão de elementos não lineares no domínio da frequência como, por exemplo, métodos que excursionam entre os domínios tempo-frequência e métodos tensoriais.
- Análise do desempenho do sistema no caso de descargas ao meio do vão, incluindo-se aí a representação adequada da torre e do aterramento.
- Estudo de Efeito Corona nos cabos pára-raios visto que os mesmos estarão sempre isolados.
- Estudo de adequação de se ter um cabo EHS isolado e um cabo OPGW aterrado num mesmo circuito.

É importante mencionar aqui que ainda não há um consenso na literatura técnica se a modelagem da linha de transmissão utilizando a aproximação quase-estacionária é adequada para a representação do sistema em face de surtos atmosféricos. Aproximação quase-estacionária implica em admitir que a propagação transversal, i.e., dos campos eletromagnéticos entre o condutor e o solo se faz de forma instantânea, havendo apenas a propagação longitudinal ao longo do condutor. Esta aproximação é válida quanto o comprimento do circuito é algumas ordens de grandeza maior que a maior altura envolvida. Contudo, no caso de estudo de desempenho de linhas de transmissão, o circuito deve ser modelado a cada vão, negando a premissa de validade da aproximação quase-estacionária. Portanto, um outro ponto importante seria a análise da transição do modelo quase-estacionário, representação da linha por onda plana, para um modelo mais geral a partir de ondas esféricas.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Anderson, P. M., 1995, Analysis of Faulted Power Systems, IEEE Press, N.J., USA
- Bewley, L.V.,1963, "Travelling Waves on Transmission Systems", 2. ed., New York, Dover Editions.
- CanAm EMTP user group, Alternative Transients Program (ATP) Rule Book – July 1987.
- CEMIG, 2004, "Relatório técnico a respeito do desempenho do circuito de 138kV da Samarco após a instalação de pára-raios de linha", organizado por: Angélica Oliveira.
- Deri, A., Tevan, G., Semlyem, A., Castanheira, A., 1981, "The Complex Ground Return Plane – A Simplified Model for Homogeneous and Mult-Layer Earth Return", IEEE Trans. Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-100, No. 8, Atlanta, USA, February 1-6, pp. 3686-3693.
- Dommel, H., 1986, "Eletromagnetic Transients Program Reference Manual: EMTP Theory Book", Portland, BPA, 1986.
- ELECTRIC POWER RESEARCH INSTITUTE, (EPRI), 1982, "Transmission Line Reference Book: 345 kV and Above", 2. ed., Palo Alto.
- Gustavsen, B. Semlyen, A. 1998, "Simulation of transmissiona lines transients using vector fitting and modal decomposition," IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 13, no.2, pp. 605-614
- Gustavsen, B., Irwin, G., Mangelrod, R., Brandt, D., Kent, K., 1999, "Transmission Line Models for the Simulation of Interaction Phenomena Between Parallel AC and DC Overhead Lines", In: IPST'99 International Conference on Power Systems Transients, pp. 61-67, June 20-24, Budapest – Hungary.
- Gustavsen, B., 2005, " Validation of frequency-dependent transmission lines models", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 20, no.2, pp. 925-933

- Lima, A. C.S., Martins, F. R. D., Carneiro Jr., S. 2004, "Influência das Aproximações no Cálculo dos Parâmetros Longitudinais em Modelos Transitórios de Sistemas de Transmissão". In: Congresso Brasileiro de Automatica - CBA2004, Gramado. SBA.
- Lima, A. C. S., Carneiro Jr., S., Fernandes, A. B., 2005, "Estado da Arte: Modelos Computacionais de Linhas de Transmissão para Estudos de Transitórios Eletromagnéticos", Contrato GPE-CT-118/05, COOPETEC
- Marti, J. 1982, Accurate modelling of frequency-dependent transmission lines in EMTP simulation, IEEE Trans. on PAS, pp. 147-155
- Morched, A., Gustavsen, B., Talibi, B. ,1999, An Universal Model for Accurate Calculation of Electromagnetic Transients on Overhead Lines and Underground Cables, IEEE Trans. on Power Delivery, 14, 1032-1038
- Moreno, P., Gómez, P., Naredo, J.L., Guardado, J. L., 2005, "Frequency domain transient analysis of electrical networks including non-linear conditions," International Journal of Electrical Power and Energy Systems, vol. 27, pp. 139-146
- Noda, T., 1996, "Development of a transmission line model considering the skin effect and corona effects for power system transient analysis", Ph.D. Thesis, Doshisha University, Japan
- Portela, C., 1972, "Análise de Redes Eléctricas – Algumas aplicações", Instituto de Alta Cultura, Lisboa, Portugal.
- Portela, C., 1983, "Regimes Transitórios", COPPE/UFRJ e ELETROBRÁS, vol. I a IV.
- Portela, C., 1999, "Campos e Ondas – Problemas", COPPE/UFRJ.
- Portela, C., Tavares, M., Pissolato Filho, J., 2001, "Influence of Earth Conductivity and Permittivity Frequency Dependence in Electromagnetic Transient Phenomena", In: IPST'01 – International Conference on Power System Transient, Rio de Janeiro, Brasil.

- Portela,C., Tavares, M., Pissolato Filho,J., 2003, "Accurate Representation of Soil Behaviour for Transient Studies", IEE Proceedings – Generation, Transmission and Distribution, Vol. 150, No. 6, Nov., pp. 736-744.
- Prikler, L., Høidalen, H., "ATPDraw version 3.5 for Windows 9x/NT/2000/XP – User's Manual," Preliminary Release 1.0, August 2002.
- Salari Filho, J. C., "Efeito das descargas atmosféricas no desempenho de linhas de transmissão – modelagens nos domínios do tempo e da frequência," Proposta de tema de tese de doutorado, COPPE/UFRJ, 2005
- Soares Jr., A, Visacro, S., Pinheiro Silva, A., 2005, Proposta de fórmulas simplificadas para o cálculo de impedância de surto de torres de transmissão autoportantes, In: XVIII SNTPEE, Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica, GSC –02, pp.1-6.
- Tavares, M., Pissolato, J., Portela, C., 1999, "Quase-Modes Three-Phase Transmission Line Model – Comparison with Existing Frequency Dependent Models", In: IPST'99 International Conference on Power Systems Transients, pp. 61-67, June 49-54, Budapest – Hungary.
- Uribe, F.A.U., Naredo, J.L., Moreno, P., Guardado, L., 2002, "Electromagnetic transients in underground transmission systems through the numerical Laplace transform," International Journal of Electrical Power and Energy System, vol. 24, pp. 215-221
- Wedepohl, L.M., 1963, "Application of matrix methods to the solution of the traveling-wave phenomena in poly-phase systems", Proc. of the IEE, vol.110, no.12, pp.2200-2212
- Wilcox, J., 1978, "Numerical Laplace transformation and inversion", International Journal of Electrical Engineering Education, vol.15, pp. 247-265
- Wolfram, S., The MATHEMATICA book, 5th Edition, Cambridge University Press, 2004.

Zanetta Jr., L.C., “Transitórios Eletromagnéticos em Sistemas de Potência”, Edusp, São Paulo – Brasil, 2003.

ANEXO I

Exemplo de Rotina desenvolvida no Mathematica

Exemplo de rotina desenvolvida no Mathematica

```

In[1]:= << Graphics`Graphics`
<< LinearAlgebra`MatrixManipulation`
<< Graphics`MultipleListPlot`

In[4]:= Off[General::"spell", General::"spell1"];
ClearAll[];

In[6]:= SetOptions[{ListPlot, LogLinearListPlot, LogLogListPlot}, Axes -> False, Frame -> True, PlotJoined -> True, ImageSize -> 650,
DefaultFont -> {"Helvetica", 14}, PlotStyle -> {RGBColor[0, 0, 1], AbsoluteThickness[1]}];

In[7]:= SetOptions[{Plot, LogLinearPlot, LogLogPlot}, Axes -> False, Frame -> True, ImageSize -> 650, DefaultFont -> {"ArialBlack", 14},
PlotStyle -> {AbsoluteThickness[2]}];
    
```

■ Entrada de dados

Dados do sistema

Configuração da torre (A31 - 345 kV) - LT Campinas - Poços de Caldas 126 km

```

In[8]:= xa1 = -8.6285; xa2 = -8.1715;
ya1 = 25; ya2 = 25;
xb1 = -0.2285; xb2 = 0.2285;
yb1 = 25.5; yb2 = 25.5;
xc1 = 8.1715; xc2 = 8.6285;
yc1 = 25; yc2 = 25;
xw1 = -6.2; xw2 = 6.2; yw1 = 31.3; yw2 = yw1;
hor = {xa1, xa2, xb1, xb2, xc1, xc2, xw1, xw2};
vert = {ya1, ya2, yb1, yb2, yc1, yc2, yw1, yw2};
    
```

Parâmetros das LTs por metro - Cabo 954 MCM (Rail)

A redução do feixe de condutores foi feito pelo método da inversão matricial. O método consiste em inverter a matriz que se deseja reduzir, extrair o número de elementos desejados, em posições específicas, e inverter o resultado novamente. O resultado da segunda inversão é a redução da matriz original. Este método pode ser aplicado tanto para condutores em uma mesma fase quanto para os cabos pára-raios. O cálculo da impedância interna dos condutores fase é feita pela formulação completa de Carson, com funções de Bessel I e K de ordem 0 e 1.

```

In[17]:= rede = {{xa1, ya1}, {xa2, ya2}, {xb1, yb1}, {xb2, yb2}, {xc1, yc1}, {xc2, yc2}, {xw1, yw1}, {xw2, yw2}};
mostra = Circle[#, .25] & /@ rede;
des = Show[Graphics[mostra], AspectRatio -> Automatic, Axes -> False, Frame -> Automatic, PlotRange -> {{-12, 12}, {24, 34}},
Background -> GrayLevel[0.85], DefaultFont -> {"Arial", 12}];
    
```

Parâmetros elétricos dos condutores e da Lt.

```

In[19]:= rho_s = 1000.0;
mu_0 = 4.0 * Pi * 10^-7;
rho_ext = 0.014795;
rho_int = 0.003699;
rho_pr = (0.914 / 2) * 10^-2;
epsilon = 1 / (36.0 * Pi * 10^9);
compr = 50 * 10^3;
    
```

```

In[26]:= LTparamFl[ρs_, μ_, rf_, rint_, rpr_, e_, comp_, xc_, yc_] :=
Module[{ω, η, p, ηc, ρc, ηpr, ρpr, Z, Paux, Y, Γ, Taux, ΓM, ZM, YM, P, T},
  ρc = 0.0663 10^-3 π (rf^2 - rint^2);
  ρpr = 4.19 10^-3 π rpr^2;
  ηc = √[I ω μ / ρc];
  ηpr = √[I ω μ / ρpr];
  ρ = 1 / (1 / ρs + ω^0.71603 (0.057849 + I 0.12097) 10^-6);
  η = √[I ω μ / ρ];
  p = 1 / η;
  Aux1 = N[Table[If[i ≠ j, Log[√[(xc[[i]] - xc[[j]])^2 + (yc[[i]] + yc[[j]])^2] / √[(xc[[i]] - xc[[j]])^2 + (yc[[i]] - yc[[j]])^2]],
    If[i ≤ 6, Log[2 yc[[i]] / rf], Log[2 yc[[i]] / rpr]], {i, 1, 8}, {j, 1, 8}];
  Caux = Inverse[Aux1];
  Aux = Inverse[Caux[{{1, 3, 5, 7, 8}, {1, 3, 5, 7, 8}}]];
  n = 2048;
  T = 20 * 10^-3;
  c = -Log[0.001] / T;
  dt = N[T / n];
  dw = 2 π / (dt * n);
  kk = Range[0, n / 2];
  complk = -I c + dw kk;
  sigma[j_] = Cos[π j / (n)]^2;
  nf = Length[complk];
  Vout1 = Table[0, {n, 1, nf}];
  U = IdentityMatrix[5];
  Do[{ω = complk[nm]},
    Zaux1 = Table[If[i ≠ j, i ω μ / (2 π) Log[√[(xc[[i]] - xc[[j]])^2 + (2 * p + yc[[i]] + yc[[j]])^2] / √[(xc[[i]] - xc[[j]])^2 + (yc[[i]] - yc[[j]])^2]],
      If[i ≤ 6, ηc ρc / (2 π rf) (BesselI[0, ηc rf] BesselK[1, ηc rint] + BesselK[0, ηc rf] BesselI[1, ηc rint]) /
        (BesselI[1, ηc rf] BesselK[1, ηc rint] - BesselI[1, ηc rint] BesselK[1, ηc rf]) + i ω μ / (2 π) Log[2 (yc[[i]] + p) / rf],
        ηpr ρpr / (2 π rpr) BesselI[0, ηpr rpr] + i ω μ / (2 π) Log[2 (1 / η + yc[[i]]) / rpr]], {i, 1, 8}, {j, 1, 8}],
    Yaux = Inverse[Zaux1],
    Zaux = Inverse[Yaux[{{1, 3, 5, 7, 8}, {1, 3, 5, 7, 8}}]],
    Z = Zaux,
    Y = I ω 2 π e Inverse[Aux],
    Γ = MatrixPower[N[Z.Y], 0.5],
    A = MatrixExp[Γ * (-comp)],
    Yc = N[Inverse[Z].Γ],
    Zc = N[Γ.Inverse[Y]],
    H = MatrixPower[A, 2],
    AB = Yc.(U + H).Inverse[U - H],
    BA = -2 Yc.A.Inverse[U - H],
    Ys = DiagonalMatrix[{100.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0}],
    Ynodal = Ys + BlockMatrix[{{AB, BA}, {BA, AB}},
    Vout1[nm] = Inverse[Ynodal].{100 / I ω, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0, 0.0},
    {nm, 1, nf}
  ]
]

```

```

In[27]:= AbsoluteTiming[LTparamFl[rhos, mu0, roext, rcint, ropr, epsilon, compr, hor, vert]]
Out[27]:= {29.7427680 Second, Null}

```

```

In[28]:= out1w1 = Vout1Map[sigma, kk];
lowersidel = Delete[out1w1, nf];
uppersidel = Delete[Reverse[Conjugate[out1w1]], nf];
Sinall = Join[lowersidel, uppersidel];
t = dt Range[0, n - 1];
v10 = Exp[c t] / dt Chop[InverseFourier[Sinall[All, 1]], FourierParameters -> {1, -1}];
v11 = Exp[c t] / dt Chop[InverseFourier[Sinall[All, 6]], FourierParameters -> {1, -1}];
v12 = Exp[c t] / dt Chop[InverseFourier[Sinall[All, 7]], FourierParameters -> {1, -1}];
v13 = Exp[c t] / dt Chop[InverseFourier[Sinall[All, 8]], FourierParameters -> {1, -1}];
v14 = Exp[c t] / dt Chop[InverseFourier[Sinall[All, 9]], FourierParameters -> {1, -1}];
v15 = Exp[c t] / dt Chop[InverseFourier[Sinall[All, 10]], FourierParameters -> {1, -1}];

```