

1. Estágio: Extração das Componentes AI e AV (superpostas) por 01 Período do Espectro de Frequências. A finalidade principal deste filtro é retirar da componente total do sinal a componente de regime permanente que é obtida pelo período de $T = 1/f_0$ do sinal de entrada.

A sua função de transferência é da forma:

$$H_1(z) = (1 - z^{-m}) \quad (3.2.2.1)$$

onde m é tal que a resposta do mesmo é zero para entradas em regime permanente e seus respectivos múltiplos.

2. Estágio: Extração das Componentes AI e AV (superpostas) por 1/2 Período do Espectro de Frequências. Neste filtro a finalidade é garantir que a componente superposta do sinal seja garantida por pelo menos 1/2 de ciclo no processo de medição.

A sua função de transferência é da forma:

$$H_2(z) = (1 + z^{-m/2}) \quad (3.2.2.2)$$

3. Estágio: Neste filtro objetivo é reduzir o tempo de restabelecimento do esquema (RESET) quando na presença de componentes DC do curto bem como de componentes subsíncronas geradas pela compensação série.

A sua função de transferência é da forma:

$$H_3(z) = ((1 - z^{-m/4}))^2 \quad (3.2.2.3)$$

4. Estágio: Neste filtro temos a característica LOW-PASS para eliminar as altas frequências presentes no sinal com tensão passando pelo MAXIMO que também aumentam o tempo de RESET do esquema.

A sua função de transferência é da forma:

$$H_4(z) = \left[\frac{(1-z^{-(n+1)})}{(1-z^{-1})} \right]^2 \quad (3.2.2.4)$$

Nota-se portanto nos filtros indicados uma característica de resposta ao impulso finita (FIR) não recursiva, já que a resposta dos mesmos não dependem das saídas anteriores. Com relação ao valor de "m" indicado nas equações 3.2.2.1/2/3, o mesmo é dimensionado de acordo para que a resposta ao impulso seja válida pelo menos durante um período da frequência fundamental do sinal de entrada, garantindo durante este tempo o processamento digital do sinal praticamente sem atrasos.

Já o valor "n" na equação 3.2.2.4 é dependente da menor frequência das Ondas Trafegantes dos sinais (f_t), que por si dependem da configuração do sistema. Esta componente pode ser tal que a sua rejeição completa requeira uma ordem grande do filtro em questão, comprometendo o seu tempo total de atuação. Portanto esta escolha deverá ser da forma que haja o compromisso entre o tempo de atuação e de RESET do esquema.

Com relação a Compensação Série, a filtragem em questão mostrou que mesmo exposta as condições operativas citadas, a mesma atua satisfatoriamente, sendo que no terceiro estágio reduz-se o tempo de RESET imposto pela componente sub-síncrona.

Os valores de "m" e "n" utilizados nas equações dos filtros
são projetados com os valores de 80 e 18 respectivamente.

4 - CONCLUSÕES

O proteção baseada em Ondas Trafegantes tem se mostrado através da experiência de Campo (Furnas a possui em operação desde 1988) bastante confiável para o propósito a que se destina. Todos os esquemas propostos são baseados na teoria de extrair das componentes subtransitórias do defeito, as informações necessárias para a discriminação de direção. Esta solução tem sido eficiente inclusive no processamento de sinais com tempo aproximado de 4 a 5 ms. O ponto relevante nos processos de medição estudados é o fato de que ao aumentarmos a Banda de Frequências nos sinais, se comparado com outros processos de medição como o Relé de Distância, por exemplo, estamos aumentando significativamente a relação "SINAL-RUÍDO" e com isto diminuindo bastante os requisitos de filtragem que introduzem atrasos. Entretanto o esquema em pauta requer uma análise bastante detalhada do circuito a ser protegido, bem como um critério minucioso nos ajustes para evitar operações indevidas.

Com relação a esquemas que utilizam a Compensação Série, parece conclusivo que, devido aos diversos problemas operativos citados, a Proteção de Distância se mostra inadequada, por mais que os fabricantes introduzam processos dos sinais para tentar contornar o problema, pois qualquer alternativa implicará no acréscimo de tempo de medição da proteção. Enquanto isto a aplicação de tecnologia digital recente introduz ao esquema de Ondas Trafegantes o binômio segurança/rapidez para a situação

operativa acima citada.

Por fim o princípio de medição proposto parece ser o futuro dos esquemas de proteção de Linhas de Extra-Alta-Tensão, já que fabricantes do porte da ABB e GEC estão em fase final de desenvolvimento de seus produtos na versão digital, sendo a combinação Ondas-Trafegantes (principal) e Distância (Back-up) em uma mesma unidade a preferida, inclusive para aplicações em Linhas com Compensação Série.

ANEXO - 11.1 - Ondas em Linhas de Transmissão Monofásicas:

Seja a figura A.1:

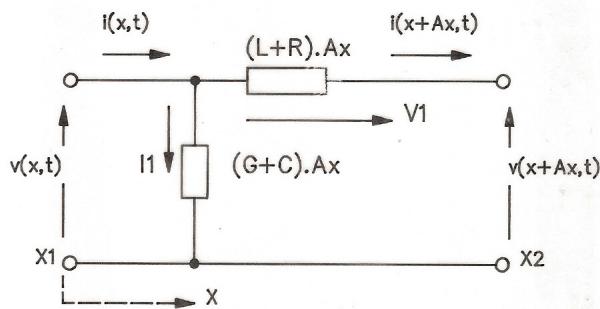


FIGURA A1

Onde:

$$i(x+\Delta x, t) = i(x, t) - I_1 \implies I_1 = G \cdot \Delta x + C \frac{\gamma v(x, t)}{\gamma t} \cdot \Delta x \quad \dots$$

$$v(x+\Delta x, t) = v(x, t) - V_1 \implies V_1 = L \frac{\gamma i}{\gamma t}(x+\Delta x) \cdot \Delta x + R \cdot \Delta x (i + \Delta x, t) \quad \dots$$

$$i(x+\Delta x, t) = i(x, t) - C \cdot \Delta x \frac{\gamma v}{\gamma t}(x, t) - G \cdot \Delta x \cdot v(x, t) \quad \dots \quad (\text{A.1.1})$$

$$v(x+\Delta x, t) = v(x, t) - L \cdot \Delta x \cdot L \frac{\gamma i}{\gamma t}(x + \Delta x, t) - R \cdot \Delta x \cdot i(x + \Delta x, t) \quad \dots \quad (\text{A.1.2})$$

$$v(x+\Delta x, t) - v(x, t) = - \left\{ (L \cdot \Delta x \cdot \frac{\gamma i}{\gamma t}(x + \Delta x, t)) + R \cdot \Delta x \cdot i(x + \Delta x, t) \right\}$$

Tomando-se o limite de ambas as expressões quando $\Delta x \rightarrow 0$, obtemos:

$$- \frac{\gamma v}{\gamma x}(x, t) = R \cdot i(x, t) + L \cdot \frac{\gamma i}{\gamma t}(x, t) \quad \dots \quad (\text{A.1.3})$$

Para a corrente obtemos:

$$i(x+\Delta x, t) - i(x, t) = - \left[C \cdot \Delta x \cdot \frac{\gamma v}{\gamma t}(x, t) - G \cdot \Delta x \cdot v(x, t) \right] \quad \dots$$

Tomando-se o limite de ambas $\Delta x \rightarrow 0$:

$$- \frac{\gamma i}{\gamma x}(x, t) = C \cdot \frac{\gamma v}{\gamma t}(x, t) + G \cdot v(x, t) \quad \dots \quad (\text{A.1.4})$$

Derivando ambas as equações em relação a x , obtemos:

$$- \frac{\gamma^2 v}{\gamma x^2}(x, t) = R \cdot \frac{\gamma i}{\gamma x}(x, t) + L \cdot \frac{\gamma i}{\gamma x \cdot \gamma t}(x, t) \quad \dots \quad (\text{A.1.5})$$

$$- \frac{\gamma^2 i}{\gamma x^2}(x, t) = C \cdot \frac{\gamma^2 v}{\gamma x \cdot \gamma t} v(x, t) + G \cdot \frac{\gamma v}{\gamma x}(x, t) \quad \dots \quad (\text{A.1.6})$$

Substituindo A.1.4 em A.1.5 obtemos:

$$\begin{aligned}
 -\frac{\gamma^2 v}{\gamma x^2} C(x,t) &= -R \cdot \left[C \cdot \frac{\gamma v}{\gamma t} C(x,t) + G \cdot v(x,t) \right] - \\
 L \cdot \frac{\gamma}{\gamma t} \cdot \left[C \cdot \frac{\gamma v}{\gamma t} C(x,t) + G \cdot v(x,t) \right] &+ \\
 -\frac{\gamma^2 v}{\gamma x^2} C(x,t) &= -R \cdot G \cdot v(x,t) - [R \cdot C + L \cdot G] \cdot \frac{\gamma v}{\gamma t} C(x,t) - L \cdot C \cdot \frac{\gamma^2 v}{\gamma t^2} C(x,t) \\
 \frac{\gamma^2 v}{\gamma x^2} C(x,t) &= R \cdot G \cdot v(x,t) + [R \cdot C + L \cdot G] \cdot \frac{\gamma v}{\gamma t} C(x,t) + L \cdot C \cdot \frac{\gamma^2 v}{\gamma t^2} C(x,t) \quad (\text{A.1.7})
 \end{aligned}$$

Similarmente para a corrente obtemos: (substituindo A.1.3 em A.1.6);

$$\begin{aligned}
 -\frac{\gamma^2 i}{\gamma x^2} C(x,t) &= C \cdot \frac{\gamma}{\gamma t} \left[-R \cdot i(x,t) - L \cdot \frac{\gamma i}{\gamma t} C(x,t) \right] + \\
 G \left[-R \cdot i(x,t) - L \cdot \frac{\gamma i}{\gamma t} C(x,t) \right] & \\
 -\frac{\gamma^2 i}{\gamma x^2} C(x,t) &= -R \cdot G \cdot i(x,t) - [R \cdot C + L \cdot G] \frac{\gamma i}{\gamma t} C(x,t) - L \cdot C \cdot \frac{\gamma^2 i}{\gamma t^2} C(x,t) \\
 \frac{\gamma^2 i}{\gamma x^2} C(x,t) &= R \cdot G \cdot i(x,t) + [R \cdot C + L \cdot G] \frac{\gamma i}{\gamma t} C(x,t) + L \cdot C \cdot \frac{\gamma^2 i}{\gamma t^2} C(x,t) \quad (\text{A.1.8})
 \end{aligned}$$

Considerando a linha sem Perdas ou $R = G = 0$, temos:

$$\frac{\gamma^2 v}{\gamma x^2}(x, t) = L.C. \frac{\gamma^2 v}{\gamma t^2}(x, t) \quad (A.1.9)$$

$$\frac{\gamma^2 i}{\gamma x^2}(x, t) = L.C. \frac{\gamma^2 i}{\gamma t^2}(x, t) \quad (A.1.10)$$

ANEXO - 2Propagação de ondas em linhas de transmissão bifásicas

Seja a figura A.2 abaixo:

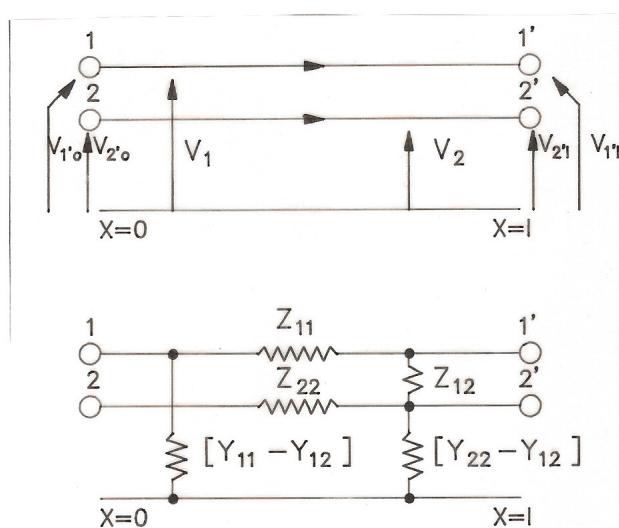


FIGURA A.2

Onde obtém-se as seguintes equações;

$$\frac{dV_1}{dx} = - Z_{11} \cdot I_1 - Z_{12} \cdot I_2 \quad (\text{A.2.1})$$

$$\frac{dV_2}{dx} = - Z_{12} \cdot I_1 - Z_{22} \cdot I_2 \quad (\text{A.2.2})$$

$$\frac{dI_1}{dx} = - Y_{11} \cdot V_1 + Y_{12} \cdot V_2 \quad (\text{A.2.3})$$

$$\frac{dI_2}{dx} = Y_{12} \cdot V_1 - Y_{22} \cdot V_2 \quad (\text{A.2.4})$$

Derivando-se outra vez A.2.1 e A.2.2 e substituindo A.2.3 e A.2.4 nas mesmas obtém-se;

$$\frac{d^2V_1}{dx^2} = (Z_{11} \cdot Y_{11} - Z_{12} \cdot Y_{12}) \cdot V_1 + (Z_{12} \cdot Y_{22} - Z_{21} \cdot Y_{12}) \cdot V_2 \quad (\text{A.2.5})$$

$$\frac{d^2V_2}{dx^2} = (Z_{12} \cdot Y_{11} - Z_{22} \cdot Y_{12}) \cdot V_1 + (-Z_{12} \cdot Y_{22} + Z_{22} \cdot Y_{12}) \cdot V_2 \quad (\text{A.2.6})$$

Analogamente para a corrente obtemos;

$$\frac{d^2I_1}{dx^2} = (Z_{11} \cdot Y_{11} - Z_{12} \cdot Y_{12}) \cdot I_1 + (Z_{12} \cdot Y_{11} - Z_{22} \cdot Y_{12}) \cdot I_2 \quad (\text{A.2.7})$$

$$\frac{d^2I_2}{dx^2} = (-Z_{11} \cdot Y_{12} + Z_{12} \cdot Y_{22}) \cdot I_1 + (-Z_{12} \cdot Y_{12} + Z_{22} \cdot Y_{22}) \cdot I_2 \quad (\text{A.2.8})$$

Das equações A.2.5 a A.2.8 define-se:

$$P_{11} = (Z_{11} \cdot Y_{11} - Z_{12} \cdot Y_{12})$$

$$P_{12} = - (Z_{11} \cdot Y_{12} - Z_{12} \cdot Y_{22})$$

$$P_{21} = (Z_{12} \cdot Y_{11} - Z_{22} \cdot Y_{12})$$

$$P_{22} = - (Z_{12} \cdot Y_{12} - Z_{22} \cdot Y_{22})$$

Logo:

$$\frac{d^2V_1}{dx^2} = P_{11} \cdot V_1 + P_{12} \cdot V_2 \quad (\text{A. 2.9})$$

$$\frac{d^2V_2}{dx^2} = P_{21} \cdot V_1 + P_{22} \cdot V_2 \quad (\text{A. 2.10})$$

$$\frac{d^2I_1}{dx^2} = P_{11} \cdot I_1 + P_{21} \cdot I_2 \quad (\text{A. 2.11})$$

$$\frac{d^2I_2}{dx^2} = P_{12} \cdot I_1 + P_{22} \cdot I_2 \quad (\text{A. 2.12})$$

Vamos utilizar o operador diferencial linear para resolvemos o sistema de equações acima, obtendo:

De A. 2.9 e A. 2.10:

$$(D^2 - P_{11}) \cdot V_1 - P_{12} \cdot V_2 = 0$$

$$(D^2 - P_{22}) \cdot V_2 - P_{21} \cdot V_1 = 0$$

Resolvendo para V_1 , tem-se:

$$[(D^4 - (P_{11} + P_{22})D^2 + (P_{11}P_{22} - P_{12}P_{21})) \cdot V_1 = 0]$$

$$\text{ou: } (D^2 - \gamma_1^2) \cdot (D^2 - \gamma_2^2) \cdot V_1 = 0$$

$$\text{onde: } \gamma_1 = 1/2 \left[(P_{11} + P_{22}) + \sqrt{(P_{11} - P_{22})^2 + 4 \cdot P_{12} \cdot P_{21}} \right].$$

e

$$\gamma_2 = 1/2 \left[(P_{11} + P_{22}) - \sqrt{(P_{11} - P_{22})^2 - 4 \cdot P_{12} \cdot P_{21}} \right].$$

Os valores γ_1 e γ_2 são definidos como coeficientes de propagação das fases 1 e 2 respectivamente.

Logo a solução para V_1 será:

$$V_1 = S_{11} \cdot \left[V_1^R e^{-\gamma_1 x} + V_1^L e^{+\gamma_1 x} \right] + S_{12} \cdot \left[V_2^R e^{-\gamma_2 x} + V_2^L e^{+\gamma_2 x} \right] \quad (\text{A.2.13})$$

onde V_1^R , V_1^L , V_2^R , V_2^L , S_{11} e S_{12} são constantes arbitrárias que podem ser determinadas pelo conhecimento das tensões e correntes em cada terminal da linha.

A principal dificuldade para resolver-se o circuito apresentado ou um circuito de n-fases é o fato de que a derivada segunda da tensão (ou corrente) (vide equação A.2.9) em cada fase é função das respectivas tensões (ou correntes) em todas as fases do circuito.

Podemos introduzir o método matricial visando obter uma solução mais compacta. Logo da figura. A.2;

$$\frac{dV^P}{dx} = - Z \cdot I^P \quad (\text{A.2.14})$$

e

$$\frac{dI^P}{dx} = - Y \cdot V^P \quad (\text{A.2.15})$$

ou, $\frac{d^2V^P}{dx^2} = Z \cdot Y \cdot V^P = P \cdot V^P \quad (\text{A.2.16})$

e

$$\frac{d^2I^P}{dx^2} = Y_t \cdot Z_t \cdot I^P = P_t \cdot I^P \quad (\text{A.2.17})$$

V^P e I^P nas equações acima são definidas como matrizes coluna correspondentes as tensões e correntes em cada fase do circuito, e Z^P e I^P matrizes quadradas onde a interseção da linha i com a coluna j representam a impedância ou admitância mútua entre as fases do circuito. Podemos neste estágio introduzir alguns conceitos visando auxiliar a

análise em questão.

Seja S a matriz de transição de base de V^c para V^p .

Logo:

$$V^p = S \cdot V^c$$

(A.2.18)

e substituindo em A.2.16, temos:

$$\frac{d^2 V^c}{dx^2} = S^{-1} \cdot P \cdot S \cdot V^c = \gamma \cdot V^c \quad (\text{A.2.19})$$

onde $\gamma = [S^{-1} \cdot P \cdot S]$. Portanto a matriz S de transição é escolhida de tal forma que a matriz γ seja diagonal. Como consequência as equações A.2.9 e A.2.10 tomam a seguinte forma:

$$\frac{d^2 V_1}{dx^2} = \gamma_1 \cdot V_1 \quad (\text{A.2.20})$$

e

$$-\frac{d^2 V_2}{dx^2} = \gamma_2 \cdot V_2 \quad (\text{A.2.21})$$

onde γ_1 e γ_2 são respectivamente os elementos da diagonal principal da matriz γ . Podemos agora resolver A.2.20 e A.2.21 como circuitos monofásicos obtendo a solução já mostrada na equação A.2.13.

O conceito mais importante é o fato de que através de transformações adequadas podemos analisar um circuito n-fásico de n formas independentes e totalmente desacopladas. Este conceito será explorado com mais detalhes no Anexo 3 a seguir.

ANEXO - 3 - Análise ModalA.3.1 - Conceito Algébrico

Antes de aplicarmos o conceito de Análise Modal em linhas de transmissão, vamos investigar alguns conceitos referentes à álgebra linear.

Seja um operador linear $T: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ e $[\Delta]$ a sua representação matricial na base $E = [e_1, e_2, \dots, e_n]$. Ao transferirmos da base E para a base F temos:

$$f_1 = a_{11}e_1 + a_{12}e_2 + \dots + a_{1n}e_n$$

$$f_2 = a_{21}e_1 + a_{22}e_2 + \dots + a_{2n}e_n$$

$$\vdots$$

(A.3.1.1)

$$f_n = a_{n1}e_1 + a_{n2}e_2 + \dots + a_{nn}e_n$$

Vamos definir como Q a matriz transposta do sistema acima e a chamaremos de matriz de transição na base E para a base F. Esta matriz é sempre inversível, pois os vetores f_1, f_2, \dots, f_n são linearmente independentes.

Seja para a matriz $[B]$ a nova representação matricial de T agora na base F. Logo define-se que:

$$[B] = Q^{-1} \cdot [\Delta] \cdot Q$$

(A.3.1.2)

Ou seja, podemos obter a nova representação matricial de T desde que tenhamos a matriz de transição Q e consequentemente sua inversa. Como as matrizes $[\Delta]$ e $[B]$ representam o mesmo operador T, dizemos que as matrizes $[\Delta]$ e $[B]$ são semelhantes.

Seja agora o mesmo operador T definido acima. Um escalar λ é definido como autovalor de T, se existe um vetor não nulo V em \mathbb{R}^n para o qual:

$$T(v) = \lambda \cdot v \quad (\text{A.3.1.3})$$

Todo vetor que satisfaça esta relação é chamado de autovetor de T pertencente ao auto-valor λ . Com relação a matriz $[\Delta]$, dizemos que é semelhante a matriz $[B]$ somente se $[\Delta]$ tiver n autovetores independentes. Neste caso, os elementos diagonais de $[B]$ serão os autovalores correspondentes.

A.3.2 - Aplicação em Linhas de Transmissão

Seja o circuito da Figura A.2 onde obtemos:

$$[Z] = \begin{bmatrix} (Z_{11}, Y_{11}-Z_{12}, Y_{12}) & -(Z_{11}, Y_{12}-Z_{12}, Y_{22}) \\ (Z_{12}, Y_{11}-Z_{22}, Y_{12}) & -(Z_{12}, Y_{12}-Z_{22}, Y_{22}) \end{bmatrix} \quad (\text{A.3.2.1})$$

ou

$$[Z] = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} \\ P_{21} & P_{22} \end{bmatrix} \quad (\text{A.3.2.2})$$

Ao transformarmos a matriz $[Z]$ do circuito para o domínio modal obtemos os respectivos autovalores da transformação que é dado pelo teorema de CAYLEY-HAMILTON:

$$\det(\lambda \cdot I - [Z]) = 0, \text{ fornecendo respectivamente } \lambda_1 \text{ e } \lambda_2.$$

Como λ_1 e λ_2 são geralmente reais e distintos, temos por conseguinte de A.3.2.1;

$[\Delta] = Q^{-1} \cdot [Z] \cdot Q$, onde Q é a matriz de transição para o domínio modal, e $[\Delta]$ é uma matriz diagonal. Das equações A.2.9 e A.2.12 tira-se:

$$\lambda_1 = \gamma_1$$

ϵ

CA. 3. 2. 3D

$$\lambda_2 = \gamma_2$$

Ou seja os autovalores da transformação acima são os respectivos coeficientes de propagação conforme já citado anteriormente.

Logo as equações A. 2. 20 e A. 2. 21 representam o circuito no domínio modal, podendo os mesmos serem analisados independentemente (modos 1 (λ_1) e 2 (λ_2)) relacionados somente pelos parâmetros do circuito.

Para obtermos o significado físico do exposto acima vamos utilizar as equações abaixo:

$$\frac{d^2[V]}{dx^2} = |Z(w)| \cdot |Y(w)| \cdot [V] \quad CA. 3. 2. 4D$$

$$\frac{d^2[I]}{dx^2} = |Y(w)| \cdot |Z(w)| \cdot [I] \quad CA. 3. 2. 5D$$

onde $[V]$ e $[I]$ são as transformadas de Fourier de V e I respectivamente e $Z(w) = R(w) + jwL(w)$ e $Y(w) = G(w) + jwC(w)$.

Estas equações têm como solução:

$$[V] = e^{-[\lambda_e] \cdot x} \cdot [C] \quad CA. 3. 2. 6$$

$$[I] = e^{-[\lambda_i] \cdot x} \cdot [D] \quad CA. 3. 2. 7$$

onde $[\lambda_e]$ e $[\lambda_i]$ são matrizes quadradas e $[C]$ e $[D]$ matrizes coluna que podem ser determinadas pelas condições de contorno.

Utilizando CAYLEY-HAMILTON em A. 3. 2. 6 temos;

$$e^{-[\lambda_e] \cdot x} = [1] - [\lambda_e] \cdot \frac{x}{1!} + [\lambda_e]^2 \cdot \frac{x^2}{2!} + \dots$$

$$\frac{d}{dx} [e^{-[\lambda_e] \cdot x}] = -[\lambda_e] \cdot [[1]] - [\lambda_e] \cdot \frac{x}{1!} + [\lambda_e]^2 \cdot \frac{x^2}{2!} + \dots \wedge \\ = -[\lambda_e] \cdot e^{-[\lambda_e] \cdot x} \quad (\text{A. 3. 2. 8})$$

Derivando mais uma vez, obtém-se:

$$[\lambda_e] = [[Z_{Cw}]. [Y_{Cw}]]^{1/2} \quad (\text{A. 3. 2. 9})$$

E analogamente para corrente:

$$[\lambda_i] = [[Y_{Cw}]. [Z_{Cw}]]^{1/2} \quad (\text{A. 3. 2. 10})$$

De A. 3.2.6 temos para $x=0$:

$$[V_o] = [V] \Big|_{x=0} = e^{-[\lambda_e] \cdot x} [C] = [C]$$

De A. 3.2.7 temos para $x = 0$:

$$[I_o] = [I] \Big|_{x=0} = e^{-[\lambda_e] \cdot x} [D] = [D]$$

No terminal da fonte, corrente e tensão podem ser relacionados pela impedância característica. Logo:

$$[V_o] = [Z_c]. [I_o], \text{ e}$$

$$[C] = [Z_c]. [D].$$

Portanto A. 3.2.6 e A. 3.2.7 podem ser reescritos na forma:

$$[V] = e^{-[\lambda_e] \cdot x}. V_o \quad (\text{A. 3. 2. 11})$$

e

$$[I] = e^{-[\lambda_i] \cdot x}. I_o \quad (\text{A. 3. 2. 12})$$

Pode-se concluir portanto que quando uma tensão proporcional ao autovetor da matriz $[\lambda_e]$ for aplicada ao circuito esta tensão se propagará somente com a atenuação e defasagem descritas pela equação A.3.2.11.

Vamos supor uma tensão do tipo:

$[V_0] = [e_1] + [e_2] + [e_3]$;
onde $[e_1], [e_2]$ e $[e_3]$ são os autovetores
correspondentes aos autovalores λ_1, λ_2 e λ_3 da matriz $[\lambda_e]$.

De A.3.2.11 obtemos:

$$\begin{aligned}[V] &= e^{-[\lambda_e] \cdot x} \cdot [e_1] + e^{-[\lambda_e] \cdot x} \cdot [e_2] + e^{-[\lambda_e] \cdot x} \cdot [e_3]; \\ &= e^{-\lambda_1 \cdot x} \cdot [e_1] + e^{-\lambda_2 \cdot x} \cdot [e_2] + e^{-\lambda_3 \cdot x} \cdot [e_3] \quad (\text{A.3.2.13})\end{aligned}$$

A equação A.3.2.13 mostra que um sinal arbitrário se propagará como três sinais distintos e estes sinais serão proporcionais aos autovetores da matriz de constante de propagação.

Referências Bibliográficas

- [1] WEDEPOHL, L.M. - "Application of Matrix Methods to the Solution of Travelling-wave Phenomena in Polyphase Systems" - IEE/proceedings - december / 1963 - vol. 110
- [2] HEDMAN, D.E. - "Propagation on Overhead Transmission Lines I - Theory of Modal Analysis" - IEEE / PAS - march / 1965 - vol. 112
- [3] JOHNS, A.T.; AGGARWAL, R.K. - "Digital Simulation of Faulted E.H.V. Transmission Lines with Particular Reference to Very - High - Speed Protection" - IEE / proceedings - april / 1976 - vol. 123
- [4] CHAMIA, M.; LIBERMAN, S. "Ultra High Speed Relay for EHV/UHV Transmission Lines - Development, Design and Application" - IEEE / PAS - nov/dec/1978 - vol. 97
- [5] YEE, M.T.; ESZTERGALYOS, J. "Ultra High Speed Relay for EHV/UHV Transmission Lines - Installation - Staged Fault Tests and Operational Experience" - IEEE / PAS - sept/oct/1978 - vol. 97
- [6] CHENG, C.; NING, T.S. "The Effect of Subsynchronous Current on a Static Mho Type Distance Relay" - IEEE / PAS november / 1981 - vol. 100

- [7] CROSSLEY, P.A.; MCLAREN, P.G. "Distance Protection Based on Travelling Waves" - IEEE / PAS - september / 1983 - vol.102
- [8] GIULIANTE, A.T.; SLATEM, R.R.; STRANNE, G.; OHLEN, C. - "A Directional Wave Detector Relay with Enhanced Application Capabilities for EHV and UHV Lines" - IEEE / PAS - september / 1983 - vol.102
- [9] ENGLER, F.; LANZ, O.E.; HANGGLI, M.; BACCHINI, G. "Transient Signals and their Processing in an Ultra High-Speed Directional Relay for EHV/UHV Transmission Line Protection" - IEEE / PAS - june / 1985 - vol.104
- [10] WATANABE, A.; KUDO H.; "Development of New Distance Relays to Cope with Natural Frequency Transients in UHV/EHV Transmission Systems" - IEEE/PAS - December 1985 - vol.104
- [11] JOHNS, A.T.; MARTIN, M.A.; "A New Approach to EHV Direction Comparison Protection using Digital Signal Processing Techniques" - IEEE/PWRD - April/1987 - vol.1
- [12] AGGARWAL, R.K.; JOHNS, A.T.; TRIPP, D.S. "The Development and Application of Directional Comparision Protection for Series Compensated Transmission Systems" - IEEE / PWRD - october / 1987 - vol. 2

[13] MALIK, O.P.; HOPE, G.S.; "Amplitude Comparator Based Algorithm for Directional Comparision Protection of Transmission Lines" - IEEE/PWRD - October / 1989 - vol. 4

[14] THOMAS, D.W.P.; CHRISTOPOULOS, C.; "Ultra-High Speed Protection of Series Compensated Lines" - IEEE/PWRD - January / 1992 - vol. 7

[15] MARTILLA, R.J.; "Performance of Distance Relay Mho Elements on Mov-Protected Series-Compensated Transmission Lines" - IEEE/PWRD - July / 1992 - vol. 7

[16] GILLIES, J.M.; OHLEM, C. "The Protection of Heavily Loaded Transmission Lines" - 13 th Annual Western Protective Relay Conference, october 21, 22, 23, 198 Spokane, Washington

[17] ANDERSSON, F.; ELMORE, W.A. "The Overview of Series Compensated Line Protection Philosophies" - Western Protective Relay Conference, october 23, 25, 1990 - Spokane, Washington

[18] Cigre - "Application Guide on Protection of Complex Transmission Network Configurations" Cigre - SC34 - wg04 - may 1991

[19] REIS FILHO, F.A.; KOTLAREWISKY, J.; XAVIER, C.

"Experiência em Proteção de Linhas de Transmissão
com Compensação Série" - XI SNPTEE - Grupo V -
outubro / 1991.

[20] BBC - Brown Boveri - "Distance Protection of High -

Voltage Lines Containing Series Capacitors" - CH_ES
35.30.13 E

[21] Asea - Protective Relays - "Directional Wave Detector
for Protection of Transmission Circuits" -
Application Guide - 61.35 ag - august / 1980

[22] Asea - Relay Division - "Protection of Network with
Series Compensated Lines" Lecture 610-911 E - RFA /
15-06-81

[23] "Teoria das Linhas de Transmissão - II"- Curso de
Engenharia em Sistemas Elétricos de Potência - Série
PTI - Universidade Federal de Santa Maria - autor:
D. E. HEDMAN