

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE SISTEMAS DE CONTROLE E ENERGIA (DSCE)

MÉTODO DO CASAMENTO DE RAÍZES APLICADO À SIMULAÇÃO DIGITAL
DE SOBRETENSÕES EM LINHAS DE ASSINANTES.

AUTOR : PEDRO DA COSTA JUNIOR.
ORIENTADOR : PROF. DR. JOSÉ PISSOLATO FILHO.

*Este exemplar corresponde à
redação final da tese
defendida por Pedro da
Costa Junior e aprovada
pela Comissão Julgadora.*
fr PR

Tese apresentada à Faculdade de
Engenharia Elétrica como parte dos
requisitos exigidos para obtenção do
título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Julho de 1989

Aos meus pais,

. Pedro e Walkíria.

Aos meus amores,

Cris e Bruna

Meus sinceros agradecimentos:

Ao prof. José Pissolato Filho pela dedicação e amizade dispensadas na orientação deste trabalho.

Ao colega José Antonio D. Rossi pelo auxílio nas pesquisas bibliográficas.

Ao prof. Ivanil pelas construtivas sugestões.

A colega Graça pelo auxílio na utilização do simulador SLA (desenvolvido no Departamento de Telemática).

Aos colegas do Departamento de Sistemas de Controle e Energia pela infra-estrutura e apoio recebidos.

Aos colegas do Laboratório de Alta Tensão (LAT):

- Brito, pelas revisões no texto;
- Marcos Xavier, pelos desenhos à nanquim;
- Eliane, pelos trabalhos de datilografia.

Ao colega Paulo Malta pelas sugestões e orientações na utilização de aplicativos computacionais.

Aos colegas professores do Departamento de Engenharia Elétrica da Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, responsáveis pelo embasamento teórico e incentivo, para que este estudo se tornasse realidade. Em particular, gostaria de lembrar alguns professores: Naasson, Mantovani, Aparecido, Padilha e Nobuo.

A todos aqueles que contribuíram, direta ou indiretamente, para a realização deste trabalho.

SÍMBOLOS E ABREVIATURAS.	8
INTRODUÇÃO.	10
I - FORMULAÇÃO DO PROBLEMA.	
I.1 - INTRODUÇÃO.	14
I.2 - LINHAS DE TRANSMISSÃO.	14
I.2.1 - CONCEITOS FUNDAMENTAIS.	14
I.2.2 - CARACTERIZAÇÃO DE LINHAS DE ASSINANTES.	16
I.3 - GERADORES DE IMPULSO.	18
I.4 - CENTELHADORES A GÁS.	23
II - REVISÃO DOS MÉTODOS DE ANÁLISE.	
II.1 - INTRODUÇÃO.	31
II.2 - MÉTODO ANALÓGICO (TNA).	31
II.3 - MÉTODO DAS ONDAS VIAJANTES.	31
II.4 - METODO DA ANÁLISE DE FOURIER.	32
II.5 - MÉTODO DA TRANSFORMADA Z.	35
II.6 - MÉTODO DA ANÁLISE DE CIRCUITOS.	35
III - ESTUDO PRELIMINAR ATRAVÉS DA ANÁLISE DE CIRCUITOS.	
III.1 - INTRODUÇÃO.	38
III.2 - SIMULADOR TUTSIM.	38
III.3 - SIMULADOR MICROCAP.	42
III.4 - SIMULADOR SURT.	43
III.5 - EXEMPLOS DE SIMULAÇÕES.	46
III.5.1 - MICROCAP X SURT.	47
III.5.2 - TUTSIM X SURT.	48
III.5.3 - SURT X SLA.	49

IV	-	MODELAMENTO MATEMÁTICO E TÉCNICAS UTILIZADAS.	
IV.1	-	INTRODUÇÃO.	54
IV.2	-	CASAMENTO DE RAÍZES (ROOT-MATCHING METHOD).	55
IV.3	-	SIMULAÇÃO DE SISTEMAS NÃO-LINEARES.	62
IV.3.1	-	INTEGRADOR MELHORADO.	65
IV.3.2	-	EQUAÇÃO-DIFERENÇA.	66
IV.4	-	TÉCNICA ZOLLENKOPF.	69
V	-	EQUACIONAMENTO DO SISTEMA EM ESTUDO.	
V.1	-	INTRODUÇÃO.	72
V.2	-	LINHA DE TRANSMISSÃO.	72
V.2.1	-	EXEMPLO Nº01	77
V.3	-	GERADOR DE IMPULSO.	78
V.3.1	-	EXEMPLO Nº02	83
V.4	-	GERADOR DE IMPULSO EM UM PONTO QUALQUER DA LINHA.	84
V.4.1	-	EXEMPLO Nº03	87
V.5	-	DERIVAÇÃO EM UM PONTO QUALQUER DA LINHA.	88
V.5.1	-	EXEMPLO Nº04	91
V.6	-	CENTELHADOR.	94
V.6.1	-	EXEMPLO Nº05	97
VI	-	O PROGRAMA COMPUTACIONAL E SIMULAÇÕES.	
VI.1	-	INTRODUÇÃO.	101
VI.2	-	CARACTERÍSTICAS GERAIS DO SIMULADOR SIMLINE.	101
VI.3	-	ALGORITMO E DIAGRAMA DE BLOCOS.	102
VI.4	-	SIMLINE X SLA.	106
VI.4.1	-	CASO Nº01.	106

ÍNDICE	PAG.
VI.4.2 - CASO Nº02.	108
VI.5 - DESEMPENHO DO SIMULADOR SIMLINE.	110
VI.6 - DINÂMICA DO CENTELHADOR.	114
VI.6.1 - PARÂMETRO R_0 .	114
VI.6.2 - ABERTURA DE ARCO.	114
VI.7 - ESTUDO DE CASOS.	115
VI.7.1 - CASO Nº03.	115
VI.7.2 - CASO Nº04.	118
VI.7.3 - CASO Nº05.	120
CONCLUSÃO.	125
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.	128
APÊNDICES.	135

SÍMBOLOS E ABREVIATURAS

SÍMBOLOS E ABREVIATURAS.

AWG	- American Wire Gauge;
C	- Capacitância concentrada em F;
c	- Capacitância distribuída em F/m;
DC	- Tensão ou Corrente Contínua;
DIV	- Divisor;
DG	- Distribuidor Geral;
EUL	- Integrador Euler;
G	- Condutância concentrada em Ω ;
g	- Condutância distribuída em Ω/m ;
I, i	- Corrente em Ampères;
INT	- Integrador Adams-Basforth;
L	- Indutância concentrada em H;
l	- Indutância distribuída em H/m;
LT	- Linha de Transmissão;
NL	- Não-Linear;
PC	- Personal Computer;
R	- Resistência concentrada em Ω ;
r	- Resistência distribuída em Ω/m ;
SUM	- Somador;
t, T	- Tempo em segundos;
TNA	- Transient Network Analyser;
V, v	- Tensão em Volts;
Δ	- Variação incremental;
e	- Número Natural = 2.71828183...;
$\mathcal{L}\{*\}$	- Operador Transformada de Laplace;
μ	- 1.0×10^{-6} ;
π	- Número Pi = 3.14159265...;
$\frac{\partial f}{\partial t}$	- Derivada parcial de "f" com relação à "t";
$\dot{x}$	= $\frac{dx}{dt}$;
$\ddot{x}$	= $\frac{d^2 x}{dt^2}$;

INTRODUÇÃO

INTRODUÇÃO

Linhas de assinantes aéreas, cabos e equipamentos em sistemas de telecomunicações estão expostos com frequência à influência de sobretensões [1,2]. Tais sobretensões podem surgir devido (fig.1):

- à descargas atmosféricas;
- à indução de perturbações das linhas de energia nas linhas telefônicas que estejam suficientemente próximas;
- a contatos diretos com as linhas de energia;

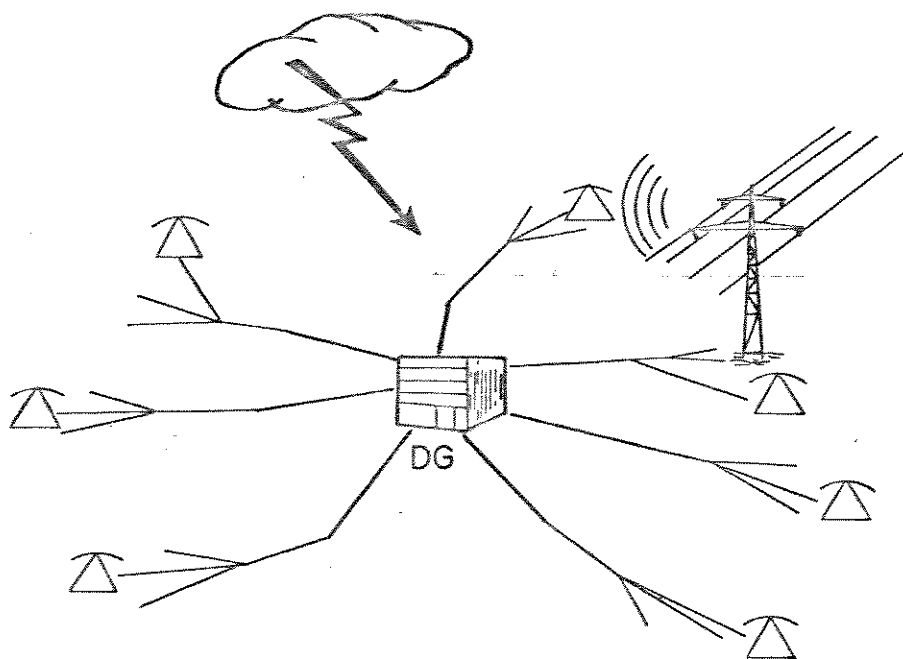


Fig. 1 - Origem das Sobretensões.

O comportamento das sobretensões pode ser entendido como ondas viajantes [3], que podem ou não romper a isolação em diversos pontos do sistema. Por outro lado, a extensiva miniaturização de componentes, equipamentos e a utilização de dispositivos do estado sólido vem reduzindo, paulatinamente, a capacidade dos sistemas de telecomunicações de suportar surtos de alta tensão [4]. Deste modo, é de fundamental importância, no que

diz respeito à confiabilidade, ter informações precisas dos fenômenos eletro-magnéticos envolvidos. Tais informações permitirão um correto dimensionamento dos equipamentos conectados aos sistemas de telecomunicações.

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de uma ferramenta de análise computacional capaz de efetuar, digitalmente, simulações dos sistemas de telecomunicações expostos a sobretensões. A técnica apresentada aqui é de fácil implementação em micro-computadores do tipo PC, tal como aquela apresentada por Nelms [5].

Foram realizados muitos trabalhos no sentido de modelar a origem das sobretensões atmosféricas nas linhas de assinantes e de energia, a partir das características da descarga atmosférica propriamente dita [6]. Neste estudo, a origem da sobretensão é modelada através de fontes de tensão e circuitos geradores de impulso [7]. Tais geradores de impulso podem ser considerados como fontes de energia pois envolvem a descarga de um capacitor.

O capítulo I é dedicado à descrição das características funcionais dos elementos modelados: linhas de assinantes [8,9], centelhadores a gás (dispositivos de proteção) [10] e geradores de impulso.

Uma vez caracterizado cada elemento do sistema em estudo, faz-se a revisão de cada procedimento de análise descrito na literatura [11], salientando-se suas aplicações e limitações (capítulo II).

Dos métodos de análise avaliados, optou-se pela aplicação do método da análise de circuitos [12]. Tal método é capaz de considerar a presença de elementos não-lineares (centelhadores) e parâmetros dependentes do tempo. Além disso, este método é bem adequado ao estudo de transitórios quando a origem dos mesmos é distribuída ao longo da linha [6].

Escolhido o método, é feito um primeiro estudo utilizando métodos de integração numérica convencionais tais como Euler e Adams-Basforth. Neste caso, as equações diferenciais são resolvidas de modo desacoplado (capítulo III).

No capítulo IV apresentamos o método do casamento de raízes [13] como método alternativo de obtenção de fórmulas de recorrência, as quais têm como característica principal a execução de simulações inerentemente estáveis. A mesma idéia vale para as equações diferenciais não-lineares, das quais são obtidas fórmulas de recorrência muito simples, as quais evitam os procedimentos iterativos clássicos (p.ex.: Newton-Raphson) e a obtenção de equivalentes externos [14].

O estudo da linha através do método da análise de circuitos conduz a um algoritmo que exige a solução repetida de sistemas de equações algébricas. Assim, uma técnica de resolução de sistemas algébricos que explora a esparsidade de matrizes [15] também é descrita no capítulo IV.

O capítulo V descreve a obtenção das equações de simulação para cada um dos elementos do sistema (linhas de assinantes, geradores de impulso e centelhadores) e equações matriciais para configurações típicas da linha de assinante.

O algoritmo computacional implementado e algumas aplicações ilustram a praticabilidade das técnicas propostas (capítulo VI).

CAPÍTULO I

FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

I - FORMULAÇÃO DO PROBLEMA

I.1 - INTRODUÇÃO

O objetivo deste capítulo é fornecer as características básicas de funcionamento de cada elemento constituinte do sistema estudado neste trabalho (fig.I.1).

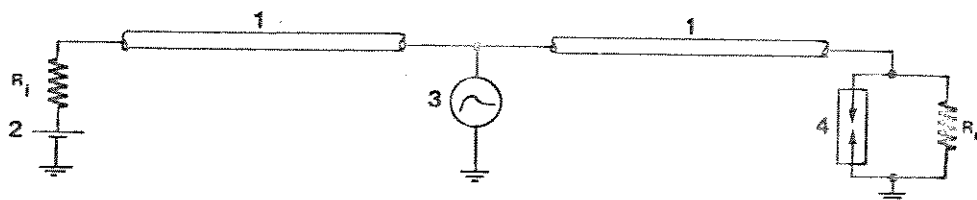


Fig.I.1 - Elementos Básicos do Sistema em Estudo.

- 1 - Linha de Transmissão ou Cabo;
- 2 - Fonte de Alimentação do Sistema;
- 3 - Fonte Geradora de Perturbação;
- 4 - Centelhador a Gás.
- R_i - Resistência interna da fonte;
- R_c - Resistência da carga.

I.2 - LINHA DE TRANSMISSÃO.

Neste item, a teoria clássica de linhas de transmissão é revisada (I.2.1) e o sistema de telecomunicações caracterizado (I.2.2).

I.2.1 - CONCEITOS FUNDAMENTAIS

Para linhas homogêneas e uniformes, cujos parâmetros sejam r (resistência por unidade de comprimento), l (indutância por unidade de comprimento), g (condutância por unidade de

comprimento) e c (capacitância por unidade de comprimento), têm-se as seguintes constantes características [16,17]:

- Constante de Propagação (γ):

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(r + j\omega l) \cdot (g + j\omega c)} \quad (I.1)$$

onde:

α - Constante de Atenuação;

β - Defasagem ou desvio de fase;

$\omega = 2\pi f$;

f - frequência em Hz;

$j = \sqrt{-1}$;

- Impedância Característica (Z_c):

$$Z_c = \sqrt{\frac{(r + j\omega l)}{(g + j\omega c)}} \quad [\Omega]; \quad (I.2)$$

- Velocidade de Propagação (v_p), para linhas sem perdas:

$$v_p = \left[\frac{1}{c} \right]^{-1/2} \quad [m/s] \quad (I.3)$$

- Tempo de propagação (t_p):

$$t_p = X / v_p \quad [s] \quad (I.4)$$

onde :

X - Comprimento da linha em metros.

- Coeficiente de Reflexão (ρ):

$$\rho = \frac{Z - Z_c}{Z + Z_c} \quad (1.5)$$

onde:

Z - Impedância na terminação sob consideração (fonte ou carga).

I.2.2 - LINHAS DE ASSINANTES

A linha de assinante típica (fig. I.2) não é homogênea, isto é, ela é constituída de um número variado de seções, nas quais a bitola do par de fios condutores pode ser 19, 22, 24 ou 26 AWG. Os comprimentos destas seções também podem variar.

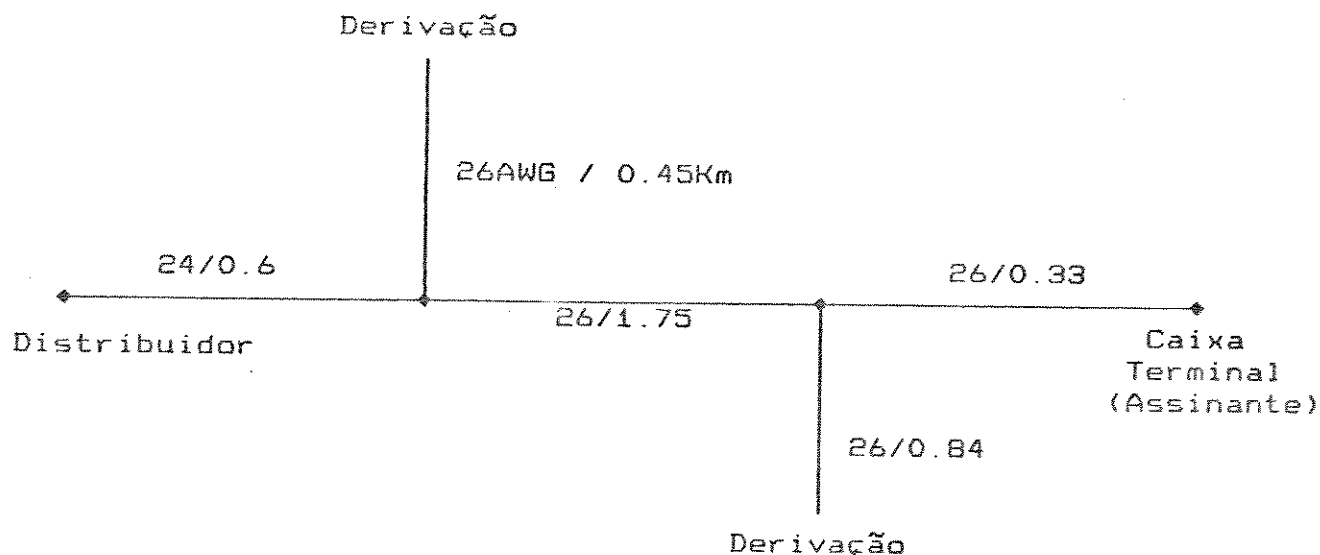


Fig. I.2 - Linha de Assinante Típica.

Outra característica importante das linhas de assinantes é a presença de derivações terminadas em circuito aberto, como aquelas mostradas na fig. I.2. Tais derivações têm a função de atender as eventuais mudanças dos assinantes e podem influenciar o comportamento de transitórios de sobretensões, pois tais derivações constituem fontes de reflexão na linha. Freitas [8]

apresenta um levantamento estatístico das principais características das linhas de assinantes. A amostra analisada foi de 831 linhas da rede do sistema Bell Americano, as quais apresentaram comprimentos na faixa de 300 m à 5 Km, contendo de 1 à 4 derivações. Da análise desta amostra conclui-se que uma linha de assinantes média têm 2,36 Km, aproximadamente 4 seções e 1,64 derivações.

A tabela I.1 apresenta dados da rede telefônica brasileira [18] para os parâmetros distribuídos r , l , g e c das linhas de bitolas 19, 22, 24, 26 AWG.

AWG	r (Ω /Km)	l (mH/Km)	g (μ U/Km)	c (nF/Km)
26	273	0.62	1.12	43
24	171	0.62	1.18	45
22	106	0.62	1.30	51
19	53	0.62	1.37	52

Tab.I.1 - Parâmetros Distribuídos das Linhas de Assinantes.

Para ilustrar o efeito que a frequência tem sobre os parâmetros r , l , g e c da linha, Almeida [9] apresenta as funções desses parâmetros com relação à frequência. A tabela I.2 apresenta os valores extremos na faixa de frequência de 2 à 500 kHz. Nesta tabela nota-se que o parâmetro mais sensível à frequência é a condutância e o menos sensível, a capacitância.

KHz	r (Ω /Km)	l (mH/Km)	g (μ U/Km)	c (nF/Km)
2	280	0.762	0.004	47.465
100	299	0.608	0.531	46.710
500	420	0.553	4.615	46.432

Tab.I.2 - Influência da frequência nos parâmetros da linha (26 AWG).

I.3 - GERADORES DE IMPULSO

As sobretensões nos sistemas de energia ou de telecomunicações podem ser classificadas segundo a sua origem, isto é, em sobretensões atmosféricas e sobretensões de manobra. As formas de onda típicas e padronizadas [19] nestes dois casos estão caracterizadas nas figuras I.3 e I.4.

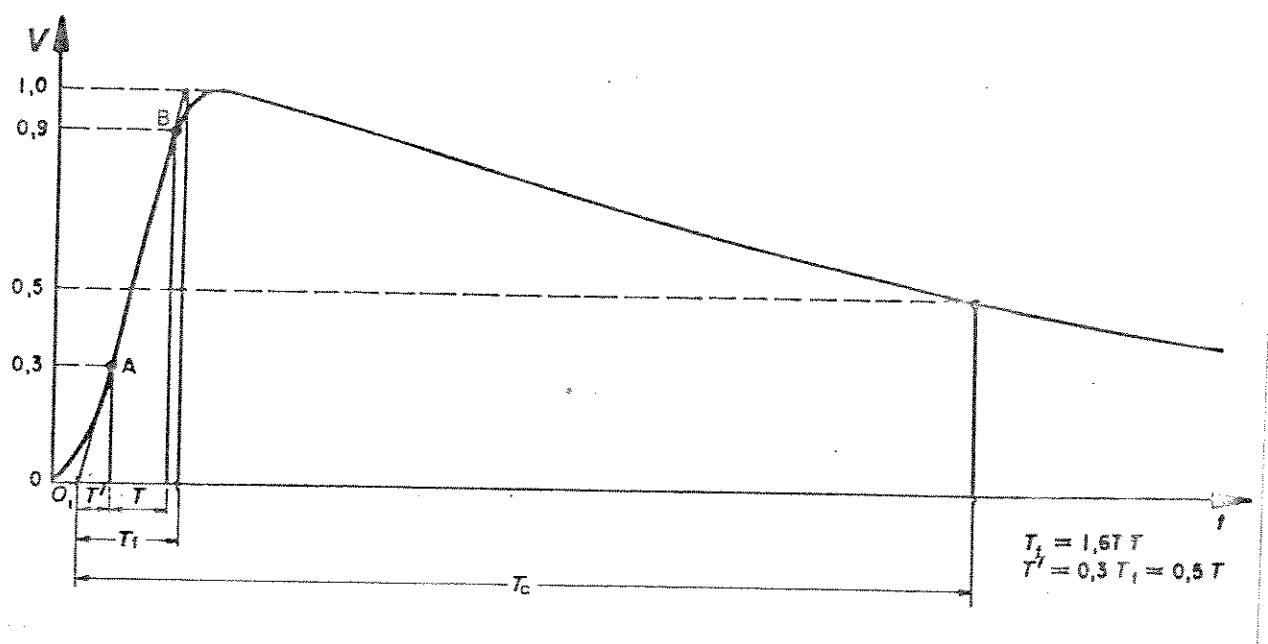


Fig. I.3 - Impulso Atmosférico Pleno.

T_f : Tempo Virtual de Frente (Valor típico = $1,2 \mu s$).

O' : Origem Virtual.

T_c : Tempo Virtual até Meio-Valor (Valor típico = $50 \mu s$).

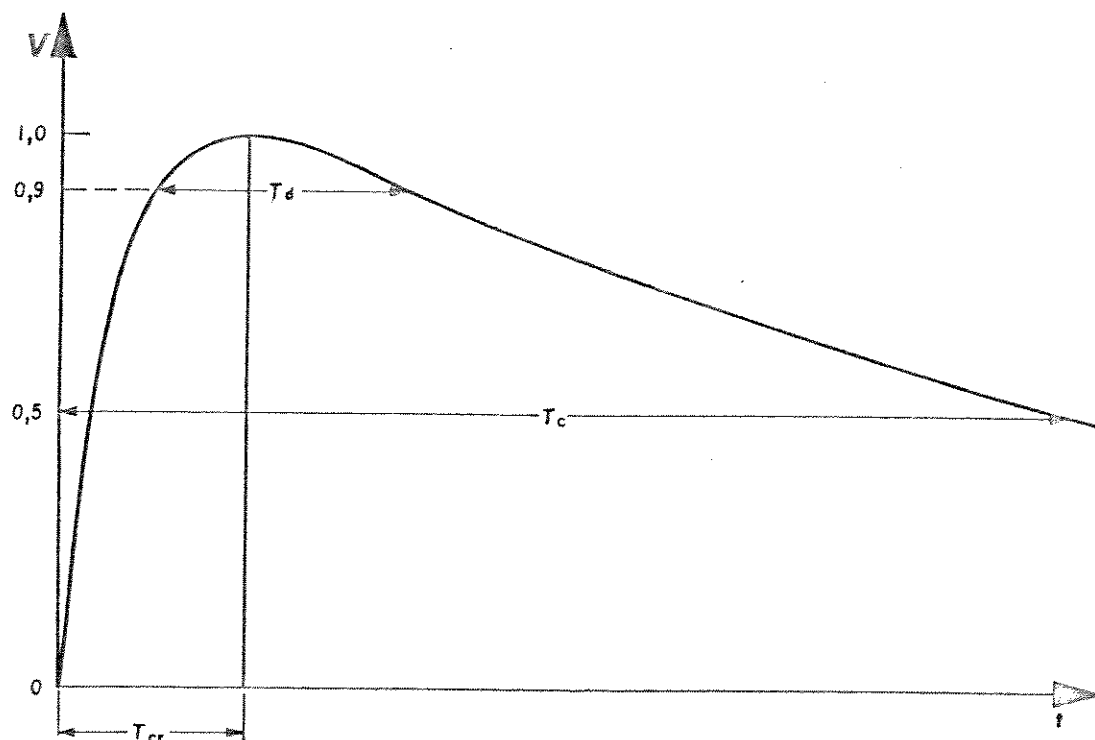


Fig.I.4 -Impulso de Manobra Pleno.

T_{cr} : Tempo até a Crista (Valor típico = 250 μs).

T_c : Tempo até o Meio-Valor (Valor típico = 2500 μs).

T_d : Tempo acima de 90%.

Nos testes de laboratório são utilizados três tipos de configurações usuais de geradores de impulsos (figura I.5).

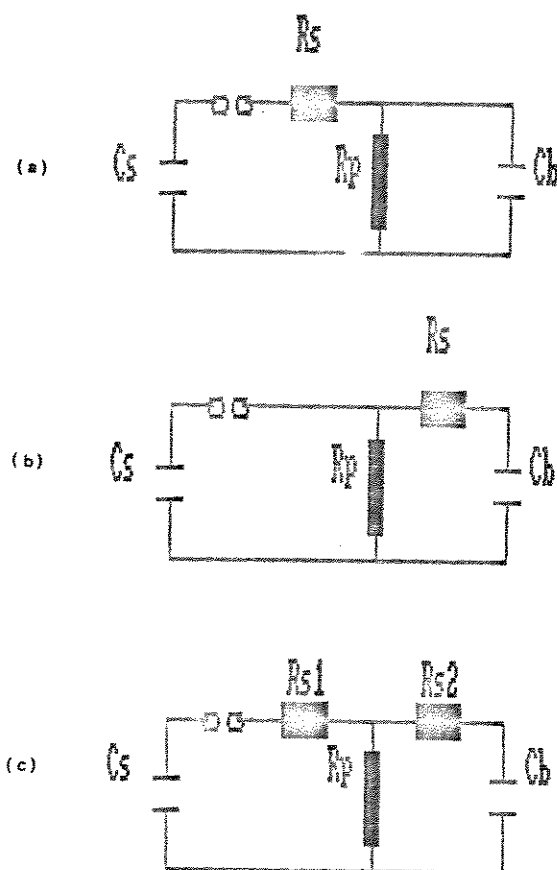


Fig.I.5 - Configurações Básicas de um Gerador de Impulsos.

Os parâmetros elétricos dentre estas configurações podem ser calculados segundo o seguinte procedimento [20]:

- 1) Toma-se os valores de T_f (ou T_{cr} , no caso de impulso de manobra) e T_c requeridos.
- 2) Escolhe-se o tipo de circuito (figura I.5).
- 3) Obtem-se T_1 e T_2 por:

$$T_1 = a T_f \quad \text{ou} \quad T_1 = a T_{cr}$$

e

$$T_2 = \frac{b}{2} T_c$$

onde a e b são obtidos na fig.I.6.

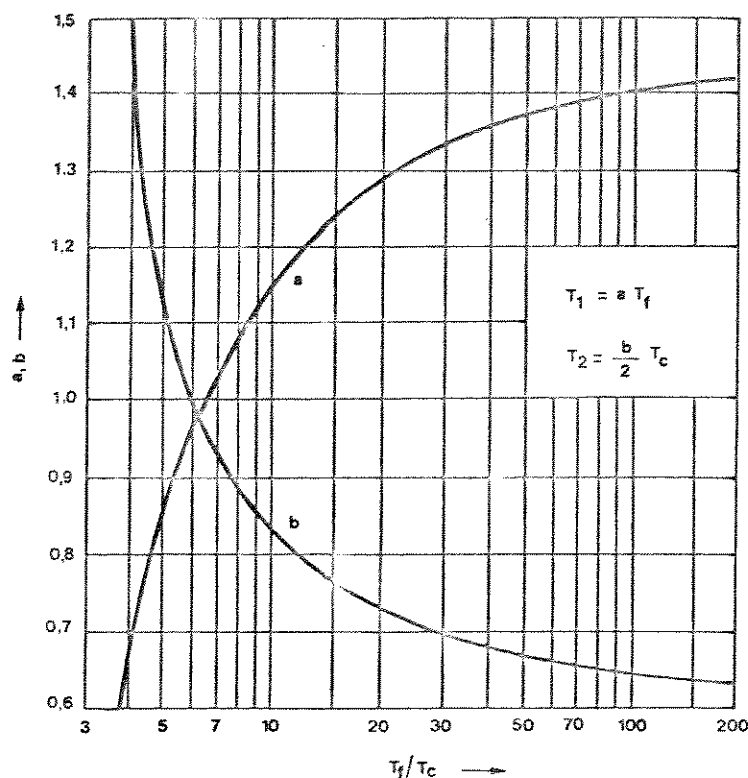


Fig.I.6 - Obtenção dos fatores a e b a partir da relação T_f / T_c , ou T_{cr}/T_c .

- 4) Escolhe-se um valor para C_s (capacitância do gerador) de acordo com o nível de energia desejado.
- 5) Escolhe-se C_b , tal que seja obedecida a seguinte relação:

$$\frac{C_s}{C_b} > 10 \quad (\text{se possível } \frac{C_s}{C_b} \approx 100)$$

- 6) Calcular R_p e R_s pelas seguintes fórmulas:
- para o circuito da fig.I.5 (a) :

$$R_p = \frac{1}{2 C_s} \left[(T_1 + T_2) - \sqrt{(T_1 + T_2)^2 - 4 T_1 T_2 \left(\frac{C_s}{C_b} + 1 \right)} \right] \quad (I.6)$$

$$R_s = \frac{1}{2(C_s + C_b)} \left[(T_1 + T_2) + \sqrt{(T_1 + T_2)^2 - 4 T_1 T_2 \left(\frac{C_s}{C_b} + 1 \right)} \right] \quad (I.7)$$

- para o circuito da figura I.5 (b):

$$R_p = \frac{1}{2 C_b} \left[(T_1 + T_2) - \sqrt{(T_1 + T_2)^2 - 4 T_1 T_2 \left(\frac{C_s}{C_b} + 1 \right)} \right] \quad (I.8)$$

$$R_s = \frac{1}{2(C_s + C_b)} \left[(T_1 + T_2) + \sqrt{(T_1 + T_2)^2 - 4 T_1 T_2 \left(\frac{C_s}{C_b} + 1 \right)} \right] \quad (I.9)$$

- para o circuito da figura I.5 (c):

$$R_p = \frac{(T_1 + T_2)(1 + x) - \sqrt{(T_1 + T_2)^2 (1 + x)^2 - 4 T_1 T_2 \zeta}}{2 [C_s + x^2 C_b]} \quad (I.10)$$

$$R_s = \frac{2(T_1 + T_2)[C_s + x^2 C_b] - [C_s + x C_b] \cdot \zeta}{2 [C_s + C_b][C_s + x^2 C_b]} \quad (I.11)$$

onde:

$$\zeta = (T_1 + T_2)(1 + x) - \sqrt{(T_1 + T_2)^2 (1 + x)^2 - 4 T_1 T_2 \zeta} ;$$

$$\zeta = \frac{C_s}{C_b} + 1 + x^2 + x^2 \frac{C_b}{C_s} ;$$

e

$$x = \frac{R_{p1}}{R_{p2}}$$

7) Calcula-se o rendimento η do circuito através das seguintes relações:

- para os circuitos das figuras I.5 (a) e (b):

$$\eta = \sqrt{\frac{R_s C_s}{R_p C_b}} \left[\frac{T_1}{T_2} \right] \left[\frac{1 + T_1/T_2}{2 \left[1 - T_1/T_2 \right]} \right] \quad (I.12)$$

- para o circuito da figura I.5 (c):

$$\eta = \frac{R_s C_s}{T_1} \left[\frac{T_1}{T_2} \right] \left[\frac{1}{\left[1 - T_1/T_2 \right]} \right] \quad (I.13)$$

O rendimento de um gerador deve ser interpretado como a percentagem da tensão de carregamento inicial do capacitor C_s que será atingida na crista da onda, isto é, para que um gerador com rendimento $\eta = 85\%$ produza um impulso com 1000 V de crista, sua tensão de carregamento em C_s deverá ser de 1176.47 V.

I.4 - CENTELHADORES A GÁS

Entre os dispositivos que podem contribuir para a proteção de equipamentos dos sistemas de telecomunicações, os componentes de proteção representam um papel importante.

Os diferentes componentes que existem atualmente, ou aqueles que estão em curso de desenvolvimento são os seguintes:

- centelhadores a gás;

- varistores;
- diodos;
- termistores de coeficiente de temperatura positivo.

Tais componentes de proteção podem ser caracterizados por sua curva característica (tensão v x corrente i), pelo tempo de resposta e capacidade de absorção de energia. De acordo com estas características, pode-se classificar os componentes de proteção em três classes [21]:

Classe 1 : Componentes que protegem contra perturbações rápidas (tempo de frente de onda da ordem de $1 \mu s$), cuja duração seja da ordem de alguns segundos.

Classe 2 : Componentes que protegem contra perturbações rápidas e duração inferior a alguns milissegundos (a capacidade de absorção de energia não é adaptada às perturbações mais longas).

Classe 3 : Componentes que possuem tempo de resposta na ordem de 1 segundo e duração superior a alguns segundos.

Levando-se em consideração a característica (v x i), os componentes das classes 1 e 2 devem ser montados em paralelo ao circuito a proteger (componentes paralelos) e os da classe 3 em série (componentes série).

Neste trabalho, por ser o mais empregado na prática, o dispositivo de proteção analisado é o centelhador a gás e neste item ilustra-se o comportamento deste elemento através de sua característica (v x i), bem como seu comportamento dinâmico.

O centelhador a gás pode ser caracterizado como sendo uma descarga controlada dentro de um gás entre dois eletrodos. A fig.

I.7 mostra um exemplo de configuração de um centelhador a gás bipolar [7].

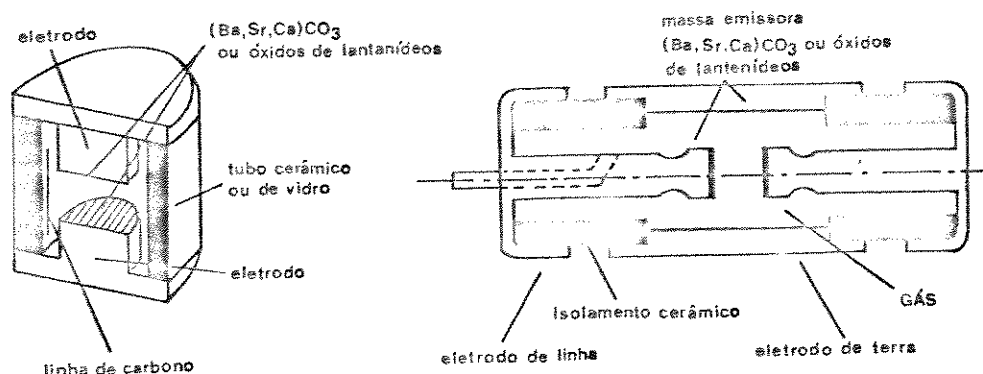


Fig.I.7 - Centelhador a Gás Bipolar.

A forma geral da característica ($v \times i$) de tais componentes é dada na fig.I.8. Ela representa uma forte não-linearidade, traduzindo-se por uma variação abrupta da resistência R após um regime de ignição definido por uma tensão V_d (tensão de disparo):

- para $v < V_d$, R é muito grande (da ordem de $10 \text{ G}\Omega$);
- para $v > V_d$, R cai a valores inferiores a $1 \text{ }\Omega$, atingindo o regime de arco onde ocorrem correntes de magnitude importante (o eflúvio é um regime intermediário que existe para correntes inferiores a 1 A).

Este componente distingue a falha, segundo seu comportamento, em estático (quando a tensão se estabelece lentamente por exemplo na ordem de 100 V/s) e em dinâmico (quando a tensão se estabelece rapidamente, por exemplo na ordem de $1 \text{ KV}/\mu\text{s}$). A tensão de ignição dinâmica é mais elevada que a tensão de ignição estática. Isto está traduzido na fig.I.8 por duas curvas diferentes [10]:

- curva pontilhada: perturbação rápida e de duração na ordem de micro-segundos;
- curva contínua : perturbação lenta e de duração na ordem de alguns segundos.

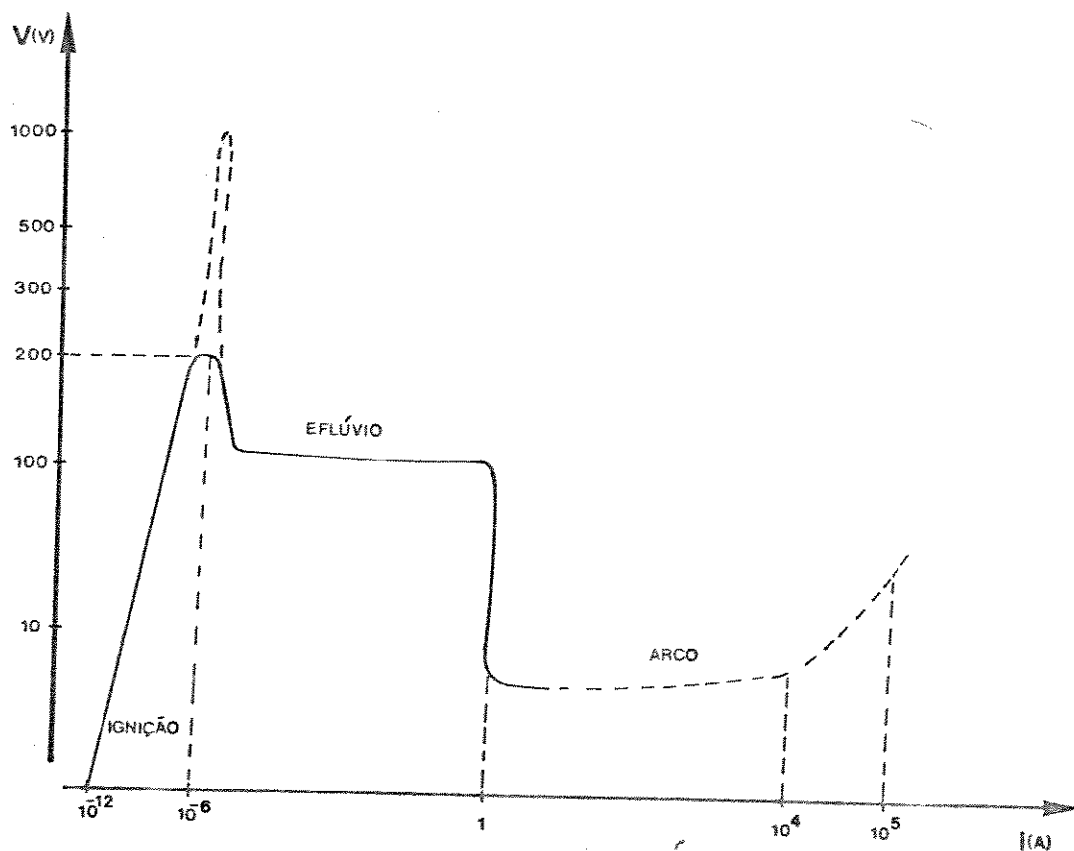


Fig.I.8 - Característica ($v \times i$) do Centelhador a Gás.

A fig.I.9 (a) mostra a tensão do centelhador e a fig.I.9 (b), a corrente em função do tempo ao limitar uma sobretensão senoidal.

As curvas de tensão e corrente representadas em função do tempo resultam da curva característica ($v \times i$) do centelhador dada na fig.I.9 (c).

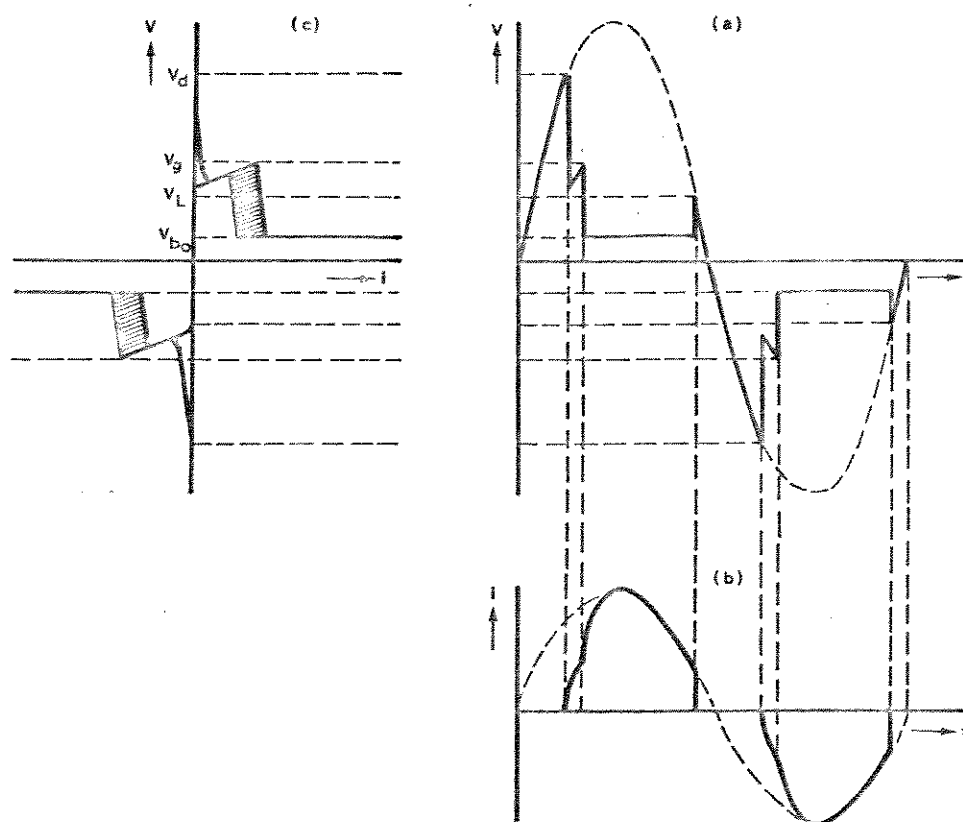


Fig.I.9 - Limitação de uma sobretensão senoidal por meio de um Centelhador a Gás: (a) $v \times t$; (b) $i \times t$ e (c) $v \times i$.

Durante o crescimento da sobretensão até a tensão de disparo V_d do centelhador, praticamente não flui corrente. Imediatamente após a ignição do arco, a tensão cai bruscamente para a tensão de descarga em regime de eflúvio V_g (dependendo do tipo de centelhador, V_g pode assumir valores na faixa de 70 à 150 V, com uma corrente de eflúvio na faixa de 0.1 à 1.5 A). A seguir, a transição para a zona de arco elétrico começa e a corrente que flui através do centelhador aumenta. A baixa tensão de arco V_{bo} , típica para a zona de arco, está situada entre 10 e 20 V, e é, em grande parte, independente da corrente.

Quando a sobretensão decresce (durante a segunda metade do semi-ciclo da tensão), a corrente de arco diminui até atingir o valor mínimo de manutenção de arco (dependendo do tipo de centelhador, na faixa de 0.01 A à 0.1 A). Desta forma a descarga de arco se interrompe e o centelhador se extingue na tensão V_L após atravessar a fase de eflúvio.

Quanto ao comportamento dinâmico da resposta do centelhador, este é determinado essencialmente pelo espaço existente entre seus eletrodos (natureza, pressão e grau de ionização do gás nobre que preenche o recipiente hermético), se sobre o centelhador influe uma sobretensão com velocidade de crescimento moderada (por exemplo: 100 V/s). Este valor de disparo é definido como sendo a tensão contínua de ignição V_{ag} (zona estática). Com uma perturbação causada por uma onda de tensão de grande inclinação, a tensão de disparo V_d do centelhador é maior que a tensão contínua de disparo. Este efeito é motivado pelo tempo finito que o gás necessita para se ionizar. Estes processos estão submetidos à uma grande dispersão estatística. Isto justifica a utilização de uma faixa de valores possíveis na fig. I.10.

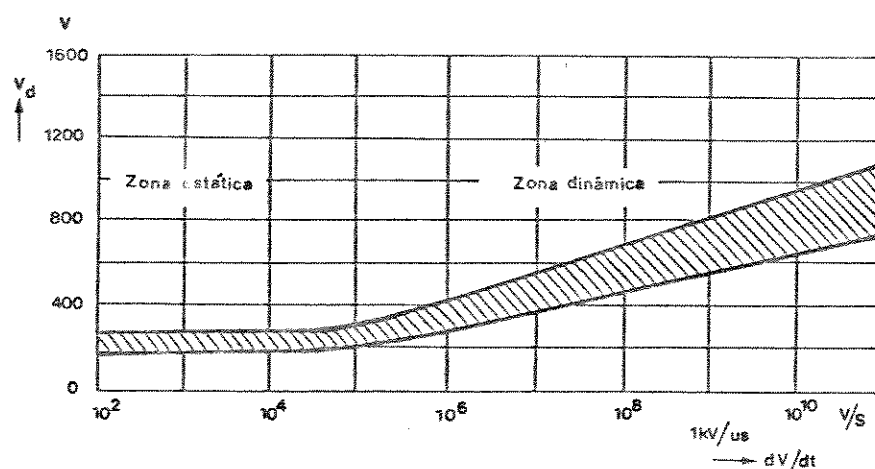


Fig. I.10 - Tensão de Disparo do Centelhador a Gás em função do crescimento da onda de tensão.

A fig. I.11 também mostra a dependência da tensão de

disparo e a velocidade de crescimento da sobretensão de forma simplificada. Observa-se que a partir de $10^{-1} \text{ V}/\mu\text{s}$ o tempo finito de resposta de descarga no gás começa a influenciar: o centelhador não dispara no valor nominal de tensão contínua de disparo, e sim em um valor mais elevado V_{as} .

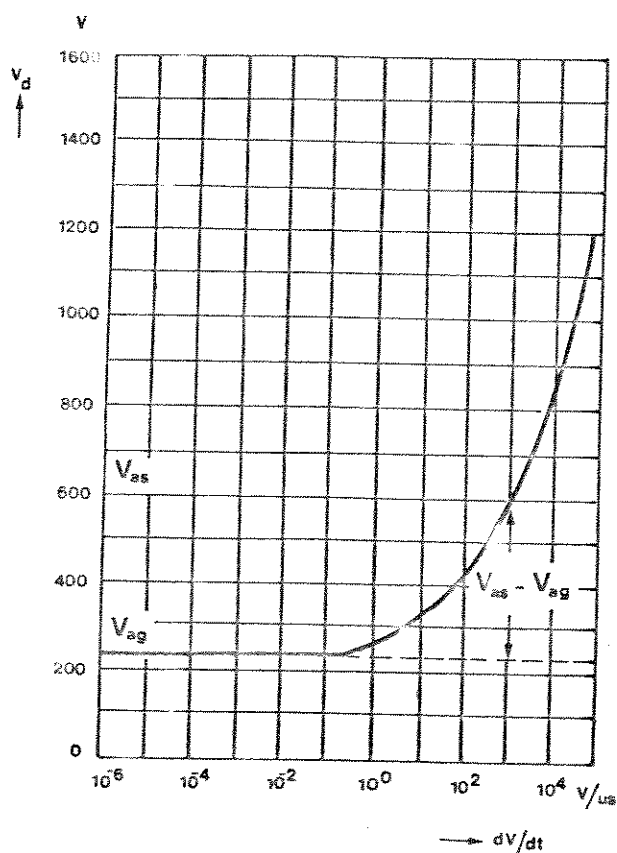


Fig. I.11 - Tensão de Disparo do Centelhador a Gás em função do crescimento da onda de tensão (Simplificado).

É importante salientar que, para fins de projeto, a tensão contínua de serviço deve ser menor que a mínima tensão de arco (dependendo do tipo, de 10 à 20 V) ou menor que a tensão de descarga em regime de eflúvio (de 70 à 150 V). No segundo caso, deve estar assegurado, adicionalmente, que a máxima corrente que flui na fonte, não deva manter a descarga após a atenuação da perturbação (a corrente de descarga pode atingir alguns 100 mA).

CAPÍTULO II

REVISÃO DOS MÉTODOS DE ANÁLISE

II - REVISÃO DOS MÉTODOS DE ANÁLISE [21]

II.1 - INTRODUÇÃO

Neste capítulo estão reunidos os diversos métodos de análise de fenômenos transitórios em sistemas elétricos (de potência ou de telecomunicações). Estes sistemas, em condições transitórias, podem ficar sujeitos à tensões e correntes contendo uma ampla faixa de espectro de potência que pode ficar acima dos 100 KHz. Nesta faixa, os parâmetros do sistema e do retorno por terra têm valores que variam com a frequência. Como consequência, todo método de cálculo deve ser capaz de representar parâmetros concentrados e distribuídos sobre uma larga faixa de frequência, inclusive o efeito de não-linearidades tais como centelhadores, saturação magnética e formação de arco elétrico. Na prática, tal método não é de fácil desenvolvimento e os métodos correntemente utilizados estão comprometidos em algum aspecto.

II.2 - MÉTODO ANALÓGICO (TNA)

O analisador de transitórios de rede, mais conhecido como TNA [22], consiste na formação de um modelo real de rede em escala reduzida usando elementos concentrados de indutância, capacitância e resistência. Neste modelo, tanto a escala de impedâncias como a de frequência podem ser empregadas. Assim, energizado por uma fonte de baixa tensão, o modelo pode, por exemplo, simular transitórios de chaveamento através de micro-chaves.

O TNA pode ser de particular vantagem onde o exato mecanismo do fenômeno transitório seja desconhecido e onde o trabalho seja de natureza exploratória. Uma combinação das características do TNA com as facilidades de uma análise digital pode consistir em uma poderosa ferramenta de pesquisa.

II.3 - MÉTODO DAS ONDAS VIAJANTES

Este método é baseado na solução das equações de linha de transmissão, as quais podem ser expressas como uma combinação de ondas viajantes nos dois sentidos de uma linha. Duas formas gráficas de solução existem, uma devido a Schnyder [23] e Bergeron [24] e frequentemente referida como o método Schnyder-Bergeron e outra referida como o método do diagrama de Lattice, o qual foi desenvolvido por Bewley [3]. O advento do computador digital permitiu a utilização de ambas as técnicas na solução dos problemas envolvendo redes mono e trifásicas. Este desenvolvimento é descrito na literatura tanto para o método Schnyder-Bergeron [14,25], como para o método do diagrama de Lattice [26].

Distorção e atenuação da linha de transmissão podem ser representadas por ambos os métodos e permitem a representação da dependência da frequência dos parâmetros da linha [27,28,29].

II.4 - MÉTODO DA ANÁLISE DE FOURIER [30,31]

Qualquer cálculo no domínio da frequência que utilize a transformada ou série de Fourier pode tratar qualquer função de excitação arbitrária, desde que envolva apenas elementos e sistemas lineares. A resposta de um sistema linear a uma onda senoidal é simplesmente outra onda senoidal diferindo da original, no máximo, em amplitude e fase. Esta afirmação fornece o significado físico da análise de Fourier e dos conceitos de espectro de frequência e resposta em frequência, os quais são intuitivos nos cálculos de engenharia. Através da formulação do problema em termos de uma função periódica, qualquer função de excitação pode ser representada como uma soma de ondas senoidais. A saída de qualquer sistema linear consistirá no mesmo número de ondas senoidais, cada qual modificada em amplitude e fase como determinado pela resposta do sistema, a qual deve ser conhecida em amplitude e em fase para a faixa de ondas senoidais empregada. Toda onda senoidal será transmitida como se apenas ela estivesse presente. A superposição de cada onda senoidal de saída, isto é, a soma das ondas senoidais de saída fornecerá a onda de saída como uma função do tempo.

A vantagem deste método pode ser completamente apreciada quando a dependência da frequência de um ou mais parâmetros, tais como r , l , g , c , impedância característica Z_0 e constante de propagação $(\alpha + j\beta)$, devem ser tomadas em consideração a fim de se obter a verdadeira representação de um sistema físico. Consequentemente, a resposta de um sistema linear compreendido tanto de parâmetros concentrados quanto de parâmetros distribuídos que dependam da frequência pode ser obtida para qualquer precisão desejada, limitada somente pela precisão na qual os parâmetros são conhecidos [32]. Por exemplo, a resposta de um sistema físico a um pulso quadrado unitário atinge um regime, para todos os propósitos práticos, após um intervalo finito de tempo T . Se o pulso é substituído por uma onda quadrada periódica com um intervalo de repetição maior que Δt , a resposta contém uma informação completa com respeito ao comportamento transitório do sistema. Para determinar a resposta é necessário primeiro modificar, em magnitude e fase, os coeficientes de Fourier da onda quadrada de excitação pela função de resposta em frequência avaliada na frequência fundamental e harmônicas. Pela soma de um número razoável de harmônicas de saída é possível determinar a resposta transitória para qualquer precisão desejada. A onda de saída é sintetizada através de somas efetuadas em intervalos discretos, os quais devem ser escolhidos para delinear a mais alta frequência antecipadamente. Estas somas estão prontamente programadas em uma linguagem de alto nível.

Este método é sempre aplicável quando a resposta de um sistema físico qualquer não pode mostrar descontinuidades verdadeiras. Isto é evidente do fato de que todo gerador deve ter uma pequena impedância interna e prover correntes em cabos ou linhas, as quais por si próprias têm capacitâncias em junções e terminações. O erro quadrático médio pode ser reduzido a um valor desejável pela soma de um número suficientemente alto de termos. A série de Fourier para uma onda quadrada $f(t)$ de fundamental ω_0 e amplitude V_g é dada por:

$$f(t) = V_g / 2 + \frac{2 \cdot V_g}{\pi} \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\sin(2n + 1) \cdot \omega_0 \cdot t}{2n + 1} \quad (\text{II.1})$$

A remoção do termo DC fornece simetria de meia-onda e uma série de ondas senoidais de harmônicas ímpares somente como função de transferência da rede em consideração. Isto substitui a excitação por pulso usual no domínio do tempo. As redes têm, como regra, caminhos de correntes contínua nos pontos em consideração e o termo DC é modificado, onde aplicável, e por último adicionado à resposta senoidal para a obtenção da resposta completa.

A resposta em regime da tensão em qualquer ponto x sobre a linha de transmissão é dado por:

$$V(x) = V_g \frac{Z_o}{Z_o + Z_g} \frac{\exp(-\gamma x) + \phi_l \exp[-\gamma (2l - x)]}{1 - \phi_l \phi_g \exp(-2\gamma l)} \quad (\text{II.2})$$

onde:

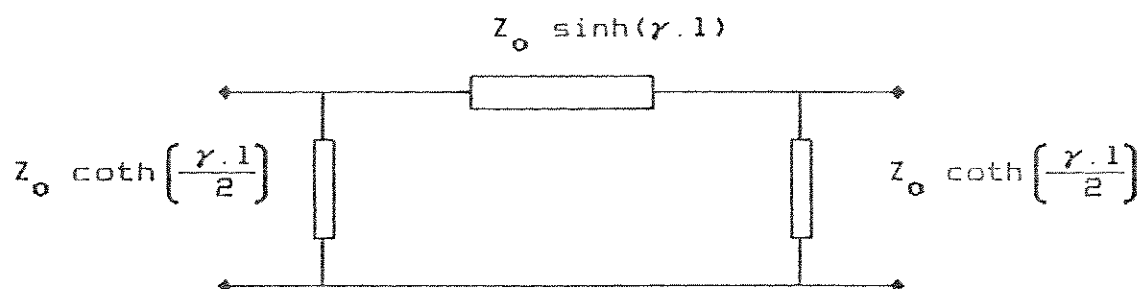
$$\phi_l = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o}; \quad \phi_g = \frac{Z_g - Z_o}{Z_g + Z_o};$$

são os coeficientes de reflexão na carga e gerador, respectivamente, com:

Z_L - impedância da carga; Z_g - impedância do gerador;

γ - constante de propagação da linha; l - comprimento da linha.

Esta é a expressão mais simples de usar quando uma linha ou cabo único tem uma terminação complexa. Além disso, quando se deseja estudar uma cascata de linhas, cabos e impedâncias concentradas, o seguinte cálculo pode ser aplicado [32]: as propriedades de transmissão de qualquer linha homogênea de comprimento l podem ser representadas por uma seção Π ou T equivalente como mostra a fig. II.1. Os elementos série e shunt são dependentes da frequência via constante de propagação a qual é, em geral, uma função complexa da frequência.

Fig.II.1 - Circuito Π Equivalente;

II.5 - MÉTODO DA TRANSFORMADA Z

Mais recentemente [33], a transformada Z tem sido aplicada na análise de sistemas de potência. Este é um método que procura evitar a transformação inversa do domínio da frequência para o domínio do tempo usando a transformada inversa de Fourier, com suas dificuldades inerentes devido a erros de truncamentos e a necessidade de se utilizar o fator sigma. O método processa do domínio da frequência para o domínio Z e então diretamente para o domínio do tempo. Tal método faz uso da similaridade entre a forma exponencial da transformada Z e aquela da resposta da linha de transmissão no domínio da frequência. A aplicação deste método está descrita completamente na literatura [34,35,36].

II.6 - MÉTODO DA ANÁLISE DE CIRCUITOS

A linha também pode ser representada por um número finito de trechos π ou T tendo parâmetros concentrados fixos. O número de trechos deve ser escolhido tal que se obtenha um número mínimo consistente com o desempenho desejado em altas frequências da representação limitada.

Quando um grande número de trechos é necessário para a representação, é essencial que métodos de análise nodal sejam empregados para prover um processo factível de solução de tais problemas de circuitos lineares, onde as equações são lineares com coeficientes constantes. A razão de se optar pelo método a

parâmetros concentrados é que a ação de resistores dependentes da tensão (supressores de surtos de tensão) pode ser levada em consideração em uma computação digital de sobretensões [12]. Uma forma geral monofásica de circuito equivalente a parâmetros concentrados é mostrada na fig.II.2 onde a corrente i é considerada fluir através do supressor de surtos após V_0 ter excedido um dado nível de tensão. O circuito pode ser descrito por um número finito de equações diferenciais, as quais podem ser expressas na forma de equação diferencial vetorial.

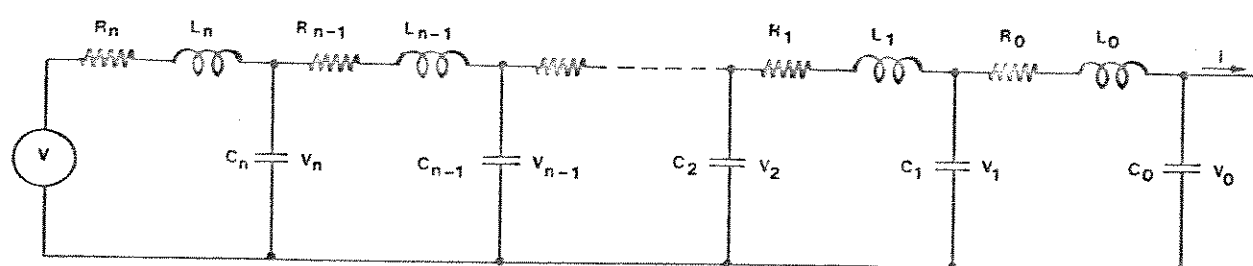


Fig.II.2 - Representação de uma linha com parâmetros concentrados.

Este trabalho propõe a resolução das equações diferenciais da linha através de um sistema a parâmetros concentrados que, como já foi dito, é capaz de considerar a atuação de elementos não-lineares e/ou dependentes do tempo.

O método das ondas viajantes tal como é descrito na literatura aproxima as perdas distribuídas por efeito Joule pela colocação de resistores shunts fictícios nos extremos e centro da linha de energia. Neste caso, o artifício de concentrar as perdas não provoca prejuízos consideráveis nos resultados de análise transitória. No entanto, em linhas de telecomunicação, o efeito das perdas distribuídas é mais acentuado pois as bitolas dos cabos para este fim são muito menores, isto é, possuem resistências distribuídas que chegam a assumir valores 10.000 vezes maior que nos casos das linhas de transmissão típicas de energia elétrica. Os valores típicos de resistência por unidade de comprimento para linhas de energia se encontram na faixa de 0.03 a 5 Ω/Km [37] enquanto que, para linhas de telecomunicação, de 50 a 270 Ω/Km .

CAPÍTULO III

ESTUDO PRELIMINAR ATRAVÉS DA ANÁLISE DE CIRCUITOS

III - ESTUDO PRELIMINAR ATRAVÉS DA ANÁLISE DE CIRCUITOS

III.1 - INTRODUÇÃO

Este capítulo tem a finalidade de estudar a linha representada por trechos em cascata. Neste caso, o conjunto de equações diferenciais estabelecido é resolvido de modo desacoplado [38].

Numa primeira investigação, utilizamos simuladores digitais conhecidos como MICROCAP e TUTSIM (itens III.2 e III.3).

Afim de suprir a deficiência em termos de tempo de execução apresentada pelos simuladores acima citados, desenvolvemos um programa digital em linguagem TURBO-PASCAL de nome SURT (item III.4).

No item III.5 são feitas comparações dos resultados alcançados com os simuladores descritos e fazemos a validação do modelo proposto com a utilização de um simulador que faz uso das transformadas de Fourier, denominado SLA (item III.5.3). Além disso, um caso de propagação de sobretensão atmosférica é apresentado.

III.2 - SIMULADOR TUTSIM [39]

A linha de transmissão é modelada através de parâmetros concentrados, tal como foi descrito no item II.6.

Seja uma LT representada por n_t trechos. Se os parâmetros distribuídos da LT são l (indutância por Km), c (capacitância por Km), g (condutância por Km) e r (resistência por Km), cada trecho da linha pode ser considerado um quadripolo (fig.III.1) e o equacionamento pode ser obtido através da aplicação das leis de Kirchoff de corrente e de tensão. As equações que descrevem a dinâmica do circuito da fig.III.1 podem ser dadas por:

$$i_{in} = i_{out} + i_g + i_c \quad (III.1)$$

$$v_{in} = L \cdot \frac{di_{in}}{dt} + R \cdot i_{in} + v_{out} \quad (III.2)$$

$$v_{out} = \frac{1}{C} \cdot \int i_c dt \quad (III.3)$$

$$v_{out} = \frac{i_g}{G} \quad (III.4)$$

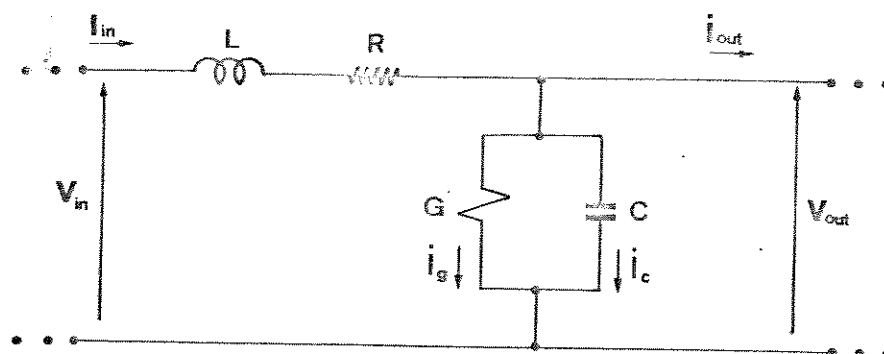


Fig.III.1 - Representação de um trecho de linha de comprimento Δx .
 $L = l \Delta x$; $R = r \Delta x$; $G = g \Delta x$; $C = c \Delta x$;

O simulador TUTSIM consiste em um pacote destinado a engenheiros de controle que necessitem estudar a dinâmica de um sistema a partir de seu diagrama de blocos, de forma direta e simples. A partir das equações acima pode-se determinar um diagrama de blocos que representa o trecho básico da linha. Uma configuração possível de diagrama de blocos é a dada na fig.III.2:

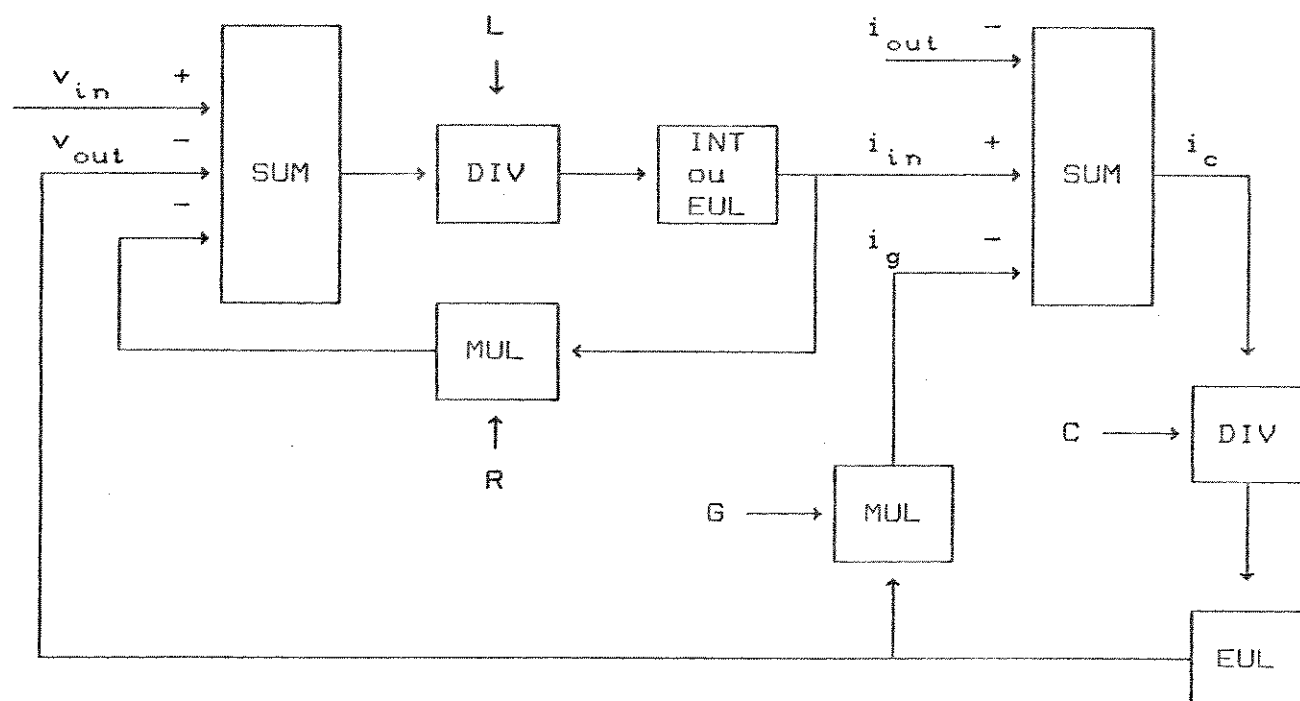


Fig. III.2 - Diagrama de blocos do trecho básico de uma LT.

Os blocos INT reproduzem um passo da integral de Adams-Bashforth de segunda ordem, enquanto que os blocos EUL reproduzem um passo da integral de Euler. Durante as simulações observou-se que os blocos EUL podem ser substituídos pelos INT sem muito prejuízo no resultado final.

O encadeamento de vários trechos da linha é feito a partir do conjunto de oito blocos descritos acima, levando-se em consideração que v_{out} de um trecho representa v_{in} do trecho posterior e, da mesma forma, i_{out} de um trecho representa i_{in} do trecho posterior.

Um pulso retangular na entrada da linha pode ser representado por um bloco característico do TUTSIM, o bloco PLS. Neste bloco pode-se definir a duração e amplitude do pulso.

A fim de simular um impulso atmosférico, utiliza-se o circuito gerador de impulso da fig.III.3:

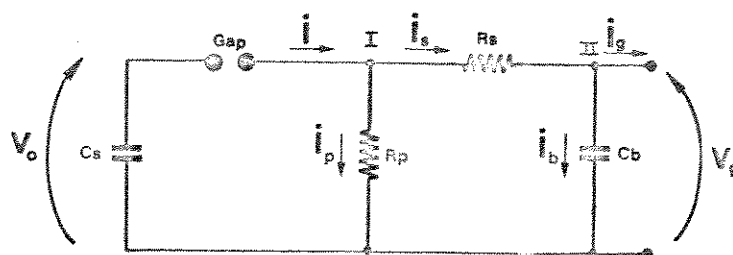


Fig.III.3 - Configuração típica do Circuito de um Gerador de Impulso.

V_0 : tensão de carregamento do gerador;

V_g : tensão de saída do gerador;

i_g : corrente de carga do gerador;

As equações de tensão e corrente no circuito acima podem ser dadas por (com $i_g = 0$):

$$i = i_p + i_s; \quad (III.5)$$

$$V_0 = \frac{1}{C_s} \cdot \int i \, dt = R_p \cdot i_p; \quad (III.6)$$

$$V_0 = R_s \cdot i_b + \frac{1}{C_b} \cdot \int i_b \, dt; \quad (III.7)$$

$$V_b = \frac{1}{C_b} \cdot \int i_b \, dt; \quad (III.8)$$

Da mesma forma, o diagrama de blocos para representação do gerador pode ser dado por:

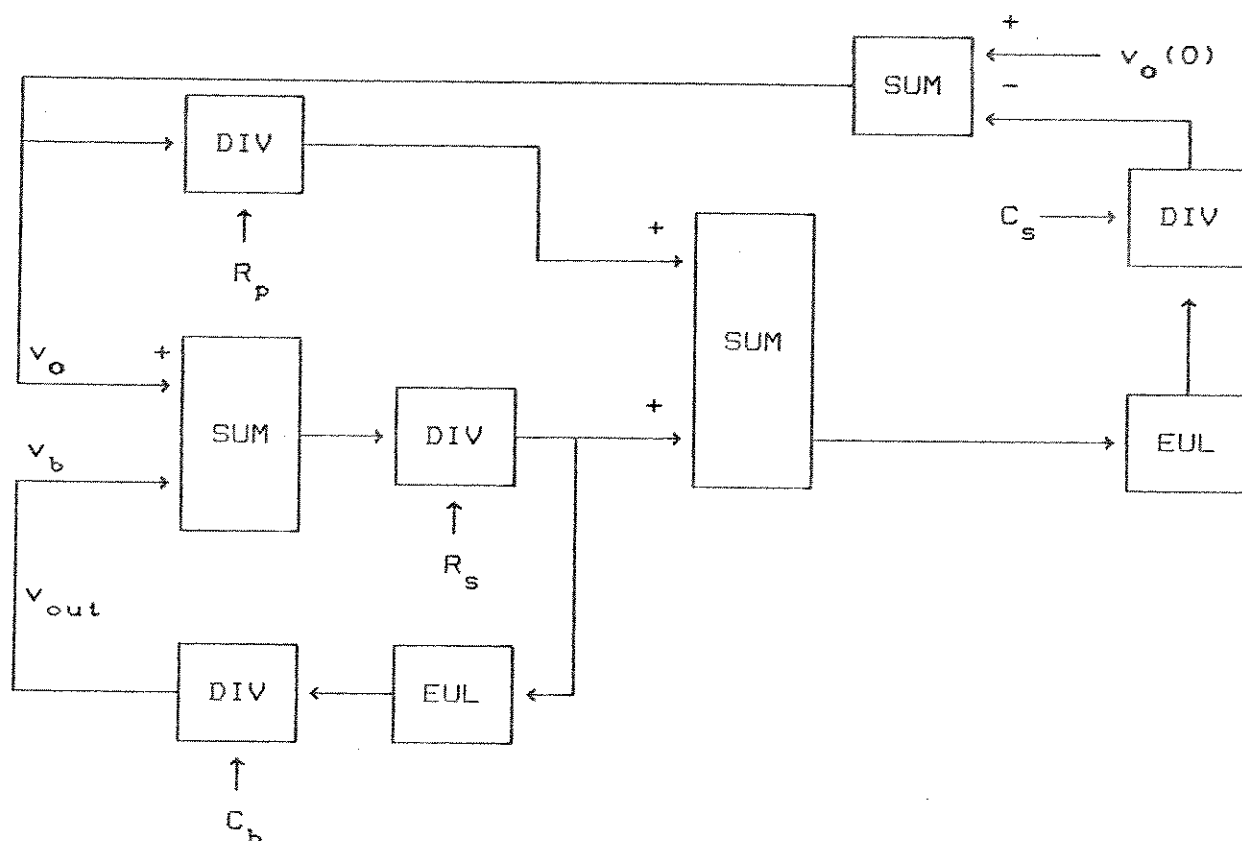


Fig. III.4 - Gerador de Impulso representado por blocos TUTSIM.

A definição dos parâmetros R_s , R_p , C_s e C_b determina a forma de onda que se deseja imprimir. Estes parâmetros podem ser obtidos a partir do tempo de frente e de cauda que se deseja simular, tal como é descrito no item I.3. A tabela I.1 apresenta valores típicos de parâmetros de um gerador de impulso para diversas formas de onda.

III.3 - SIMULADOR MICROCAP [40]

Este programa perfaz a simulação de um circuito elétrico a partir da descrição gráfica do circuito a ser analisado.

Os algoritmos internos de resolução das equações diferenciais são desconhecidos tanto no caso do simulador TUTSIM como no caso do simulador MICROCAP. No seguinte item faz-se a implementação das equações de simulação, utilizando o integrando de Euler.

III.4 - SIMULADOR SURT

A medida em que uma boa representação de uma linha de transmissão exige um número razoavelmente elevado de trechos discretos, há necessidade de se procurar novas alternativas que otimizem o tempo de execução e memória necessária para efetuar simulações de grande porte. Com este objetivo, foi desenvolvido um programa em Turbo-Pascal [41,42,43] de nome SURT, o qual consiste na implementação das equações diferenciais de (III.1) à (III.5) utilizando a regra de integração de Euler.

O simulador SURT foi desenvolvido por nós em Turbo-Pascal e consiste na implementação das equações diferenciais de cada trecho da linha, como definido anteriormente, a fim de se otimizar o tempo de execução das simulações, à medida em que uma boa representação da LT exige um número razoavelmente elevado de trechos, e portanto de memória e tempo computacional.

As equações abaixo podem ser obtidas a partir do diagrama de blocos da fig.III.2. Nestas equações, (n) e (n-1) representam o passo de integração atual e anterior, enquanto que (k) e (k-1) representam os índices dos blocos da linha:

$$i_{in(k)}^{(n)} = i_{in(k)}^{(n-1)} + \Delta t \cdot \left[(v_{out(k-1)}^{(n-1)} - v_{out(k)}^{(n-1)} - v_{r(k)}^{(n-1)}) / L \right] \quad (III.9)$$

$$v_{out(k)}^{(n)} = v_{out(k)}^{(n-1)} + \Delta t \cdot \left[(i_{in(k)}^{(n)} - i_{in(k+1)}^{(n-1)} - i_{g(k)}^{(n-1)}) / C \right] \quad (III.10)$$

$$i_{g(k)}^{(n)} = v_{out(k)}^{(n)} \cdot G; \quad (III.11)$$

$$v_{r(k)}^{(n)} = i_{in(k)}^{(n)} \cdot R; \quad (III.12)$$

O fluxograma do programa implementado é apresentado na fig.III.6.

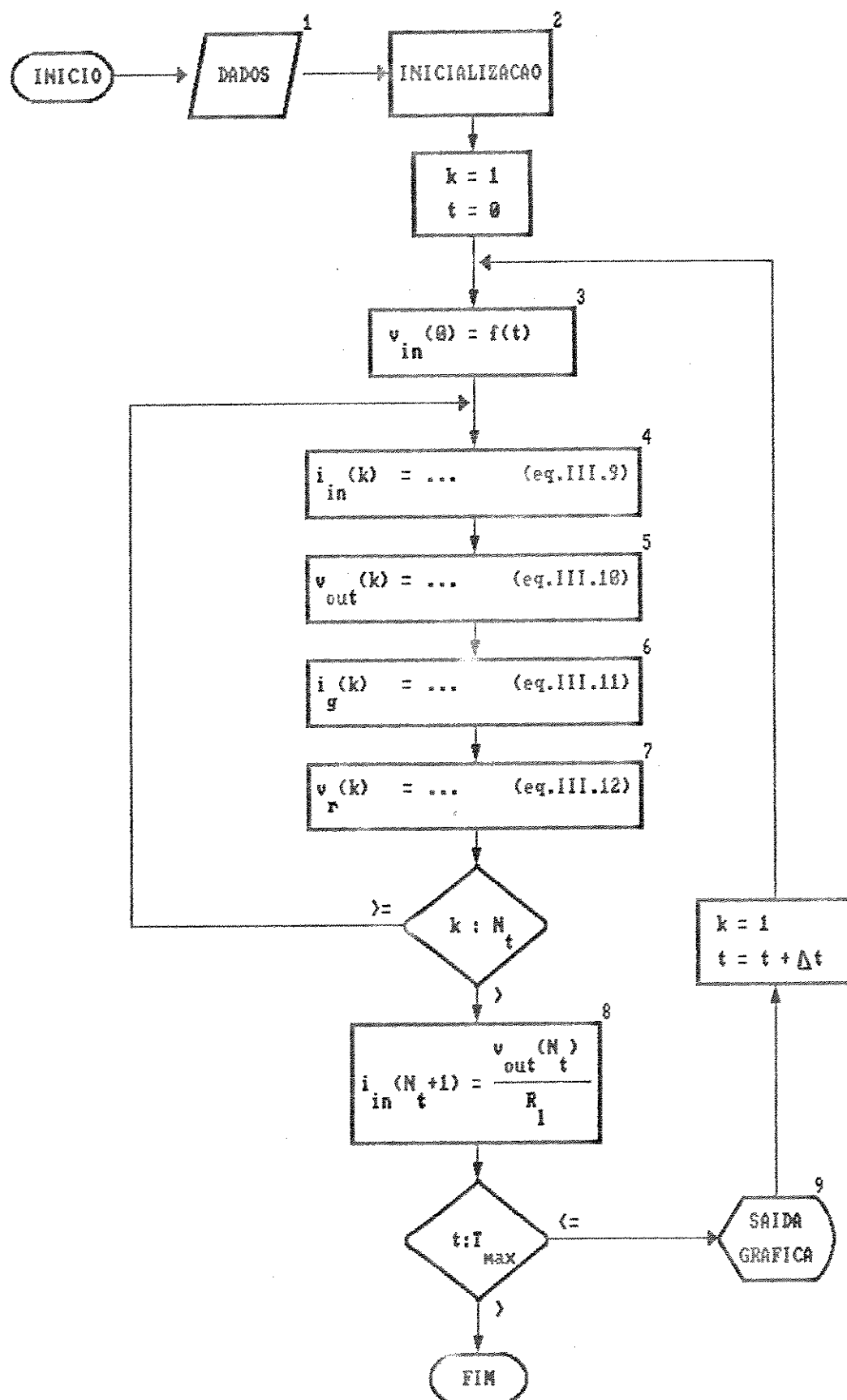


Fig.III.6 - Fluxogram do Programa Surt.

Descrição dos blocos principais:

1. Entrada de Dados:

- X : Comprimento da linha;
- l, g, r e c : parâmetros distribuídos da linha;
- $V_{in}(t)$: Fonte de excitação por tensão;
- R_l : Resistência da carga;
- N_t : Numero de trechos;
- N_e : Nó(s) escolhido(s) para estudo;
- T_{max} : Tempo de simulação;
- Δt : Passo de simulação.

2. Inicialização e Cálculos preliminares:

- Inicialização das tensões e correntes na linha (carga inicial da linha);
- Cálculo dos parâmetros concentrados L , R , G e C através das relações:

$$L = l \Delta x; \quad R = r \Delta x; \quad G = g \Delta x; \quad C = c \Delta x;$$

onde:

$$\Delta x = X / N_t$$

3. Tensão de excitação na entrada do primeiro trecho da linha.

4 à 7. Cálculo das tensões e correntes do correspondente trecho através das equações (III.9) à (III.12).

8. Cálculo da corrente absorvida na carga R_l .9. Saída gráfica das tensões e correntes selecionadas para estudo na simulação no correspondente tempo t .

Deve-se observar que o algoritmo apresentado na fig.III.6 e explicado nos parágrafos acima representa um desacoplamento das equações de simulação, isto é, as equações são resolvidas uma à uma, para cada trecho, de tal forma que o resultado obtido em uma equação é imediatamente utilizado na equação seguinte. Este procedimento lembra o algoritmo de Gauss-Seidel, no qual, em cada iteração, as equações são tratadas de forma desacoplada. Desta forma, pode-se dizer que o algoritmo da fig.III.6 executa uma iteração de Gauss-Seidel a cada passo de integração no tempo, sem perfazer novas iterações para atingir a convergência. Assim, uma representação da linha com um número elevado de trechos, pode provocar oscilações irreais na resposta transitória observada na simulação numérica.

III.5 - EXEMPLOS DE SIMULAÇÃO

Nos próximos itens fazemos a comparação de resultados obtidos e do tempo de computação necessário através de vários pacotes de simulação disponíveis.

Afim de possibilitar as comparações dos simuladores utilizados, padroniza-se o sistema e a excitação. As características de um cabo de telecomunicação, o qual chamaremos cabo-padrão, são as seguintes:

Comprimento : 500 m;

Bitola do cabo : 22 AWG;

Parâmetros :

$r = 106.00 \text{ } \Omega/\text{Km};$

$l = 0.62 \text{ mH/Km};$

$g = 1.30 \text{ } \mu\text{S/Km};$

$c = 51.00 \text{ nF/Km};$

Fonte de tensão : pulso quadrado com 4 μs e 100 V;

Carga : 100 Ω ;

III.5.1 - MICROCAP X SURT

Por ser extremamente lenta a simulação com o pacote MICROCAP, analisa-se o cabo-padrão com apenas 5 trechos de parâmetros concentrados, com 100 m cada um.

O resultado da simulação (fig.III.7) pode ser comparado com a simulação feita através do programa SURT. Neste caso, o passo de integração utilizado foi de $\Delta t = 10$ ns.

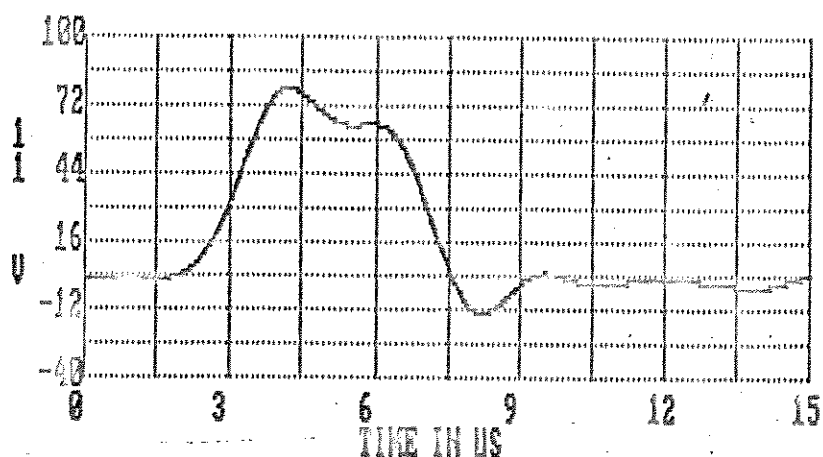


Fig.III.7 - Tensão na carga obtida através do simulador de circuitos MICROCAP.

A fig.III.8 apresenta o resultado da simulação obtida com o programa SURT.

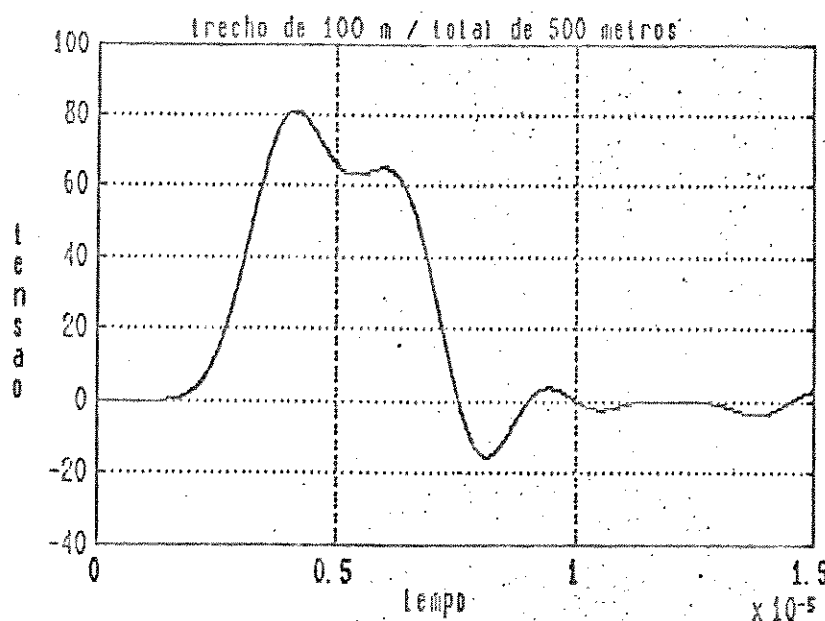


Fig. III.8 - Tensão na Carga obtida através do programa SURT.

Observando as figuras III.7 e III.8, conclui-se pela validade dos dois simuladores (SURT e MICROCAP), os quais, como é evidente, conduziram à respostas temporais idênticas.

III.5.2 - TUTSIM X SURT

O simulador TUTSIM apresenta-se mais rápido que o programa MICROCAP e permite efetuar simulações com o cabo padrão subdividido em até 40 trechos com 12.5 m cada. O resultado da simulação é apresentado na fig. III.9.

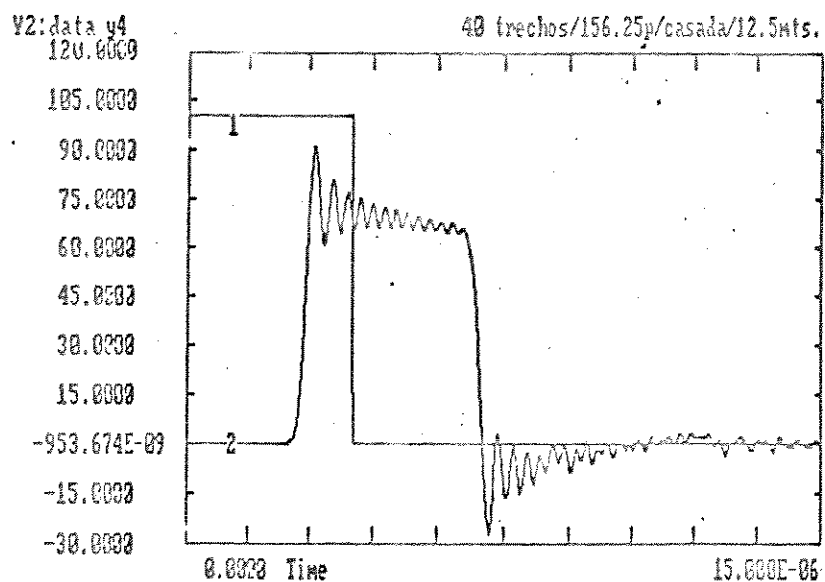


Fig.III.9 - Tensão na carga obtida com o pacote TUTSIM.

A mesma simulação é efetuada utilizando o programa SURT (fig.III.10) e verifica-se a validade de ambos os programas.

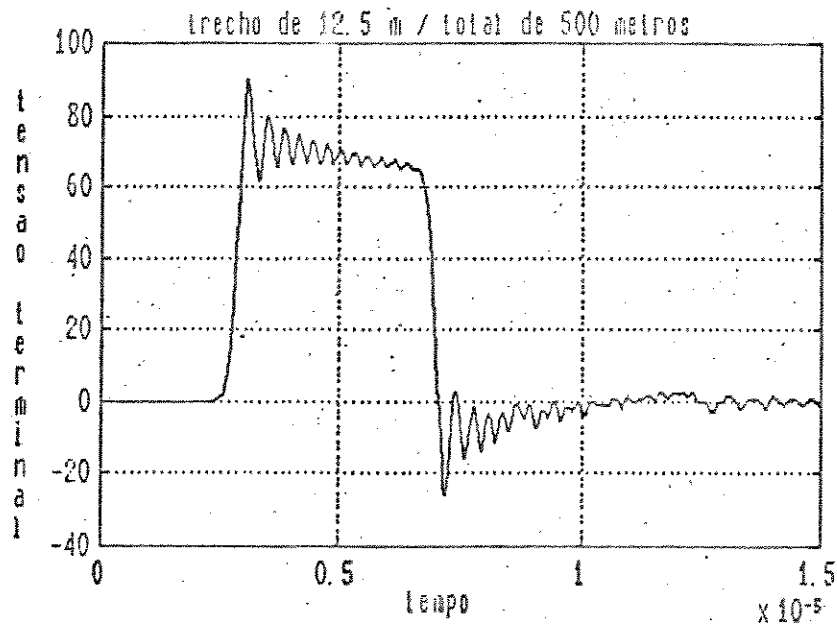


Fig.III.10 - Simulação obtida com o programa SURT.

III.5.3 - SURT X SLA

Por ser aproximadamente 10 vezes mais rápido que o pacote TUTSIM, o programa SURT permite analisar o cabo-padrão com até 100 trechos de 5 m cada.

Para obter o resultado mostrado na fig.III.11 foram necessárias 10 horas de processamento em um micro SCOPUS PC-XT munido de co-processador aritmético 8087. Neste caso, o passo Δt de integração utilizado foi de 6.75×10^{-12} segundos.

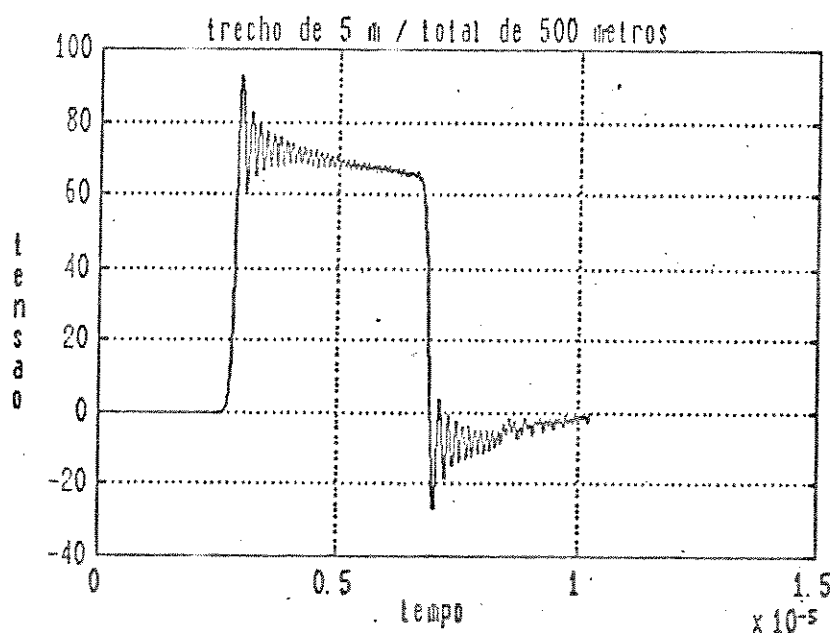


Fig.III.11 - Simulação obtida com o programa SURT.

As oscilações observadas na simulação com o programa SURT são decorrentes da integração numérica utilizada e do fato que as equações de simulação não são resolvidas simultaneamente. Estes fatores tornam a simulação demasiadamente sensível e instável nas regiões de variação brusca, tais como na subida e descida do pulso.

Como forma de verificar a validade do procedimento utilizado no programa SURT, simula-se o mesmo cabo-padrão com um programa baseado nas transformadas de Laplace e Fourier, procedendo à simulação no domínio da frequência. O resultado da simulação é mostrado na fig.III.12. Este simulador, de nome SLA (Simulador de Linha de Assinante), foi desenvolvido pelo Departamento da Telemática da FEE-UNICAMP, em convênio com a TELEBRÁS [8,9].

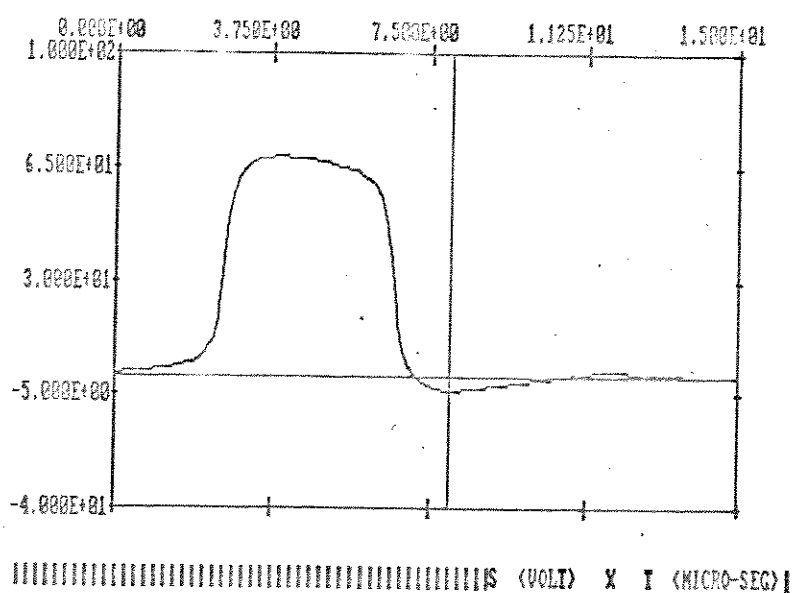


Fig.III.12 - Tensão na carga obtida no domínio da frequência (SLA)

Como forma adicional de se analisar a validade dos procedimentos utilizados, simula-se uma linha de 26 AWG de 2 Km de comprimento, subdividida em trechos de 100 metros e aplica-se um surto de tensão de $4\mu s$ de tempo de frente, $23\mu s$ de tempo de meio-valor e 11.6 KV de tensão de pico.

O resultado desta simulação é então comparado com os valores medidos mostrados na referência [12], aqui reproduzidos na fig.III.13.

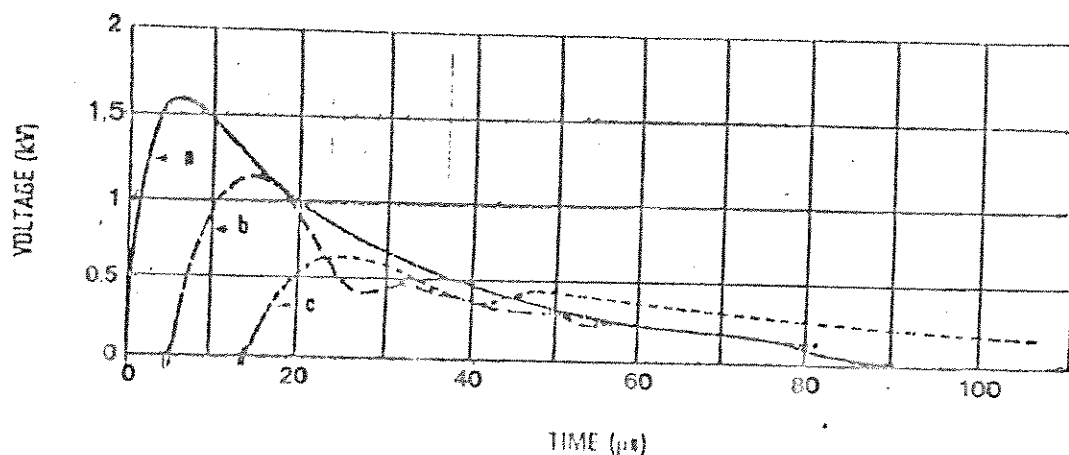


Fig. III.13 - Propagação e Distorção de um surto de tensão entre um par de condutores e a blindagem do cabo. (a) gerador de tensão; (b) medido a 1 Km; (c) medido a 2 Km.

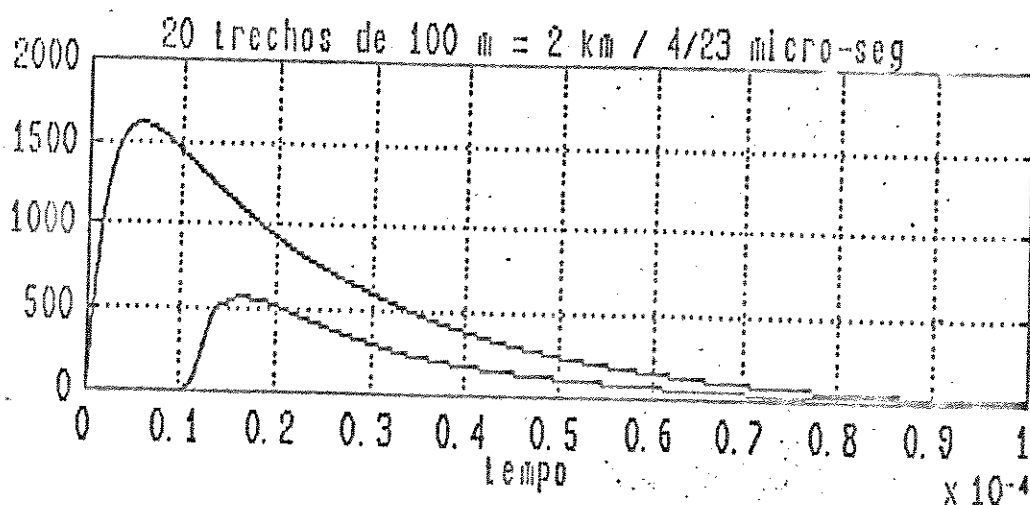


Fig. III.14 - Resultados obtidos através do programa SURT.

As diferenças encontradas entre os valores medidos (fig. III.13) e os obtidos com a simulação numérica (fig. III.14) decorrem dos fatos, já mencionados, de problemas numéricos, desacoplamento das equações e também de ter sido desprezada a impedância de aterramento da blindagem, a qual de fato é aterrada a cada 500 metros.

CAPÍTULO IV

MODELAMENTO MATEMÁTICO E TÉCNICAS UTILIZADAS

IV - MODELAMENTO MATEMÁTICO E TÉCNICAS UTILIZADAS.

IV.1 -INTRODUÇÃO

Com o intuito de se otimizar o tempo de simulação, sem perder a precisão necessária do resultado, utiliza-se técnicas capazes de manipular equações diferenciais lineares e não-lineares, resolvendo-as numericamente de maneira direta, evitando procedimentos iterativos, tais como o de Newton-Raphson.

Modernos métodos de simulação não-linear foram desenvolvidos por volta do início dos anos 70. Tais métodos numéricos conduzem a algoritmos rápidos e eficientes para simulação digital, tais que :

- . podem reduzir os custos de processamento da simulação;
- . são excelentes para simulação e controle em tempo real e de alta precisão;
- . são intrinsecamente estáveis, isto é, não há possibilidade de torná-los instáveis;
- . tem características globais que casam com aquelas do sistema simulado, sendo ideais para simulações de projeto;
- . conduzem a integradores numéricos que podem ser ajustados em sistemas de equações;
- . conduzem a métodos que não possuem complementos clássicos;
- . são ideais para computadores de capacidade limitada tais como microcomputadores de 8 e 16 bit's.

Estes métodos modernos são desenvolvidos tanto do ponto de vista do domínio do tempo como do domínio da frequência.

A idéia fundamental é a de que modelos matemáticos e

algoritmos computacionais baseados tanto em considerações no domínio do tempo quanto no domínio da frequência são melhores que aqueles baseados em apenas um tipo de consideração.

Este capítulo é dedicado ao estudo das técnicas matemáticas utilizadas. Estas técnicas proporcionam a obtenção de equações algébricas para elementos lineares e não-lineares. Tais equações podem então ser reunidas e solucionadas como um sistema de equações a cada passo de integração da simulação.

IV.2 - MÉTODO DO CASAMENTO DE RAIZES [13]

Instabilidade numérica em simulação é usualmente entendida como sendo a acumulação ilimitada de erros numéricos resultantes tanto de erros de truncamento como de arredondamento ou uma combinação de ambos. Uma tentativa de diminuir o erro de truncamento é reduzir o tamanho do passo da simulação até que as equações de simulação ou processo de integração numérica se tornem estáveis. Assim, testes são feitos para determinar se, para o menor tamanho de passo, o erro de arredondamento é acumulado em erros significativos na simulação.

Isto geralmente não constitui problema quando se trabalha com computadores de grande porte. Com mini ou microcomputadores, entretanto, os erros de arredondamento nos dígitos menos significativos podem, ocasionalmente, ser acumulados em erros nos dígitos significativos, como por exemplo, na subtração de números grandes. Algoritmos para simulação de sistemas podem usualmente ser elaborados para eliminar a instabilidade devida aos erros de truncamento ou arredondamento.

Os métodos de casamento de raízes são muito diferentes do método de substituição, também conhecido como método de Tustin (o qual não faz parte do escopo deste trabalho). Estes métodos são particularmente úteis para simular sistemas lineares estacionários contínuos ou discretos e são baseados no conceito de que qualquer método de simulação eventualmente resulta em uma

equação-diferença ou sistema de equações-diferença as quais devem ser resolvidas em um computador digital. O sistema de equações-diferença terá um conjunto de raízes características, valores finais, e algumas relações de fase com o sistema contínuo em estudo. Além disso, em qualquer sistema válido de equações discretas de simulação : (1) as equações-diferença aproximarão as equações diferenciais no limite quando o tamanho do passo de discretização se aproxima de zero, e (2) os pólos, zeros e valores finais do sistema discreto aproximarão dos pólos zeros e valores finais do sistema contínuo. Heuristicamente, parece razoável esperar que se fossemos sintetizar um sistema de equações-diferença cujos polos, zeros, e valores finais estão casados com aqueles do sistema contínuo, a princípio obteríamos um sistema de equações-diferença capaz de simular o sistema contínuo.

Não surpreendentemente, este é o caso. O objetivo do casamento de raízes na simulação é formar um sistema de equações-diferença cujas dinâmicas sejam similares às dinâmicas do sistema contínuo a ser simulado. Uma vez que a dinâmica do sistema contínuo é completamente caracterizada por suas raízes e valor final, parece apropriado fazer as raízes e valor final das equações-diferença de simulação casarem com aquelas do sistema simulado.

O método de casamento de raízes é similar ao método discreto/analógico do ponto de vista de que ambos enfocam a dinâmica do processo a simular e não envolvem integração numérica. O método de casamentos de raízes é diferente do método discreto/analógico porque o primeiro é um método analítico para síntese da equação-diferença de simulação do processo contínuo sendo oposto a um método que faz a síntese de um sistema discreto análogo ao sistema contínuo, utilizando então tal sistema de equações-diferença para simular o sistema contínuo.

O objetivo do casamento da dinâmica do sistema contínuo com a dinâmica do sistema discreto equivalente é sintetizar uma equação-diferença que:

- . tenha o mesmo número de polos e zeros que a equação diferencial que descreve o processo contínuo.
- . tenha pólos e zeros casados com os pólos e zeros da equação diferencial.
- . tenha um valor final casado com o valor final da equação diferencial.
- . seja ajustável em fase para melhor casar a resposta do sistema discreto com a resposta do sistema contínuo.

Este objetivo pode ser atingido para as funções de transferência através da aplicação do seguinte algoritmo de 9 passos, no qual está ilustrada sua aplicação :

1. Determinar a função de transferência do sistema a ser simulado usando a transformada de Laplace.

Ex. :

$$\tau \dot{x} + x = f, \quad (IV.1)$$

para $x(0) = 0$, tem-se

$$\mathcal{L}\{\tau \dot{x} + x = f\} = (\tau s + 1) x = f \quad (IV.2)$$

$$\frac{x}{f} = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (IV.3)$$

Calcular os pólos e zeros da função de transferência determinada no passo 1.

Ex. :

$$s_{\text{polo}} = - \frac{1}{\tau} \quad (IV.4)$$

3. Mapear os pólos e zeros do plano-s no plano-z usando as seguintes relações :

$$z_{\text{polo}} = e^{s_{\text{polo}} \Delta t}; \quad (IV.5)$$

$$z_{\text{zero}} = e^{s_{\text{zero}} \Delta t} \quad (IV.6)$$

onde Δt é o passo da simulação. Ex. :

$$z_{\text{polo}} = e^{s_{\text{polo}} \Delta t} = e^{-\Delta t / \tau} \quad (\text{IV.7})$$

4. Formar a função da transferência polinomial em z com os pólos e zeros determinados no passo 3.

Ex. :

$$\frac{1}{z - e^{-\Delta t / \tau}} = \frac{p}{q} \quad (\text{IV.8})$$

5. Determinar o valor final da resposta do degrau unitário do sistema contínuo.

$$\begin{aligned} & \left[\begin{array}{l} s \text{ do teorema} \\ \text{do valor final.} \end{array} \right] \left[\begin{array}{l} \text{transformada de Laplace (TL)} \\ \text{do degrau unitário.} \end{array} \right] \\ & \lim_{s \rightarrow 0} \left\{ \begin{array}{c} \uparrow \\ s \left(\frac{1}{\tau s + 1} \right) \left(\frac{1}{s} \right) \\ \downarrow \end{array} \right\} = 1 \quad (\text{IV.9}) \\ & \left[\begin{array}{l} \text{TL da função} \\ \text{de transferência.} \end{array} \right] \end{aligned}$$

6. Determinar o valor final da resposta do degrau unitário do sistema discreto

$$\begin{aligned} & \left[\begin{array}{l} \frac{z-1}{z} \text{ do teorema de} \\ \text{valor final.} \end{array} \right] \left[\begin{array}{l} \text{transformada Z (TZ)} \\ \text{do degrau unitário.} \end{array} \right] \\ & \lim_{z \rightarrow 1} \left\{ \begin{array}{c} \uparrow \\ \frac{z-1}{z} \left(\frac{1}{z - e^{-\Delta t / \tau}} \right) \left(\frac{z}{z-1} \right) \\ \downarrow \end{array} \right\} = \frac{1}{1 - e^{-\Delta t / \tau}} \\ & \left[\begin{array}{l} \text{TZ da função} \\ \text{de transferência.} \end{array} \right] \quad (\text{IV.10}) \end{aligned}$$

7. Casar o valor final do sistema discreto com o valor final do sistema contínuo pela introdução de uma constante na função de transferência gerada no passo 4.

$$\frac{x}{f} \approx K \frac{p}{q} = \frac{K}{z - e^{-\Delta t/\tau}} \quad (\text{IV.11})$$

casamento do valor final :

$$\frac{K}{1 - e^{-\Delta t/\tau}} = 1 \quad (\text{IV.12})$$

$$K = 1 - e^{-\Delta t/\tau} \quad (\text{IV.13})$$

consequentemente :

$$\frac{x}{f} \approx \frac{K}{z - e^{-\Delta t/\tau}} = \frac{1 - e^{-\Delta t/\tau}}{z - e^{-\Delta t/\tau}} \quad (\text{IV.14})$$

8. Adicionar zeros à função de transferência do sistema discreto até que a ordem do denominador case com a ordem do numerador

$$\frac{x}{f} \approx \frac{(1 - e^{-\Delta t/\tau}) z}{z - e^{-\Delta t/\tau}} \quad (\text{IV.15})$$

9. Aplicar a transformada inversa z na função de transferência z desenvolvida no passo 8 para formar a equação-diferença de simulação.

$$x z - e^{-\Delta t/\tau} x = (1 - e^{-\Delta t/\tau}) z f \quad (\text{IV.16})$$

$$x - z^{-1} e^{-\Delta t/\tau} x = (1 - e^{-\Delta t/\tau}) f \quad (\text{IV.17})$$

tomando a transformada inversa z (por inspeção), da equação (IV.17):

$$x_n - e^{-\Delta t/\tau} x_{n-1} = (1 - e^{-\Delta t/\tau}) f_n \quad (\text{IV.18})$$

$$x_n = e^{-\Delta t/\tau} x_{n-1} + (1 - e^{-\Delta t/\tau}) f_n \quad (\text{IV.19})$$

Para desenvolver as equações de simulação usando este algoritmo, as seguintes condições devem ser obedecidas:

- .o sistema deve ser linear,
- .o sistema deve possuir a transformada de Laplace,
- .o sistema deve ser assintoticamente estável e satisfazer o teorema do valor final. Além disso, o valor final deve ser diferente de zero.

A equação-diferença gerada desta maneira não é somente estável mas também precisa. Isto é, a solução da equação-diferença homogênea casa exatamente com a solução homogênea da equação diferencial. A equação-diferença computará exatamente a sequência de valores amostrados da solução homogênea do processo contínuo e calculará exatamente a sequência de soluções do sistema contínuo a função degrau unitário. Segue então que, na medida em que os valores das funções são amostrados em no mínimo duas vezes mais rápido (nominalmente cinco, ou sete vezes mais rápido) que a maior frequência na função de excitação, a equação diferença pode ser utilizada para simular a resposta de sistemas contínuos a funções de excitação arbitrárias.

A seguir são feitas algumas observações sobre o Método do Casamento de Raízes:

1. O teorema do valor final deve conduzir a um resultado não-nulo; caso contrário a constante para casamento do valor final não pode ser determinada.

Acontece que existe um grande número de sistemas que respondem à derivada do sinal de entrada e tem

respostas ao degrau cujo valor final é zero. Nestes casos existem duas alternativas :

- a) Calcula-se a resposta de regime à rampa unitária ($f=t$).
- b) Reescreve-se a função de transferência tal que o diferenciador seja desenvolvido como o complemento de um filtro passa-baixa.

2. Sendo o sistema contínuo de segunda ordem, as raízes podem ser :

- a) reais e iguais (resposta criticamente amortecida)
- b) reais e diferentes (resposta amortecida)
- c) complexas e conjugadas (resposta oscilatória).

Uma equação-diferença única será requerida para cada caso.

O ponto é este : cada equação-diferença vale para apenas uma região limitada do plano s ou z e deve-se manter alerta quanto ao uso da equação apropriada para o sistema apropriado. Esta situação é verdadeira, obviamente, para sistemas de ordem maior que 2.

3. As equações-diferença geradas desta maneira são intrinsecamente estáveis se o sistema que representam são estáveis, não dependendo do tamanho do passo de simulação Δt .

No exemplo dado nota-se que :

$$z_{\text{polo}} = e^{-\Delta t/\tau} \leq 1, \text{ para } \frac{\Delta t}{\tau} \geq 0 \quad (\text{IV.20})$$

O significado disto é que a equação-diferença

$$x_n = e^{-\Delta t/\tau} x_{n-1} + (1 - e^{-\Delta t/\tau}) f_n, \text{ para } \tau > 0 \quad (\text{IV.21})$$

comparada com a resposta do sistema contínuo verdadeiro. Ele determinou que o tempo de resposta apropriado é encontrado, entretanto quando o ganho de realimentação é multiplicado por um fator de 2 (fig.IV.2).

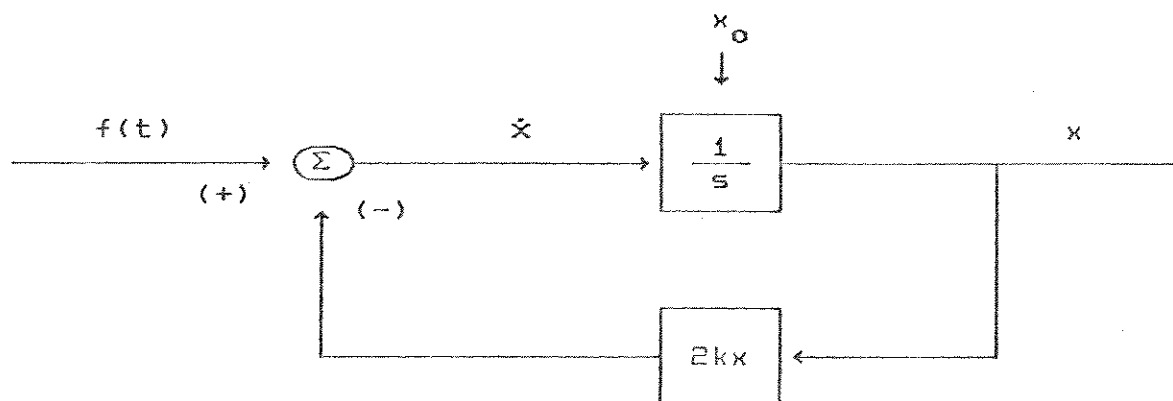


Fig.IV.2 - Diagrama de Blocos do sistema $\dot{x} - (2 k x) x = f(t)$.

O problema, naturalmente, é que ao atingir sua condição de equilíbrio, o sistema atinge um valor de regime errado. Isto é fácil de se ver: em regime, $\dot{x} = 0$, tem-se :

$$x_{\text{regime}} = \sqrt{\frac{-f}{k}}, \text{ para } f = \text{cte}, k < 0 \text{ para o sistema a ser}$$

simulado, entretanto, $x_{\text{regime}} = \sqrt{\frac{-f}{2k}}$, para $f = \text{cte}, k < 0$ para tal sistema, quando desenvolvido em equações - diferenças lineares por partes, com o correto tempo de resposta simulado.

A solução óbvia foi acrescentar um ganho de realimentação à entrada f . A extensão para outras equações diferenciais não lineares mais complexas não é tão direta.

Neste ponto Fowler [44] fez a observação interessante que $(2 K x)$ é o jacobiano do sistema não-linear.

$$\dot{x} = K x^2 + f(t)$$

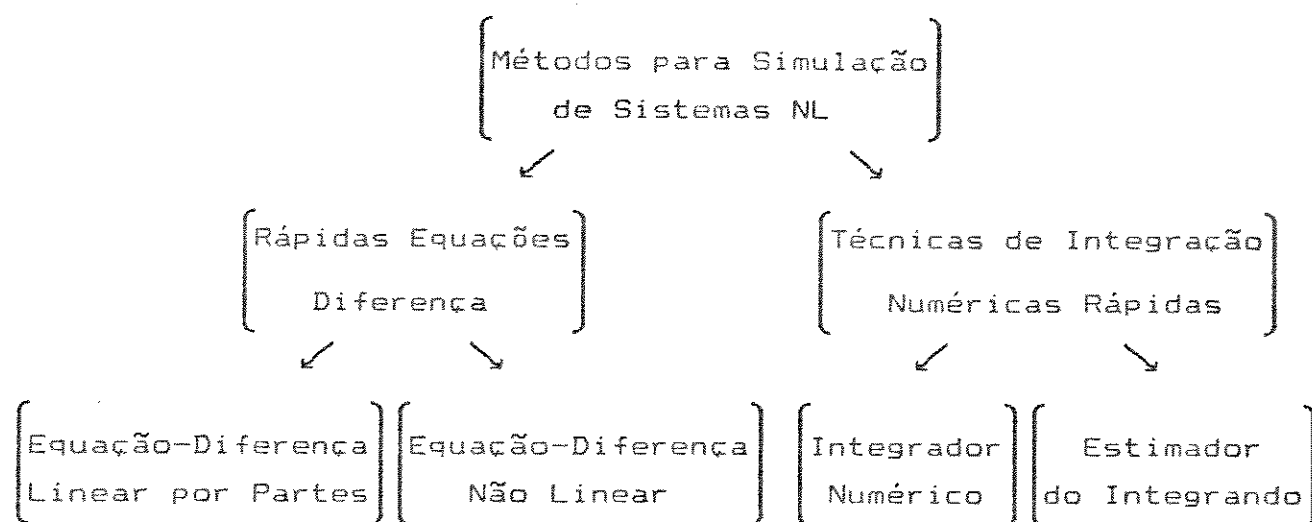
(IV.23)

$$\frac{\partial \dot{x}}{\partial x} = 2 K x = J, \text{ o Jacobiano} \quad (IV.24)$$

Outros pesquisadores observaram, de diferentes maneiras, que o Jacobiano não é a única maneira de estudar estabilidade local de processos não-lineares, mas também um parâmetro chave para uma rápida simulação. A dificuldade é desenvolver um método de transformar a equação diferencial não-linear em equações diferenciais lineares por partes cujo :

1. Coeficiente constante é o mesmo que o jacobiano da equação diferencial não-linear;
2. Valor final esteja casado com o valor final da equação diferencial não-linear.

Esta aproximação reverte na melhoria da integração numérica de equações diferenciais não-lineares através do melhoramento da estimação do integração :



Nos dois próximos itens são discutidos alguns desenvolvimentos básicos para obtenção de equações de simulação de sistemas não-lineares dentro do contexto discutido até aqui.

IV.3.1 - INTEGRADOR MELHORADO.

O ênfase no desenvolvimento de uma integração numérica melhorada de equações diferenciais NL advém da experiência de Smith e convicção de que a integração numérica é um conceito que é mais fácil de ser empregado em simulação digital de processos contínuos que os métodos de equações-diferença. Também parece ser mais fácil entender e é mais útil à engenheiros de simulação com pouca experiência.

Este método, à primeira vista, é bastante simples. O objetivo é transformar a equação diferencial não-linear em uma equação diferencial a coeficientes constantes linear por partes, cujos coeficientes são os Jacobianos do sistema não-linear. Então quando estes coeficientes da equação diferencial linear são calculados e mantidos constantes durante um passo de integração, eles estão por definição, mantendo o Jacobiano fixo durante o passo de integração.

A equação diferencial linear por trechos é desenvolvida usando o seguinte algoritmo exemplificado de 3 passos :

$$\text{Ex. : } \dot{x} = k x^2 + f(t) \quad (\text{IV.25})$$

Passo 1 : diferenciar a equação diferencial NL (isto resulta em coeficientes que são o Jacobiano do processo não-linear).

$$\text{Ex. : } \ddot{x} = (2 kx) \dot{x} + \dot{f}(t) \quad (\text{IV.26})$$

Passo 2 : substituir a equação diferencial original nos resultados do passo 1 (isto assegura que o valor final da equação diferencial linear por trechos casará com o valor final da equação diferencial NL).

$$\text{Ex. : } \ddot{x} = (2 kx) [kx^2 + f(t)] + \dot{f}(t) \quad (\text{IV.27})$$

$$\ddot{x} = J [kx^2 + f(t)] + \dot{f}(t) \quad (IV.28)$$

Passo 3 : integrar numericamente a equação diferencial desenvolvida no passo 2 mantendo o Jacobiano fixado durante o passo de integração.

Ex.: Integral dupla (numericamente) da equação (IV.28), mantendo J fixo durante o passo de integração.

IV.3.2 - EQUAÇÃO-DIFERENÇA.

A fim de desenvolver uma equação-diferença linear por partes para simular processos não-lineares descritos por:

$$\dot{x} = f(x,t) \quad (IV.29)$$

deve-se solucionar a equação diferencial linear por partes:

$$\ddot{x} = J \dot{x} + \frac{\partial f}{\partial t} \quad (IV.30)$$

na forma geral. Para fazer isto, assume-se que a forma de $\dot{f}$ é conhecida. Neste caso, assume-se uma reconstrução do tipo ordem zero de $\dot{f}$ em uma sequência de degraus e procura-se a resposta do sistema:

$$\ddot{x} = J \dot{x}, J = \text{cte.} \quad (IV.32)$$

à função de excitação degrau.

A aproximação utilizada para determinar a equação-diferença para o sistema N.L. é mostrada na figura IV.3.

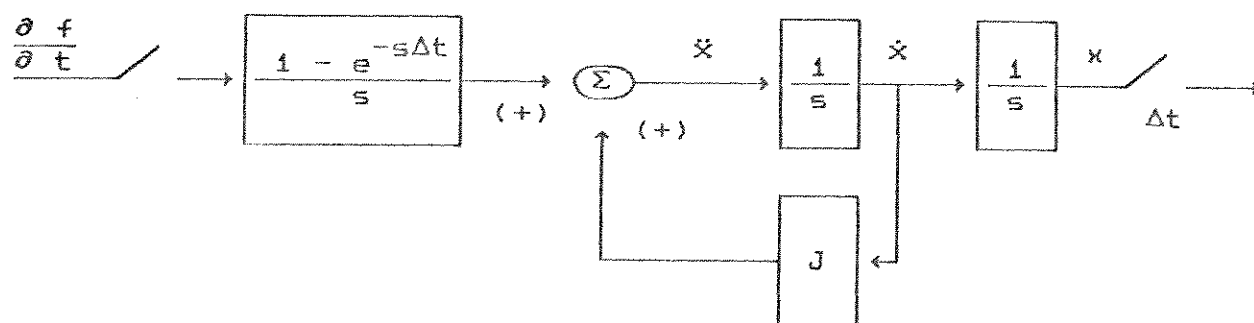


Fig.IV.3 - Diagrama de Blocos da simulação digital de $\dot{x} = f(x, t)$.

Em seguida, soluciona-se a equação homogênea:

$$\dot{x} - J \dot{x} = 0 \quad (\text{IV.32})$$

Assumindo que a solução é da seguinte forma:

$$\dot{x} = e^{A \cdot t} \quad (\text{IV.33})$$

Assim, a determinação de A vem através da substituição da equação (IV.33) na equação (IV.32):

$$A e^{A \cdot t} - J e^{A \cdot t} = 0 \quad (\text{IV.34})$$

ou seja:

$$A - J = 0 \quad (\text{IV.35})$$

ou

$$A = J \quad (\text{IV.36})$$

Desta forma, a solução da equação homogênea torna-se:

$$\dot{x} = C e^{J \cdot t} \quad (\text{IV.37})$$

Quando $t = 0$,

$$\dot{x} = \dot{x}_0 = C \quad \text{e} \quad J = J_0 \quad (\text{IV.38})$$

Consequentemente:

$$\dot{x} = e^{J_o t} \dot{x}_o \quad (\text{IV.39})$$

A solução particular da equação não-homogênea torna-se:

$$\dot{x} = e^{J_o t} \dot{x}_o + \int_0^t e^{J(t-\tau)} \left[\frac{\partial f}{\partial t} \right]_o d\tau \quad (\text{IV.40})$$

onde

$$\left[\frac{\partial f}{\partial t} \right]_o \text{ é constante durante o passo de integração.}$$

Resolvendo a integral (IV.41), segue:

$$\dot{x} = e^{J_o t} \dot{x}_o + J_o^{-1} \left[1 - e^{-J_o t} \right] \left[\frac{\partial f}{\partial t} \right]_o \quad (\text{IV.41})$$

A equação (IV.41) é integrada novamente para se obter a forma final da equação-diferença como segue:

$$x = x_o + \int_c^t \dot{x}(t) dt \quad (\text{IV.42})$$

de onde segue:

$$x = x_o + J_o^{-1} \left[e^{J_o t} - 1 \right] \dot{x}_o + J_o^{-2} \left[e^{J_o t} - t J_o - 1 \right] \left[\frac{\partial f}{\partial t} \right]_o \quad (\text{IV.43})$$

Discretizando a equação (IV.43) segue que:

$$\begin{aligned}
 x_{(n)} = & x_{(n-1)} + J_{(n-1)}^{-1} \cdot \left[e^{J_{(n-1)} \cdot \Delta t} - 1 \right] \cdot \dot{x}_{(n-1)} + \\
 & + J_{(n-1)}^{-2} \cdot \left[e^{J_{(n-1)} \cdot \Delta t} - \Delta t \cdot J_{(n-1)} - 1 \right] \cdot \dot{f}_{(n-1)} \quad (IV.44)
 \end{aligned}$$

IV.4 - TÉCNICA ZOLLENKOPF [15]

Uma técnica bastante conhecida de resolução direta de grandes conjuntos de equações lineares é o método da decomposição triangular. Neste método, a matriz de coeficientes é fatorada em um produto de uma matriz triangular superior e uma matriz triangular inferior.

O vetor de solução é encontrado por substituição "forward" e backward", isto é, para frente e para trás.

Uma variante desta técnica, desenvolvida por Tinney [47] tem o nome de bi-fatoração, a qual deve ser aplicada para matrizes de coeficientes esparsos que possuam elementos na diagonal diferentes de zero e que sejam estritamente simétricas ou assimétricas em valor mas com uma estrutura de esparsidade simétrica.

A fim de reduzir o tempo de computação e memória requerida, utiliza-se uma sequência pivotal de ordenação otimizada bem como um esquema de armazenamento compacto e especiais técnicas de programação são empregadas.

A ordenação otimizada tem como estratégia selecionar a cada passo do processo de redução uma coluna como pivot a qual contém o menor número de termos não-nulos. Isto é feito para reduzir a um número mínimo de elementos residuais gerados durante o processo de triangularização.

O esquema de armazenamento requer, além dos elementos

não-nulos da matriz, tabelas de índices de informação para a identificação dos elementos e facilitar seu endereçamento.

Zollenkopf propõe uma programação dividida em 3 partes :

1. Simulação e Ordenação;
2. Redução;
3. Solução Direta.

As subrotinas acima devem ser realizadas na sequência e estão relacionadas nos apêndices 1,2 e 3, respectivamente.

A técnica apresentada neste item é utilizada para resolver o sistemas de equações gerado pelos elementos lineares e não-lineares. Este sistema deve ser resolvido a cada passo de integração, como está salientado nos capítulos V e VI.

CAPÍTULO V

EQUACIONAMENTO DO SISTEMA EM ESTUDO

V - EQUACIONAMENTO DO SISTEMA EM ESTUDO

V.1 - INTRODUÇÃO

A partir da aplicação das técnicas apresentadas no capítulo IV, desenvolve-se as equações matriciais do sistema em estudo, a cada elemento em particular: linha de assinante, gerador de impulsos e centelhadores.

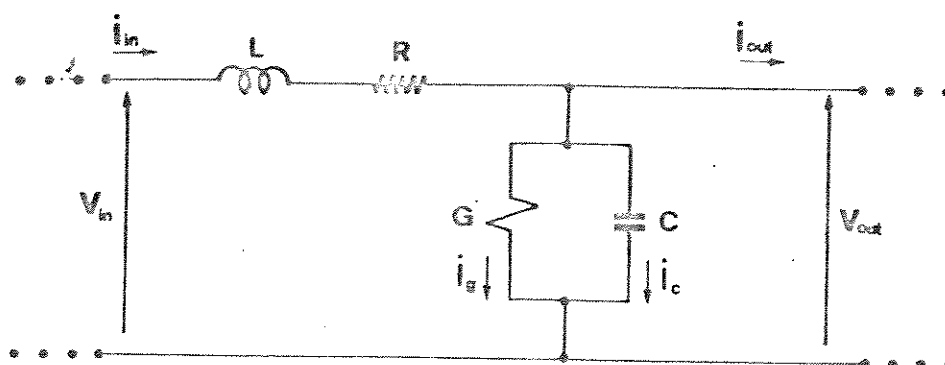
Neste trabalho a fonte de sobretensão é considerada pontual, porém sabe-se que uma descarga atmosférica induz tensões ao longo de toda a linha. Deve-se ressaltar que o modelo de linha aqui proposto é bem apropriado à representação de tensão induzida ao longo de toda a linha [6].

V.2 - LINHA DE TRANSMISSÃO

Seja uma linha de transmissão cujos parâmetros distribuídos são l (H/Km), g (U/Km), r (Ω/Km) e c (F/Km).

Subdividindo a linha de comprimento X (Km) em N_t trechos de comprimento $\Delta x = X/N_t$, cada trecho pode ser representado pelo modelo T de parâmetros concentrados (fig.V.1), tal que:

$$\begin{cases} L = l \cdot \Delta x, \\ G = g \cdot \Delta x, \\ R = r \cdot \Delta x, \\ C = c \cdot \Delta x. \end{cases} \quad (V.1)$$

Fig.V.1 - Trecho de Linha de Comprimento Δx .

Aplicando as leis de Kirchhoff no circuito da fig.V.1, tem-se:

$$\frac{L}{R} \cdot \frac{di_{in}}{dt} + i_{in} = \frac{V_{in} - V_{out}}{R} \quad (V.2)$$

$$\frac{C}{G} \cdot \frac{dv_{out}}{dt} + v_{out} = \frac{i_{in} - i_{out}}{G} \quad (V.3)$$

De acordo com o item IV.1, uma equação diferencial do tipo:

$$\tau \cdot \dot{x} + x = f \quad (V.4)$$

conduz a uma equação-diferença do tipo:

$$x_{(n)} = e^{-\Delta t/\tau} \cdot x_{(n-1)} + (1 - e^{-\Delta t/\tau}) f_{(n)} \quad (V.5)$$

onde os índices (n) e $(n-1)$ indicam o passo de simulação atual e anterior. Por analogia, as equações (V.2) e (V.3) conduzem às seguintes equações de simulação:

$$i_{in(n)} = e^{-\Delta t \cdot (R/L)} \cdot i_{in(n-1)} + \left[\frac{1 - e^{-\Delta t \cdot (R/L)}}{R} \right] \cdot \left[v_{in(n)} + v_{out(n)} \right]; \quad (V.6)$$

$$v_{out(n)} = e^{-\Delta t \cdot (G/C)} \cdot v_{out(n-1)} + \left[\frac{1 - e^{-\Delta t \cdot (G/C)}}{G} \right] \cdot \left[i_{in(n)} + i_{out(n)} \right]. \quad (V.7)$$

Convencionando:

$$M_1 = e^{-\Delta t \cdot (R/L)}; \quad (V.8)$$

$$M_2 = \frac{1 - e^{-\Delta t \cdot (R/L)}}{R}; \quad (V.9)$$

$$M_3 = e^{-\Delta t \cdot (G/C)}; \quad (V.10)$$

$$M_4 = \frac{1 - e^{-\Delta t \cdot (G/C)}}{G}; \quad (V.11)$$

pode-se escrever:

$$i_{in(k)} = M_1 \cdot i_{in(k)} + M_2 \cdot \left[v_{in(k)} - v_{out(k)} \right]; \quad (V.12)$$

$$v_{out(k)} = M_3 \cdot v_{out(k)} + M_4 \cdot \left[i_{in(k)} - i_{out(k)} \right]; \quad (V.13)$$

Sejam três trechos encadeados como na fig.V.2:

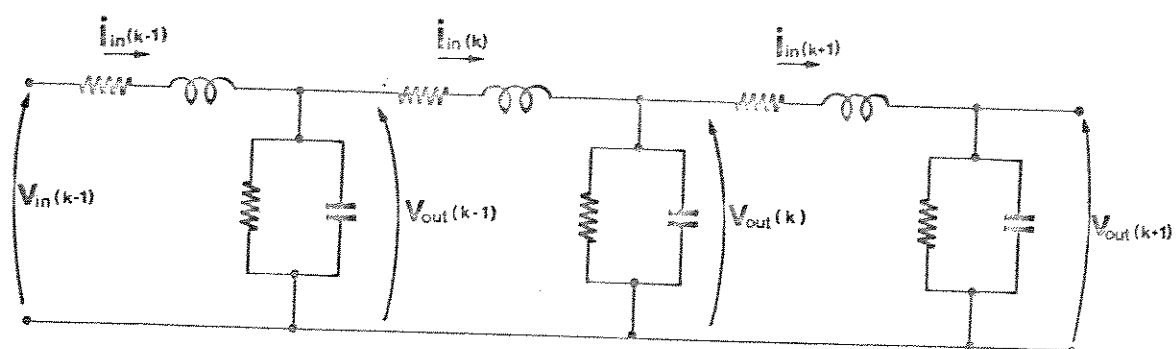


Fig.V.2 - Três trechos encadeados.

No circuito da fig.V.3 observa-se que:

$$v_{in}(k) = v_{out}(k-1) \quad (V.14)$$

e

$$i_{out}(k) = i_{in}(k+1). \quad (V.15)$$

Das relações acima, pode-se generalizar as equações (V.12) e (V.13) para um bloco qualquer k :

$$i_{in(n)}(k) = M_1 \cdot i_{in(n-1)}(k) + M_2 \cdot [v_{out(n)}(k-1) - v_{out(n)}(k)]; \quad (V.16)$$

$$v_{out(n)}(k) = M_3 \cdot v_{out(n-1)}(k) + M_4 \cdot [i_{in(n)}(k) - i_{in(n)}(k+1)]; \quad (V.17)$$

Assim as equações (V.16) e (V.17) podem ser reescritas colocando-se os termos em (n) à esquerda e os termos em $(n-1)$ à direita da igualdade, isto é:

$$i_{in(n)}(k) - M_2 v_{out(n)}(k-1) + M_2 v_{out(n)}(k) = M_1 i_{in(n-1)}(k) ; \quad (V.18)$$

$$v_{out(n)}(k) - M_4 i_{in(n)}(k) + M_4 i_{in(n)}(k+1) = M_3 v_{out(n-1)}(k) ; \quad (V.19)$$

ou

$$N_1 i_{in(n)}(k) - N_2 v_{in(n)}(k) + N_2 v_{out(n)}(k) = i_{in(n-1)}(k) ; \quad (V.20)$$

$$N_3 v_{out(n)}(k) - N_4 i_{in(n)}(k) + N_4 i_{out(n)}(k) = v_{out(n-1)}(k) ; \quad (V.21)$$

onde:

$$\begin{cases} N_1 = 1/M_1 ; \\ N_2 = M_2/M_1 ; \\ N_3 = 1/M_3 ; \\ N_4 = M_4/M_3 . \end{cases} \quad (V.22)$$

Como nas equações (V.20) e (V.21) só existem variáveis do tipo v_{out} e i_{in} , faz-se a seguinte substituição, para simplificação da notação:

$$\begin{cases} v_{out} = v ; \\ i_{in} = i . \end{cases} \quad (V.23)$$

Assim,

$$N_1 i_{(n)}(k) - N_2 v_{(n)}(k-1) + N_2 v_{(n)}(k) = i_{(n-1)}(k) ; \quad (V.24)$$

$$N_3 v_{(n)}(k) - N_4 i_{(n)}(k) + N_4 i_{(n)}(k+1) = v_{(n-1)}(k) ; \quad (V.25)$$

Para uma linha subdividida em N_t trechos, obtem-se um sistema de $2 \times N_t$ incógnitas, que pode ser descrito matricialmente da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix}
 N_1 & N_2 & & & \\
 -N_4 & N_3 & N_4 & & \\
 & -N_2 & N_1 & N_2 & \\
 & & & \ddots & \\
 & & & & -N_4 & N_3 & N_4 \\
 & & & & & -N_2 & N_1 & N_2 \\
 & & & & & & & -N_4 & \zeta
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 i(1) \\
 v(1) \\
 i(2) \\
 \vdots \\
 \vdots \\
 i(N_t) \\
 v(N_t)
 \end{bmatrix}_{(n)}
 =
 \begin{bmatrix}
 i(1) \\
 v(1) \\
 i(2) \\
 \vdots \\
 \vdots \\
 i(N_t) \\
 v(N_t)
 \end{bmatrix}_{(n-1)}
 + [N_2 v_0]_{(n)} \quad (V.26)$$

onde:

v_0 : representa a excitação por tensão na extremidade esquerda da linha;

$$\zeta = (1/M_3 + N_4 \cdot \xi);$$

ξ : representa uma função da corrente consumida na extremidade direita da linha, isto é, da equação (V.25),

$$\xi = i_{(n)}(N_t + 1),$$

ou, a corrente de carga.

O sistema matricial acima deve ser solucionado a cada passo de simulação no tempo.

V.2.1 - EXEMPLO Nº01

Neste caso a representação da linha é feita com três trechos e fonte de tensão que é uma função no tempo, isto é, $v_0 = f(t)$. A carga (R_L) é resistiva e colocada no final da linha (ver fig.V.3):

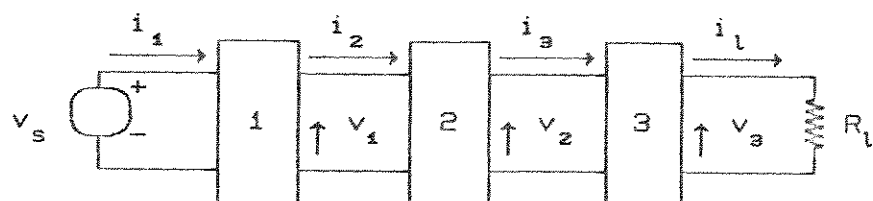


Fig.V.3 - Diagrama de Blocos do exemplo nº01.

Para este sistema, vale a seguinte equação matricial de simulação:

$$\begin{bmatrix} N_1 & N_2 & & & \\ -N_4 & N_3 & N_4 & & \\ & -N_2 & N_1 & N_2 & \\ & & -N_4 & N_3 & N_4 \\ & & & -N_2 & N_1 & N_2 \\ & & & & -N_4 & \zeta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ v_1 \\ i_2 \\ v_2 \\ i_3 \\ v_3 \end{bmatrix}_{(n)} = \begin{bmatrix} i_1 \\ v_1 \\ i_2 \\ v_2 \\ i_3 \\ v_3 \end{bmatrix}_{(n-1)} + [N_2 \ v_0]_{(n)} \quad (V.27)$$

onde:

$$\zeta = (1/M_3) + (N_4/R_l)$$

Note que, comparando com a equação (V.26), $\xi = 1/R_l$.

V.3 - GERADOR DE IMPULSO

Simulações em laboratórios para ensaios de equipamentos de alta tensão são realizadas com a utilização de geradores de tensões de magnitudes e formas diferentes.

Para determinar as equações de simulação em função de v_g , v_o e i_g , considera-se o circuito da fig.III.3. O circuito é redesenhado na fig.V.4 para facilidade de visualização.

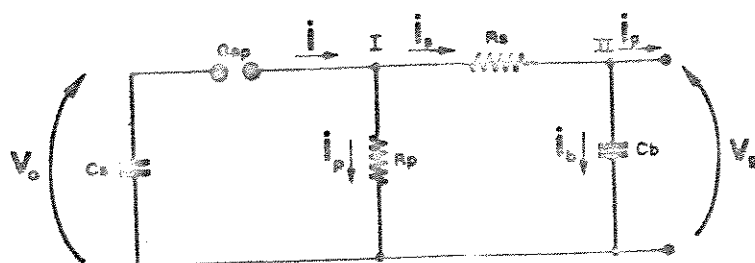


Fig.V.4-Gerador de Impulso após a abertura de arco no gap.

No circuito da fig.V.4:

$$i = -C_s \cdot \left(\frac{dv_o}{dt} \right); \quad (V.28)$$

$$i_p = \frac{v_o}{R_p}; \quad (V.29)$$

$$i_s = \frac{v_o - v_g}{R_s}; \quad (V.30)$$

Obtendo o somatório das correntes no nó I, tem-se:

$$i_s = i - i_p; \quad (V.31)$$

Substituindo as equações (V.28), (V.29) e (V.30) na equação (V.31), segue:

$$\frac{v_o - v_g}{R_s} = -C_s \cdot \left(\frac{dv_o}{dt} \right) - \frac{v_o}{R_p} \quad (V.32)$$

Separando os termos em v_o à direita e os termos em v_g à esquerda, segue:

$$C_s \cdot \dot{v}_o + \frac{v_o}{R_p} + \frac{v_o}{R_s} = \frac{v_g}{R_s} \quad (V.33)$$

onde:

$$\dot{v}_o = \frac{dv_o}{dt} \quad (V.34)$$

Manipulando os termos da equação (V.33), pode-se escrever:

$$R_s \cdot R_p \cdot C_s \cdot \dot{v}_o + (R_p + R_s) \cdot v_o = R_p \cdot v_g; \quad (V.35)$$

ou ainda,

$$\left[\frac{R_s \cdot R_p}{R_s + R_p} \right] \cdot C_s \cdot \dot{v}_o + v_o = \left[\frac{R_p}{R_s + R_p} \right] \cdot v_g \quad (V.36)$$

Para obter a segunda equação de simulação, toma-se a corrente i_b :

$$i_b = C_b \cdot \left(\frac{dv_g}{dt} \right); \quad (V.37)$$

Tomando o somatório das correntes no nó II, tem-se:

$$i_g = i_s - i_b; \quad (V.38)$$

Substituindo as equações (V.30) e (V.37) na equação (V.38), tem-se:

$$i_g = \left[\frac{v_o - v_g}{R_s} \right] - C_b \cdot \left(\frac{dv_g}{dt} \right); \quad (V.39)$$

ou, ainda,

$$R_s \cdot C_b \cdot \dot{v}_g + v_g = v_o - R_s \cdot i_g \quad (V.40)$$

onde:

$$\dot{v}_g = \frac{dv_g}{dt} \quad (V.41)$$

As equações (V.36) e (V.40) podem ser reescritas da seguinte forma:

$$P_1 \cdot \dot{v}_o + v_o = P_2 \cdot v_g \quad (V.42)$$

$$P_3 \cdot \dot{v}_g + v_g = v_o - R_s \cdot i_g \quad (V.43)$$

onde:

$$P_1 = \left[\frac{R_s \cdot R_p}{R_s + R_p} \right] \cdot C_s; \quad (V.44)$$

$$P_2 = \left[\frac{R_p}{R_s + R_p} \right]; \quad (V.45)$$

$$P_3 = R_s \cdot C_b; \quad (V.46)$$

Nota-se que as equações (V.42) e (V.43) são equações diferenciais lineares de primeira ordem. No capítulo anterior foi desenvolvida a equação de simulação (IV.19) para este tipo de equação diferencial linear. Assim as equações de simulação equivalentes das equações (V.42) e (V.43) são dadas por:

$$v_{o(n)} = P_4 \cdot v_{o(n-1)} + (1 - P_4) \cdot P_2 \cdot v_{g(n)} \quad (V.47)$$

$$v_{g(n)} = P_5 \cdot v_{g(n-1)} + (1 - P_5) \cdot (v_{o(n)} - R_s \cdot i_{g(n)}) \quad (V.48)$$

onde:

$$\begin{cases} P_4 = \exp(-\Delta t/P_1); \\ P_5 = \exp(-\Delta t/P_3); \end{cases} \quad (V.49)$$

Rearranjando os termos das equações (V.47) e (V.48), isolando os termos em (n) à esquerda e os termos (n-1) à direita, tem-se:

$$v_{o(n)} + P_2 \cdot (P_4 - 1) \cdot v_{g(n)} = P_4 \cdot v_{o(n-1)} \quad (V.50)$$

$$(P_5 - 1) \cdot v_{o(n)} + v_{g(n)} + R_s \cdot (1 - P_5) \cdot i_{g(n)} = P_5 \cdot v_{g(n-1)} \quad (V.51)$$

Definindo as seguintes constantes:

$$\begin{cases} P_6 = P_2 \cdot (P_4 - 1); \\ P_7 = P_5 - 1; \\ P_8 = -R_s \cdot P_7; \end{cases} \quad (V.52)$$

tem-se:

$$v_{o(n)} + P_6 \cdot v_{g(n)} = P_4 \cdot v_{o(n-1)} \quad (V.53)$$

$$P_7 \cdot v_{o(n)} + v_{g(n)} + P_8 \cdot i_{g(n)} = P_5 \cdot v_{g(n-1)} \quad (V.54)$$

As equações (V.53) e (V.54) podem ser colocadas na forma matricial, como segue:

$$\begin{bmatrix} 1 & P_6 & \\ P_7 & 1 & P_8 \\ & 1 & \xi \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_o \\ v_g \\ i_g \end{bmatrix}_{(n)} = \begin{bmatrix} P_4 \cdot v_o \\ P_5 \cdot v_g \\ 0.0 \end{bmatrix}_{(n-1)} \quad (V.55)$$

onde:

ξ : depende do sistema externo, isto é carga conectada ao gerador
(veja exemplo a seguir);

A fim de eliminar os produtos no vetor da direita, define-se as seguintes constantes:

$$\begin{cases} Q_4 = 1/P_4; \\ Q_5 = 1/P_5; \\ Q_6 = P_6/P_4; \\ Q_7 = P_7/P_5; \\ Q_8 = P_8/P_5; \end{cases} \quad (V.56)$$

Assim, a equação matricial (V.55) pode ser reescrita como segue:

$$\begin{bmatrix} Q_4 & Q_6 & \\ Q_7 & Q_5 & Q_8 \\ & 1 & \xi \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_o \\ v_g \\ i_g \end{bmatrix}_{(n)} = \begin{bmatrix} v_o \\ v_g \\ 0 \end{bmatrix}_{(n-1)} \quad (V.57)$$

V.3.1 - EXEMPLO Nº02

Seja um gerador de impulso como o descrito nesta seção conectado a uma carga resistiva. Neste caso, a equação que representa a dinâmica do resistor é dada por:

$$v_g = R_l \cdot i_g \quad (V.58)$$

ou

$$v_g - R_l \cdot i_g = 0.0; \quad (V.59)$$

Note que, neste caso, $\xi = -R_l$.

Matricialmente, este sistema pode ser representado como segue:

$$\begin{bmatrix} Q_4 & Q_6 & & \\ Q_7 & Q_5 & Q_8 & \\ & 1 & -R_l & \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_o \\ v_g \\ i_g \end{bmatrix}_{(n)} = \begin{bmatrix} v_o \\ v_g \\ 0 \end{bmatrix}_{(n-1)} \quad (V.60)$$

V.4 - GERADOR DE IMPULSO EM UM PONTO QUALQUER DA LINHA

Neste item é desenvolvida a equação matricial de simulação para um sistema tal que o gerador de impulsos está localizado em um ponto qualquer ao longo da linha. Seja a representação dos elementos do sistema dada na figura V.5:

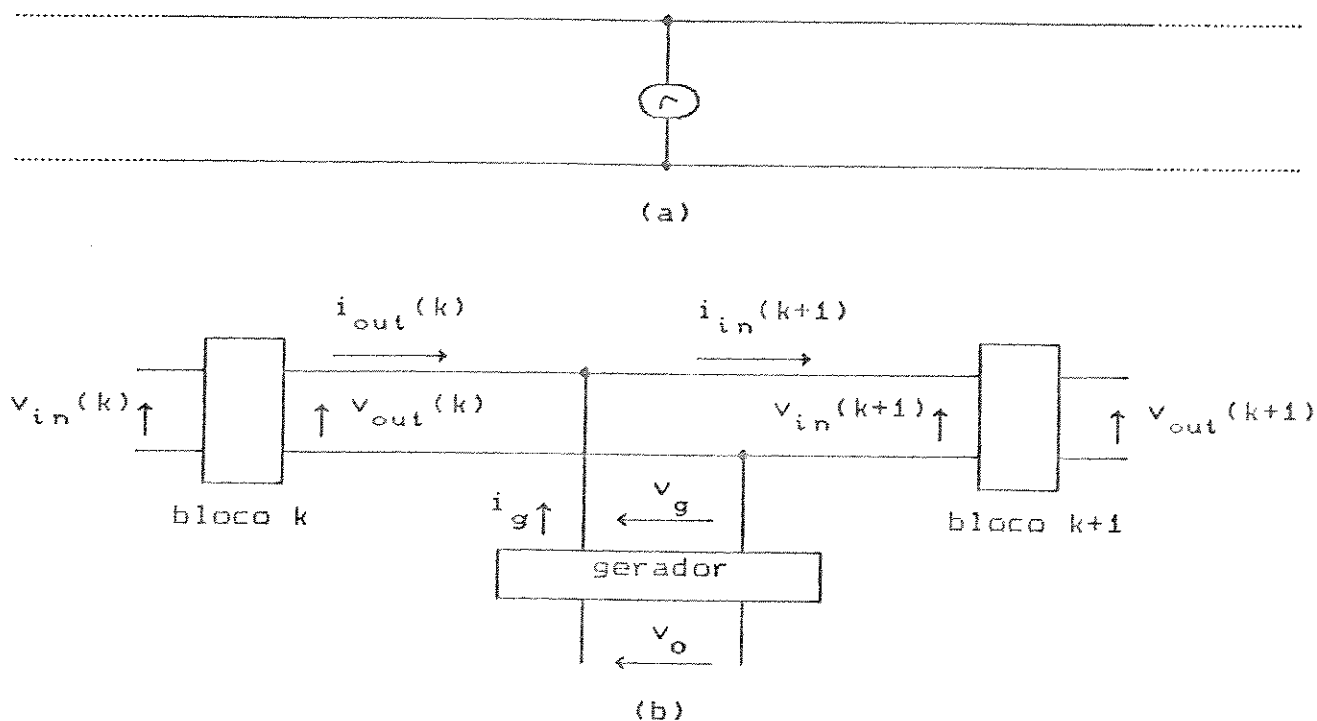


Fig.V.5 - Gerador de Impulso conectado em um ponto qualquer de uma linha:

(a) Diagrama Esquemático;

(b) Diagrama de Blocos.

As equações de simulação para o bloco genérico (k) são dadas por:

$$N_1 \cdot i_{in}(k) - N_2 \cdot v_{in}(k) + N_2 \cdot v_{out}(k) = i_{in}(k) ; \quad (V.61)$$

$$N_3 \cdot v_{out}(k) - N_4 \cdot i_{in}(k) + N_4 \cdot i_{out}(k) = v_{out}(k) ; \quad (V.62)$$

Da mesma forma, as equações de simulação para o bloco (k+1) são dadas por:

$$N_1 \cdot i_{in(n)}(k+1) - N_2 \cdot v_{in(n)}(k+1) + N_2 \cdot v_{out(n)}(k+1) = i_{in(n-1)}(k+1) ; \quad (V.63)$$

$$N_3 \cdot v_{out(n)}(k+1) - N_4 \cdot i_{in(n)}(k+1) + N_4 \cdot i_{out(n)}(k+1) = v_{out(n-1)}(k+1) ; \quad (V.64)$$

Equacionando as tensões e correntes no nó de conexão, obtém-se:

$$v_{out}(k) = v_{in}(k+1) = v_g ; \quad (V.65)$$

$$i_{out}(k) = i_{in}(k+1) - i_g ; \quad (V.66)$$

Uma vez que as relações acima devem ser obedecidas para todos os passos de simulação, pode-se escrever:

$$v_{out(n)}(k) = v_{in(n)}(k+1) = v_{g(n)} ; \quad (V.67)$$

$$i_{out(n)}(k) = i_{in(n)}(k+1) - i_{g(n)} ; \quad (V.68)$$

Utilizando as relações acima, pode-se reescrever as equações para o trecho (k):

$$N_1 \cdot i_{in(n)} - N_2 \cdot v_{out(n)} + N_2 \cdot v_{g(n)} = i_{in(n-1)} ; \quad (V.69)$$

$$N_3 \cdot v_{g(n)} - N_4 \cdot i_{in(n)} + N_4 \cdot [i_{in(n)} - i_{g(n)}] = v_{out(n-1)} ; \quad (V.70)$$

e trecho (k+1):

$$N_1 \cdot i_{in(n)} - N_2 \cdot v_{g(n)} + N_2 \cdot v_{out(n)} = i_{in(n-1)} ; \quad (V.71)$$

$$N_3 \cdot v_{out(n)} - N_4 \cdot i_{in(n)} + N_4 \cdot i_{out(n)} = v_{out(n-1)} ; \quad (V.72)$$

V.4.1 - EXEMPLO Nº03

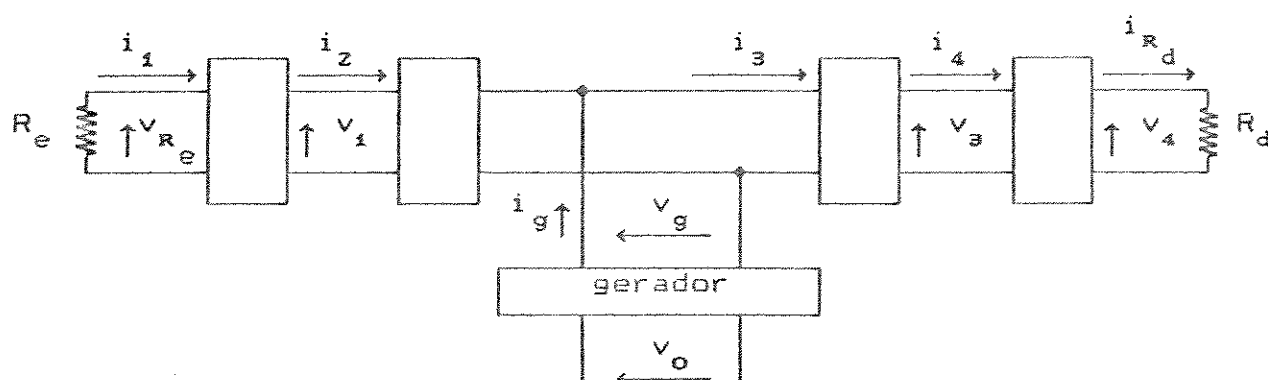


Fig.V.6 - Diagrama de Blocos do Exemplo nº02.

Seja uma linha representada por 4 trechos, com as extremidades conectadas à resistências R_e (à esquerda) e R_d (à direita) (fig.V.6). Se um gerador de impulsos é colocado no meio da linha, a equação matricial de simulação do sistema pode ser escrita como segue:

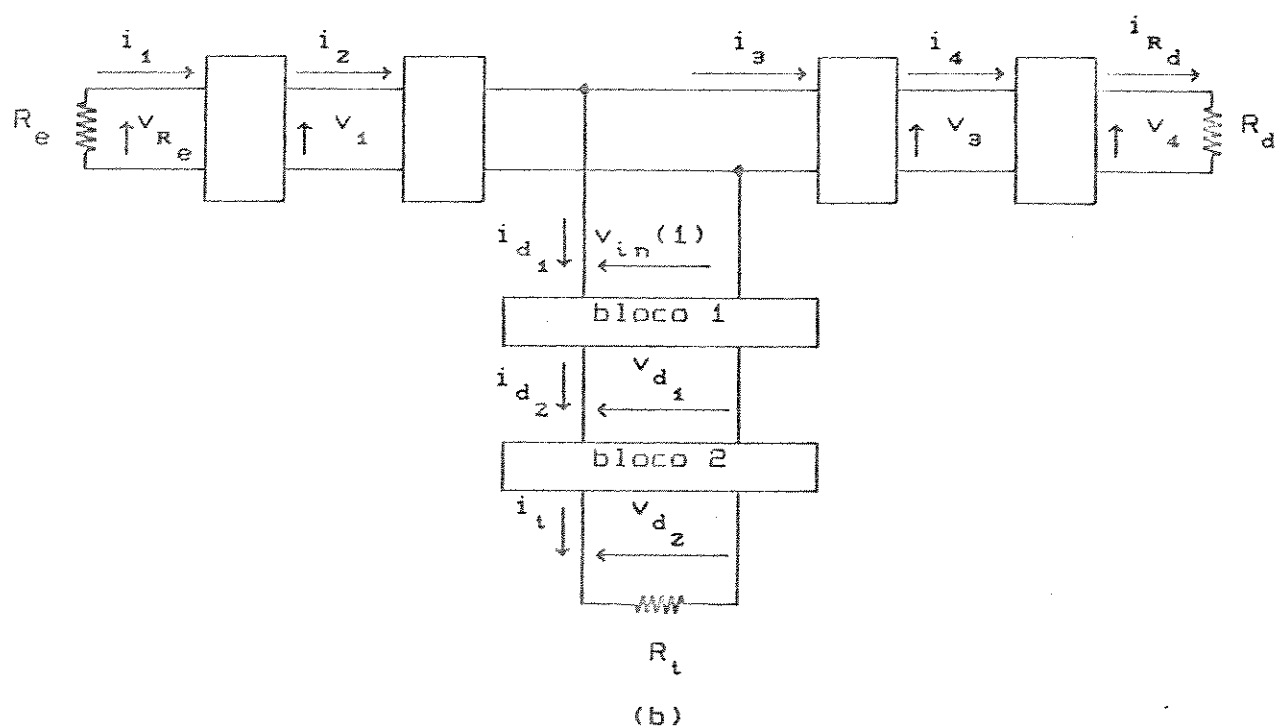
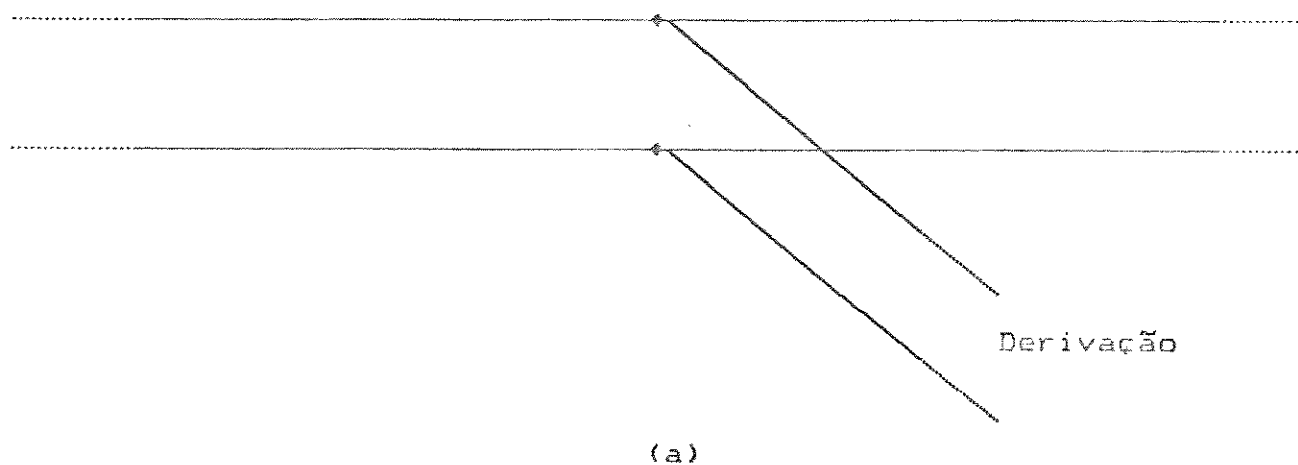


Fig.V.7 - Linha com uma derivação.

(a) Diagrama Esquemático;

(b) Diagrama de Blocos.

Relembrando as equações de simulação para os blocos (k) e (k+1) da linha:

para o trecho (k):

$$N_1 \cdot i_{in(n)}(k) - N_2 \cdot v_{in(n)}(k) + N_2 \cdot v_{out(n)}(k) = i_{in(n-1)}(k) ; \quad (V.74)$$

$$N_3 \cdot v_{out(n)}(k) - N_4 \cdot i_{in(n)}(k) + N_4 \cdot i_{out(n)}(k) = v_{out(n-1)}(k) ; \quad (V.75)$$

e trecho (k+1):

$$N_1 \cdot i_{in(n)}(k+1) - N_2 \cdot v_{in(n)}(k+1) + N_2 \cdot v_{out(n)}(k+1) = i_{in(n-1)}(k+1) ; \quad (V.76)$$

$$N_3 \cdot v_{out(n)}(k+1) - N_4 \cdot i_{in(n)}(k+1) + N_4 \cdot i_{out(n)}(k+1) = v_{out(n-1)}(k+1) ; \quad (V.77)$$

Para o bloco (1) da derivação tem-se:

$$D_1 \cdot i_{in(n)}(k) - D_2 \cdot v_{in(n)}(k) + D_2 \cdot v_{out(n)}(k) = i_{in(n-1)}(k) ; \quad (V.78)$$

$$D_3 \cdot v_{out(n)}(k) - D_4 \cdot i_{in(n)}(k) + D_4 \cdot i_{out(n)}(k) = v_{out(n-1)}(k) ; \quad (V.79)$$

onde D_1, D_2, D_3 e D_4 são constantes definidas da mesma forma que se define as constantes "M" da linha principal.

No nó de derivação tem-se:

$$v_{out(n)}(k) = v_{in(n)}(k+1) = v_{in(n)}(1) \quad (V.80)$$

$$i_{out(n)}(k) = i_{in(n)}(1) + i_{in(n)}(k+1) \quad (V.81)$$

Substituindo as relações (V.80) e (V.81) nas equações (V.78) e (V.79), tem-se:
para o trecho (k):

$$N_1 \cdot i_{in(n)}(k) - N_2 \cdot v_{out(n)}(k) + N_2 \cdot v_{in(n)}(1) = i_{in(n-1)}(k) ; \quad (V.82)$$

$$N_3 \cdot v_{in(n)}(1) - N_4 \cdot i_{in(n)}(k) + N_4 \cdot i_{in(n)}(k+1) = v_{out(n-1)}(1) ; \quad (V.83)$$

e trecho (k+1):

$$N_1 \cdot i_{in(n)}(k+1) - N_2 \cdot v_{in(n)}(1) + N_2 \cdot v_{out(n)}(k+1) = i_{in(n-1)}(k+1) ; \quad (V.84)$$

$$N_3 \cdot v_{out(n)}(k+1) - N_4 \cdot i_{in(n)}(k+1) + N_4 \cdot i_{in(n)}(k+2) = v_{out(n-1)}(k+1) ; \quad (V.85)$$

V.5.1 - EXEMPLO Nº04

Simulação de um sistema contendo um tronco principal, uma derivação e um gerador de impulsos conectado como no diagrama esquemático da fig.V.8.

V.6 - CENTELHADOR

Seja o dispositivo de proteção localizado no extremo de uma linha (fig.V.9):

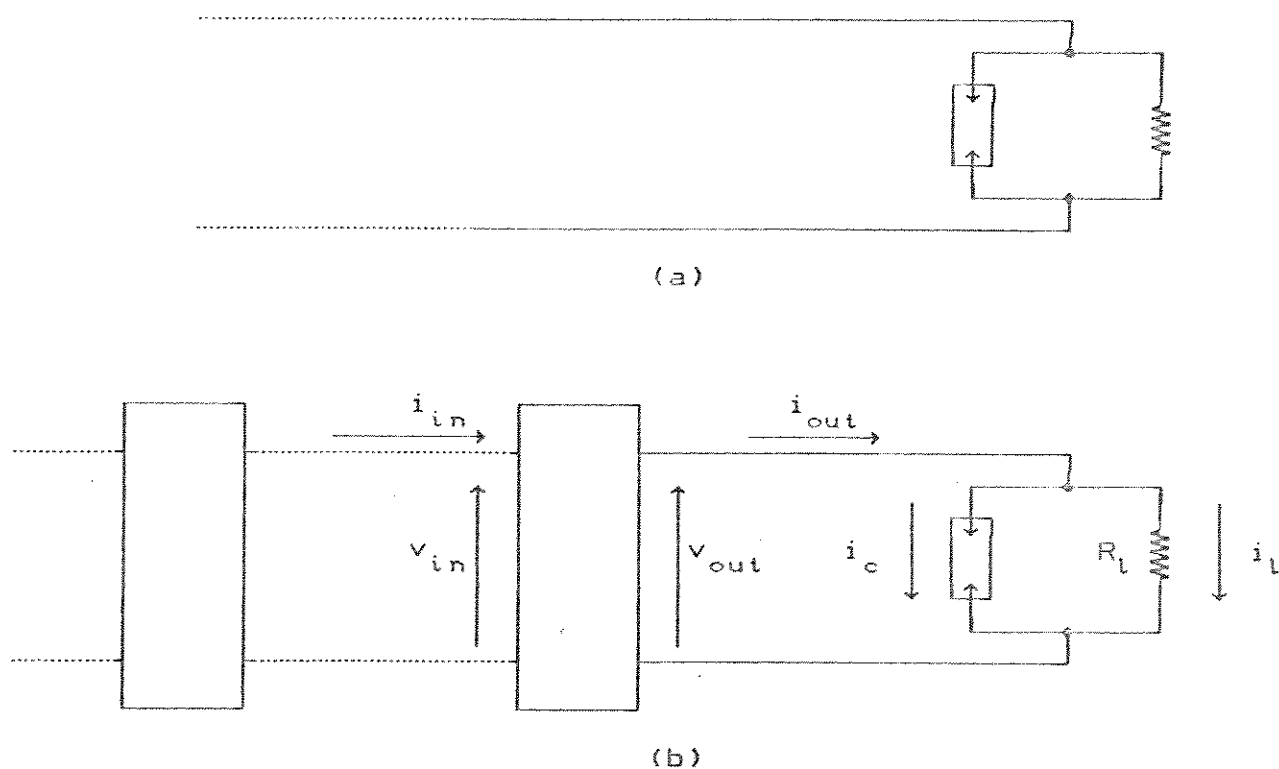


Fig.V.9 - Centelhador em uma extremidade de uma linha.

(a) Diagrama Esquemático;

(b) Diagrama de Blocos.

A dinâmica do centelhador pode ser expressa da seguinte forma [27,40]:

$$\begin{cases} \text{se } v_{out} < v_d, \text{ então } i_c = 0 \end{cases} \quad (V.87)$$

$$\begin{cases} \text{se } v_{out} \geq v_d \text{ e } i_c > i_{min}, \text{ então } i_c = \frac{v_{out}^5}{R_o v_d^4} \end{cases} \quad (V.88)$$

onde:

v_d : tensão de disparo do centelhador

i_c : corrente do centelhador
 i_{min} : corrente mínima de manutenção de arco
 R_o : resistência inicial de arco do centelhador.

Como já foi visto, para o último trecho da linha vale a seguinte relação:

$$\frac{C}{G} \cdot \frac{dv_{out}}{dt} + v_{out} = \frac{i_{in} - i_{out}}{G} \quad (V.89)$$

Por outro lado,

$$\begin{cases} \text{se } i_c = 0, \text{ então } i_{out} = i_L & (V.90) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \text{se } i_c \neq 0, \text{ então } i_{out} = i_L + \frac{v_{out}^5}{R_o v_d^4} & (V.91) \end{cases}$$

Substituindo a equação (V.91) na equação (V.89), tem-se:

$$\frac{dv_{out}}{dt} = - \frac{G}{C} \cdot v_{out} - \frac{v_{out}^5}{C R_o v_d^4} + \frac{i_{in} - i_L}{C} \quad (V.92)$$

ou ainda:

$$\frac{dv_{out}}{dt} = S_1 \cdot v_{out} + S_2 \cdot v_{out}^5 + f(t) \quad (V.93)$$

onde:

$$S_1 = - \frac{G}{C} \quad (V.94)$$

$$S_2 = - \frac{1}{C R_o \cdot v_d^4} \quad (V.95)$$

$$f(t) = \frac{i_{in} - i_L}{C} \quad (V.96)$$

A equação de simulação do centelhador pode ser obtida pela técnica apresentada no item IV.3 :

Diferenciando a equação (V.92) tem-se:

$$\frac{d^2 v_{out}}{dt^2} = \left[S_1 + 5.S_2.v_{out}^4 \right] \cdot \dot{v}_{out} + \dot{f}(t) \quad (V.97)$$

A equação (V.93) tem a seguinte forma:

$$\frac{d^2 v_{out}}{dt^2} = J \cdot \dot{v}_{out} + \dot{f}(t) \quad (V.98)$$

onde:

J : Jacobiano

$$J = S_1 + 5.S_2.v_{out}^4 \quad (V.99)$$

No item IV.3.2 foi desenvolvida a equação de simulação para a equação diferencial do tipo da equação (V.98), isto é, se um sistema é descrito como segue:

$$\ddot{x} = J \cdot \dot{x} + \frac{\partial f}{\partial t} \quad (V.100)$$

então, sua equação de simulação pode ser dada por:

$$\begin{aligned} x_{(n)} = & x_{(n-1)} + J_{(n-1)}^{-1} \cdot \left[e^{J_{(n-1)} \cdot \Delta t} - 1 \right] \cdot \dot{x}_{(n-1)} + \\ & + J_{(n-1)}^{-2} \cdot \left[e^{J_{(n-1)} \cdot \Delta t} - \Delta t \cdot J_{(n-1)} - 1 \right] \cdot \dot{f}_{(n-1)} \quad (V.101) \end{aligned}$$

Assim por analogia das equações (V.98) e (V.100), obtém-se a equação para simulação do centelhador:

$$\begin{aligned}
 v_{out(n)} = & v_{out(n-1)} + J_{(n-1)} \cdot \left[e^{J_{(n-1)} \cdot \Delta t} - 1 \right] \cdot \dot{v}_{out(n-1)} + \\
 & + J_{(n-1)}^{-2} \cdot \left[e^{J_{(n-1)} \cdot \Delta t} - \Delta t \cdot J_{(n-1)} - 1 \right] \cdot \dot{f}_{(n-1)} \quad (V.102)
 \end{aligned}$$

onde:

$$J_{(n-1)} = S_1 + 5 \cdot S_2 \cdot v_{out(n-1)}^4 \quad (V.103)$$

$$\dot{v}_{out(n-1)} = S_1 \cdot v_{out(n-1)} + S_2 \cdot v_{out(n-1)}^5 + f_{(n-1)} \quad (V.104)$$

$$f_{(n-1)} = \frac{i_{in(n-1)} - i_{L(n-1)}}{C} \quad (V.105)$$

$$\dot{f}_{(n-1)} = \frac{f(t)_{(n-1)} - f(t)_{(n-2)}}{\Delta t} \quad (V.106)$$

Note que se o centelhador estiver em um ponto qualquer da linha, i_L da equação (V.105) deve se substituída por $i_{in}(k+1)$.

V.6.1 - EXEMPLO Nº05

No caso de uma linha ser representada por três trechos (ver exemplo V.2.1), com um centelhador conectado na extremidade direita (fig. V.10), a equação matricial de simulação será dada pela equação (V.27) enquanto o centelhador permanecer inativo.

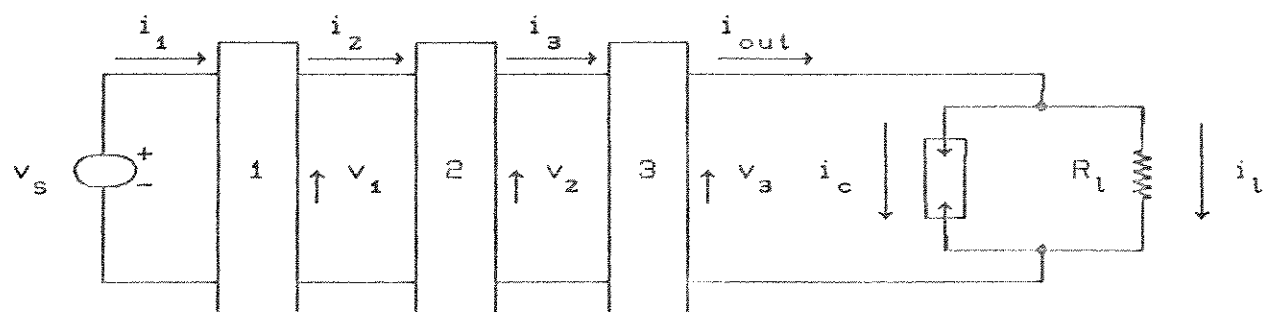


Fig.V.10 - Diagrama de Blocos de um centelhador na extremidade de uma linha.

Se a tensão v_3 exceder a tensão de abertura de arco (V_d) do centelhador, então, a equação matricial de simulação passa ser a seguinte:

$$\begin{bmatrix} N_1 & N_2 & & & \\ -N_4 & N_3 & N_4 & & \\ & -N_2 & N_1 & N_2 & \\ & & -N_4 & N_3 & N_4 \\ & & & -N_2 & N_1 & N_2 \\ & & & & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ v_1 \\ i_2 \\ v_2 \\ i_3 \\ v_3 \end{bmatrix}_{(n)} = \begin{bmatrix} i_1 \\ v_1 \\ i_2 \\ v_2 \\ i_3 \\ \zeta \end{bmatrix}_{(n-1)} + [N_2 \ v_0]_{(n)} \quad (V.107)$$

onde:

$$\begin{aligned} \zeta = v_{a(n-1)} &+ J_{(n-1)}^{-1} \cdot \left[e^{J_{(n-1)} \cdot \Delta t} - 1 \right] \cdot \dot{v}_{a(n-1)} + \\ &+ J_{(n-1)}^{-2} \cdot \left[e^{J_{(n-1)} \cdot \Delta t} - \Delta t \cdot J_{(n-1)} - 1 \right] \cdot \ddot{v}_{a(n-1)} \end{aligned}$$

$$J_{(n-1)} = S_1 + 5 \cdot S_2 \cdot v_{a(n-1)}^4$$

$$\dot{v}_{3(n-1)} = S_1 v_{3(n-1)} + S_2 \cdot v_{3(n-1)}^5 + f_{(n-1)}$$

$$f_{(n-1)} = \frac{i_{3(n-1)} - i_{L(n-1)}}{C}$$

$$\dot{f}_{(n-1)} = \frac{f(t)_{(n-1)} - f(t)_{(n-2)}}{\Delta t}$$

e

$$i_{L(n-1)} = \frac{v_{3(n-1)}}{R_L}$$

Deste modo nota-se que na simulação deste sistema, é necessário trabalhar com duas equações matriciais: uma válida enquanto o centelhador está inativo (equação V.27) e outra, válida enquanto o centelhador estiver ativo (equação V.107).

CAPÍTULO VI

O PROGRAMA COMPUTACIONAL E SIMULAÇÕES

VI - PROGRAMA COMPUTACIONAL E SIMULAÇÕES

VI.1 - INTRODUÇÃO

Utilizando as técnicas e expressões desenvolvidas nos capítulos IV e V, implementamos um programa digital simulador de linhas de assinantes, o qual denomina-se SIMLINE.

Este capítulo objetiva apresentar o algoritmo implementado, bem como algumas das características do programa SIMLINE.

Como forma de validar os resultados obtidos com o simulador SIMLINE, utilizamos os resultados obtidos com o simulador SLA (ver item III.5.3) para comparações e avaliações (itens VI.4).

Objetivando caracterizar o desempenho do simulador SIMLINE, são mostrados estudos sobre o tempo computacional necessário nas simulações e sua relação com o número de trechos utilizado para a representação da linha (item VI.5).

Para ilustrar algumas das aplicações possíveis de serem realizadas com o programa SIMLINE, apresentamos 3 casos de configuração possíveis (item VI.6).

VI.2 - CARACTERÍSTICAS GERAIS DO SIMULADOR SIMLINE

Desenvolvido para micro-computadores do tipo PC, o simulador SIMLINE possui duas versões quanto à utilização ou não de um co-processador aritmético.

Programado em TURBO-PASCAL, v.5.0, o programa SIMLINE é do tipo conversacional e é provido de recursos gráficos que permitem o ajuste de escalas, automática ou manualmente, a qualquer momento da simulação.

O programa SIMLINE é capaz de mostrar a resposta temporal

de tensão e corrente em diversos pontos do sistema ao mesmo tempo.

O item seguinte descreve o algoritmo implementado.

VI.3 - ALGORITMO E DIAGRAMA DE BLOCOS

O algoritmo básico consiste em determinar o estado do sistema pela solução de um sistema linear de equações algébricas do tipo:

$$A \cdot \bar{V}_{(n)} = \bar{V}_{(n-1)} \quad (VI.1)$$

onde:

$\bar{V}_{(n)}$ - vetor de tensões e correntes a serem determinadas a cada passo de simulação;

A - matriz real e simétrica, característica do sistema;

$\bar{V}_{(n-1)}$ - vetor conhecido e determinado pelas funções de excitação no instante t e do estado do sistema nos passos anteriores ("história" da simulação);

As equações (V.27), (V.60), (V.73) e (V.86) são exemplos de sistemas do tipo (VI.1).

Uma vez que poucos elementos de A são diferentes de zero, técnicas de esparsidade com eliminação ordenada de maneira ótima são utilizadas para triangularizar A e executar uma solução repetida a cada passo de simulação. A fig.VI.1 mostra o fluxograma do programa SIMLINE.

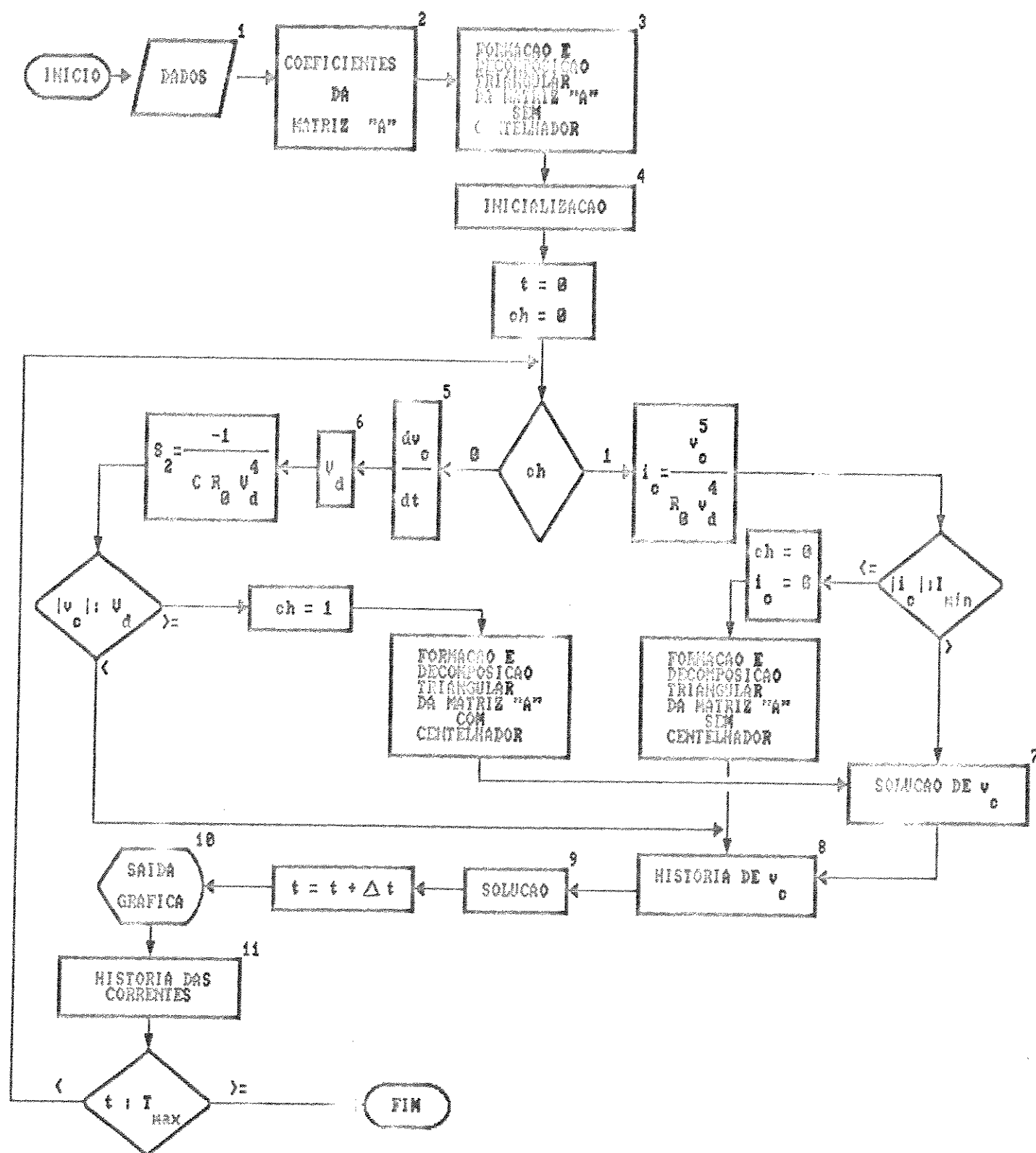


Fig.VI.1 - Fluxograma Programa SIMLINE.

No fluxograma da fig.VI.1 tem-se as seguintes convenções:

- t - tempo;
- ch - variável de controle de abertura de arco no centelhador;
- v_c - tensão entre os bornes do centelhador;
- v_d - tensão de abertura de arco no centelhador;
- i_c - corrente através do centelhador;
- i_{min} - corrente mínima de manutenção de arco no centelhador;
- Δt - passo de integração no tempo;
- R_o - resistência do centelhador na abertura de arco;
- C - capacitância de um trecho;
- S_2 - constante (eq.V.93).

Descrição dos blocos numerados:

1. Leitura de Dados:

- configuração do sistema;
- parâmetros distribuídos da linha e/ou derivação;
- parâmetros de fonte de tensão ou gerador de impulsos;
- parâmetros do centelhador;
- Δx ;
- Δt .

2. Cálculo dos coeficientes da matriz A:

- para linha e derivação:
equações V.1, V.8, V.9, V.10, V.11 e V.22.
- para o gerador de impulsos:
equações V.44, V.45, V.46, V.49, V.52 e V.56.
- para o centelhador:
equações V.94 e V.95.

3. Neste bloco:

- de acordo com a posição do elemento na matriz, formar o armazenamento compacto dos coeficientes gerados no bloco 2.
- subrotina de Simulação e Ordenação (Apêndice 1).
- subrotina Redução (Apêndice 2).

4. Estabelecer as condições iniciais de carregamento da linha no vetor $\bar{v}$.

5. Cálculo da taxa de crescimento da tensão nos bornes do centelhador.

6. Através do resultado do bloco 5, calcular a tensão v_d através da curva da fig.I.11 linearizada por partes.

7. Calcular a tensão no centelhador (eq.V.102).

8. Memorizar a tensão no centelhador.

9. Subrotina Solução (Apêndice 3).
10. Saída gráfica: Tensão e corrente em pontos selecionados.
11. Memorizar as correntes necessárias na utilização da fórmula V.105.

VI.4 - SIMLINE X SLA

Neste item estuda-se dois exemplos de simulação utilizando dois métodos distintos: no domínio da frequência (SLA) e o outro no domínio do tempo (SIMLINE).

VI.4.1 - CASO Nº01

Neste exemplo, o sistema da fig.VI.2 é analisado:

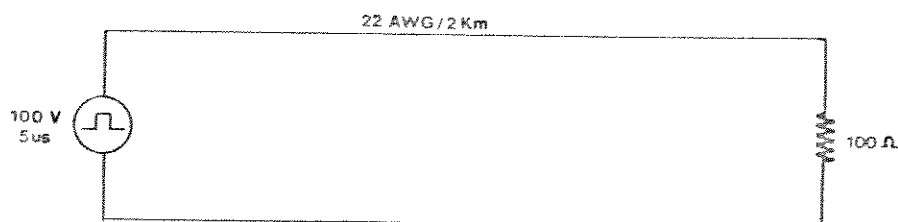


Fig.VI.2 - Sistema Simulado do Caso nº01.

Parâmetros da linha:

$$l = 620.0 \mu\text{H/Km};$$

$$g = 1.3 \mu\text{S/Km};$$

$$r = 106.0 \Omega/\text{Km};$$

$$c = 51.0 \text{ nF/Km}.$$

Parâmetros de Simulação:

$$\Delta x = 40 \text{ m};$$

$$\Delta t = 10 \text{ ns};$$

A tensão na carga foi calculada através do método de Fourier (SLA) (fig.VI.3) e através do método proposto. A tensão de excitação, neste caso, foi um pulso retangular de 100 V de amplitude e 5 μ s de duração.

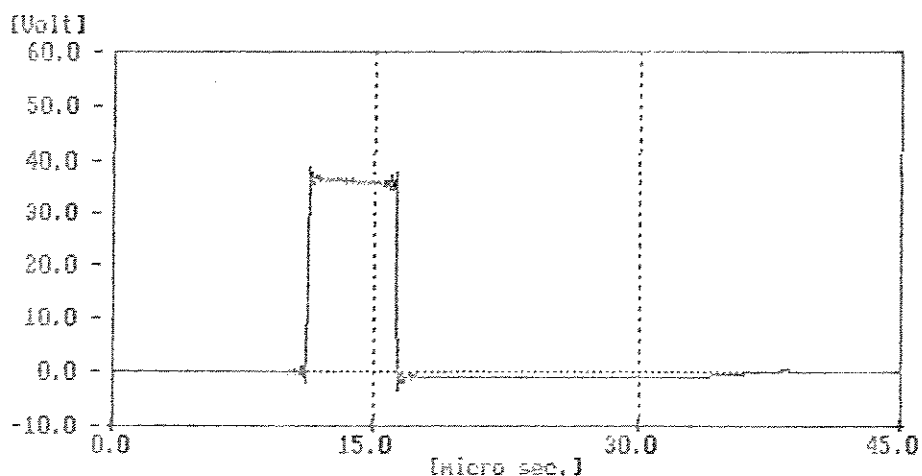


Fig.VI.3 - Solução obtida com o Simulador SLA.

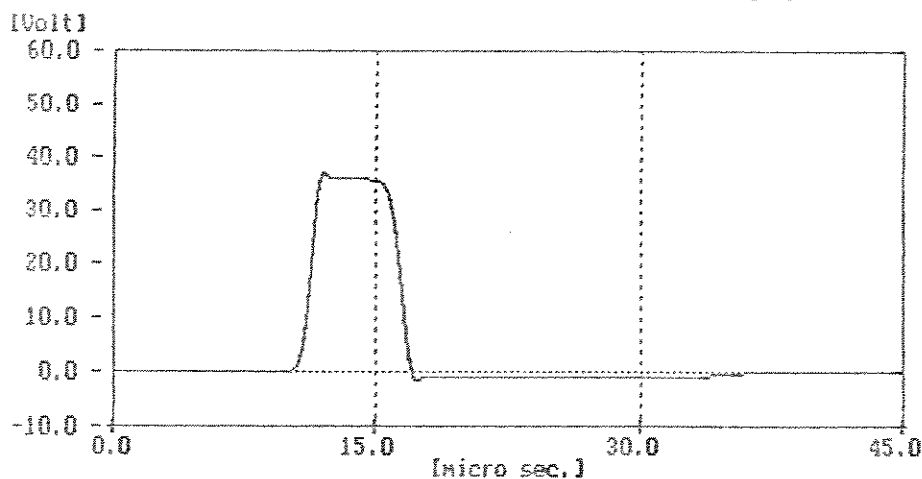


Fig.VI.4 - Solução obtida com o Simulador SIMLINE.

As soluções dos dois métodos estão superpostas na fig.VI.5 para melhor comparação.

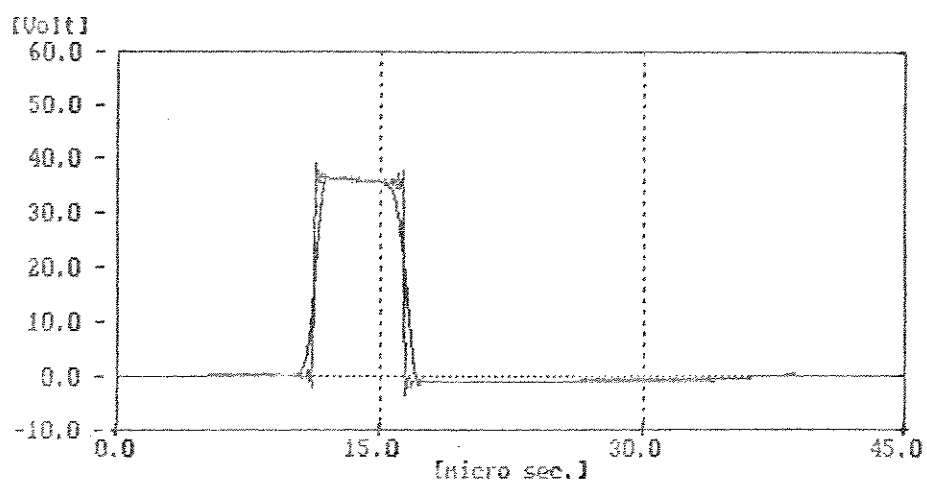


Fig.VI.5 - Resultados Superpostos.

VI.4.2 - CASO Nº02

Neste caso, o sistema simulado é o da fig.VI.6:

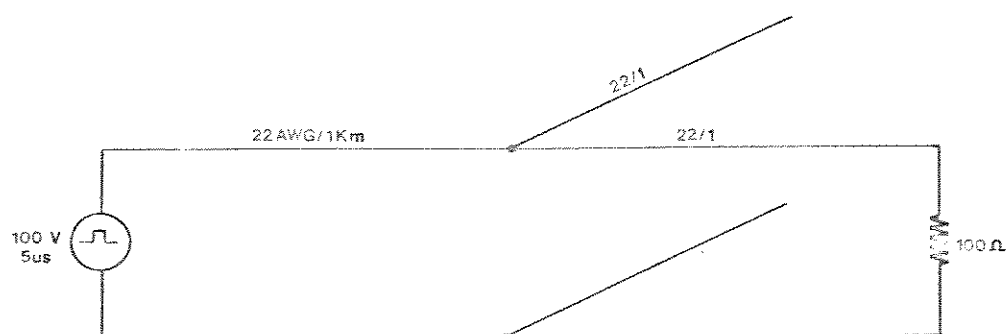


Fig.VI.6 - Sistema simulado do caso nº02.

Os parâmetros da linha e derivação são os mesmos do caso nº01. Os resultados de tensão na carga estão mostrados nas figuras VI.7, VI.8 e VI.9.

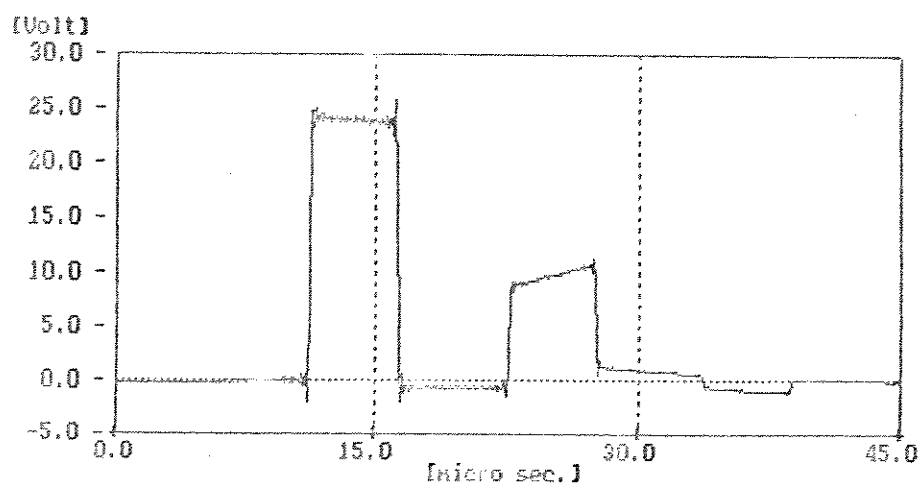


Fig.VI.7 - Solução obtida com o Simulador SLA.

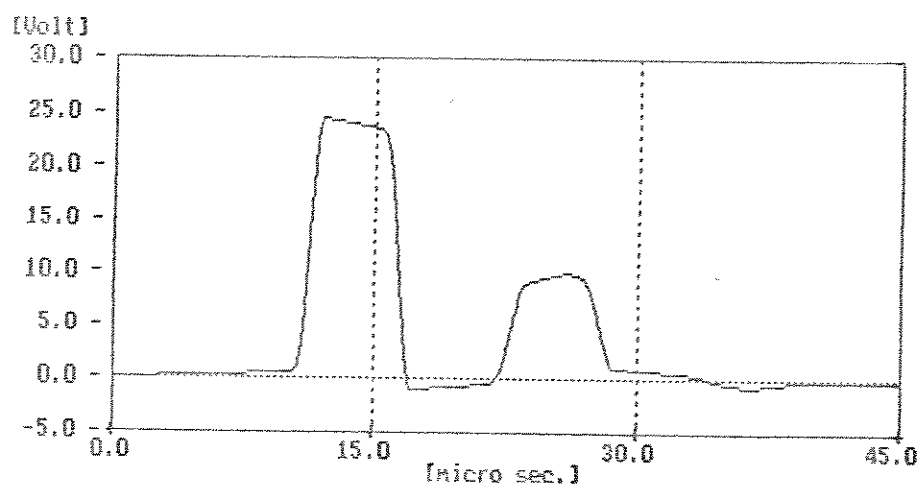


Fig.VI.8 - Solução obtida com o Simulador SIMLINE.

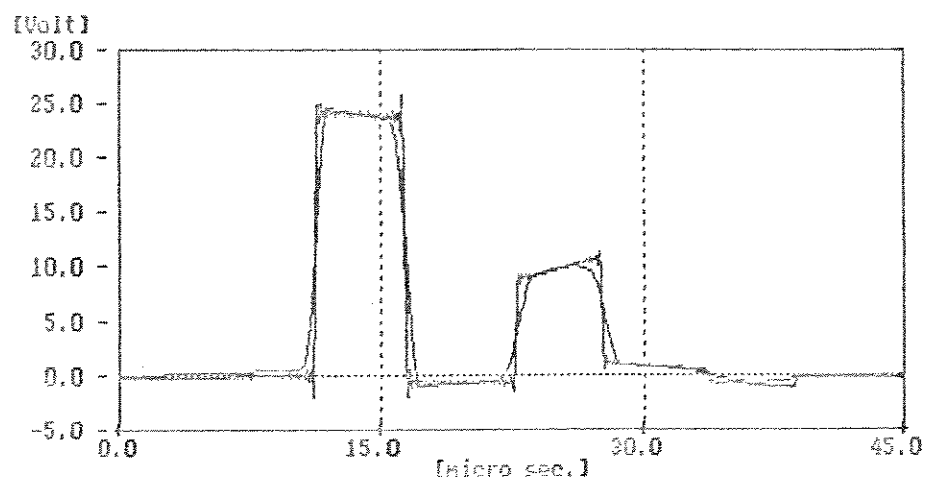


Fig.VI.9 - Resultados Superpostos.

VI.5 - DESEMPENHO DO SIMULADOR SIMLINE

Para o caso nº01, tem-se que a influência do número de trechos, em que está dividida a linha, no resultado final da simulação é mostrada nas figuras VI.10 (a), (b) e (c).

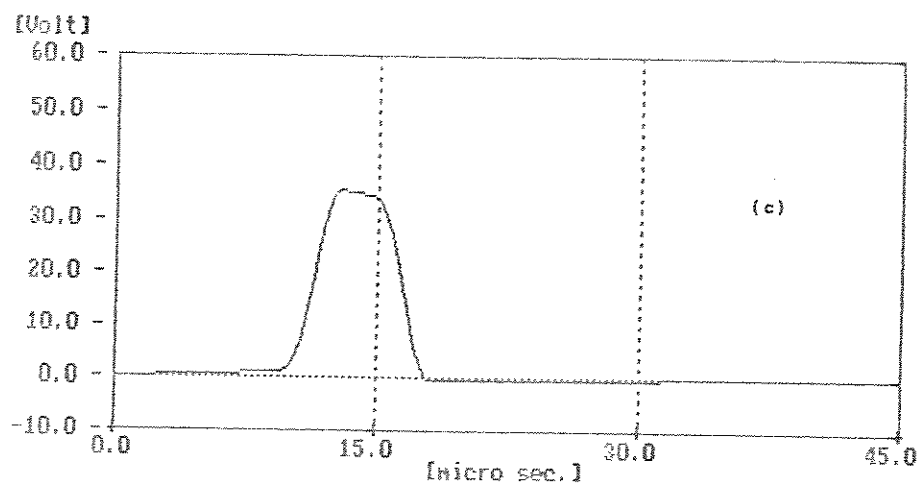
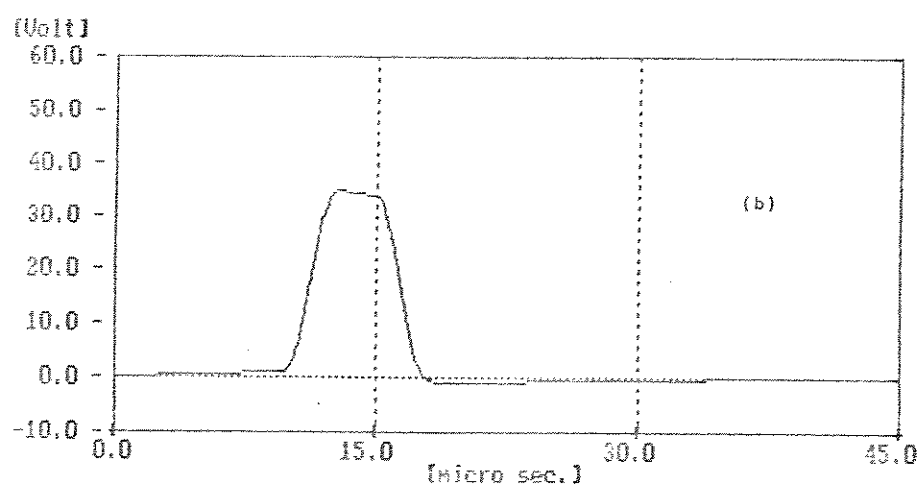
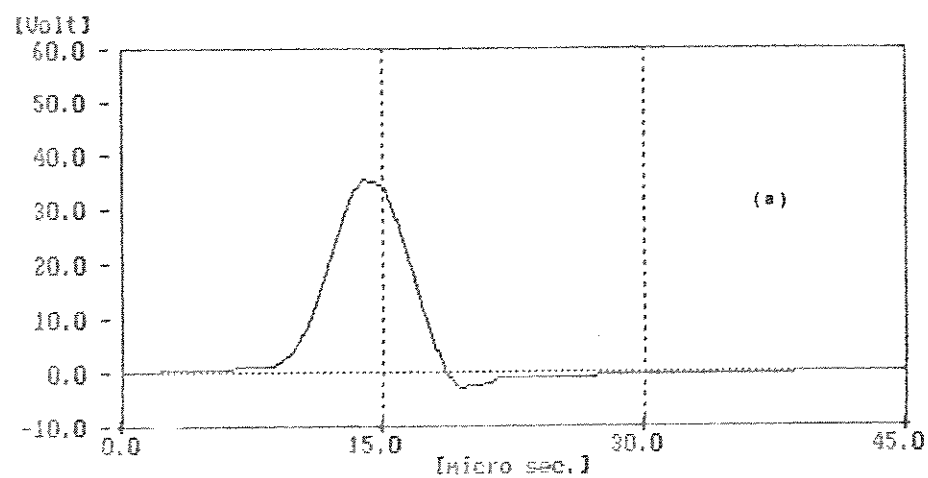


Fig.VI.10 - Forma de Onda da Tensão ($\Delta t = 50$ ns):

(a) $\Delta x = 200$ m; (b) $\Delta x = 50$ m; (c) $\Delta x = 12.25$ m.

A fig.VI.11 mostra a relação que existe entre tempo de

execução da simulação e o número de trechos utilizados.

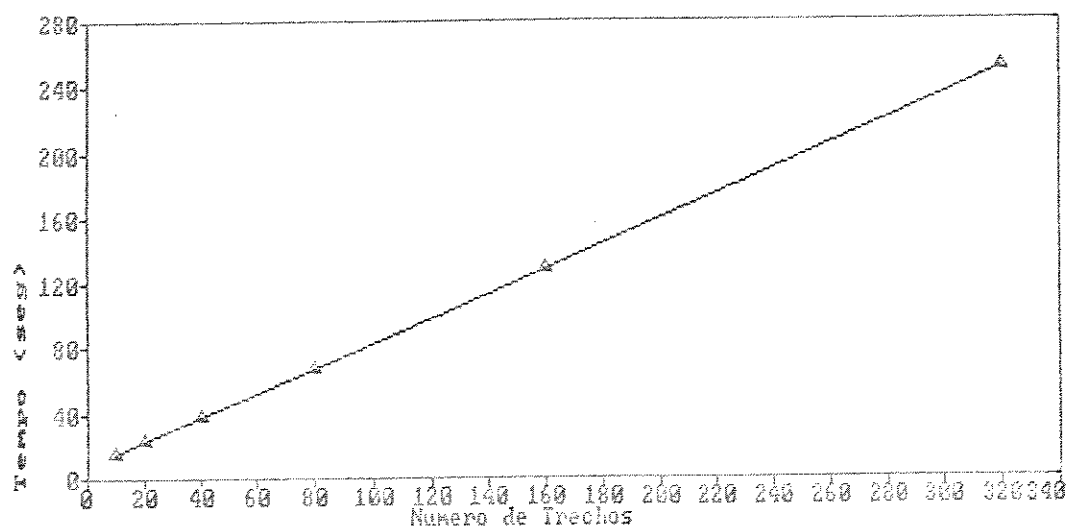


Fig.VI.11 - Tempo de execução X Número de trechos.

Novamente, para o caso nº01 do item VI.3, estuda-se a influência do tamanho do passo de integração Δt nos resultados da simulação. Os resultados estão mostrados nas figuras VI.12 (a), (b) e (c).

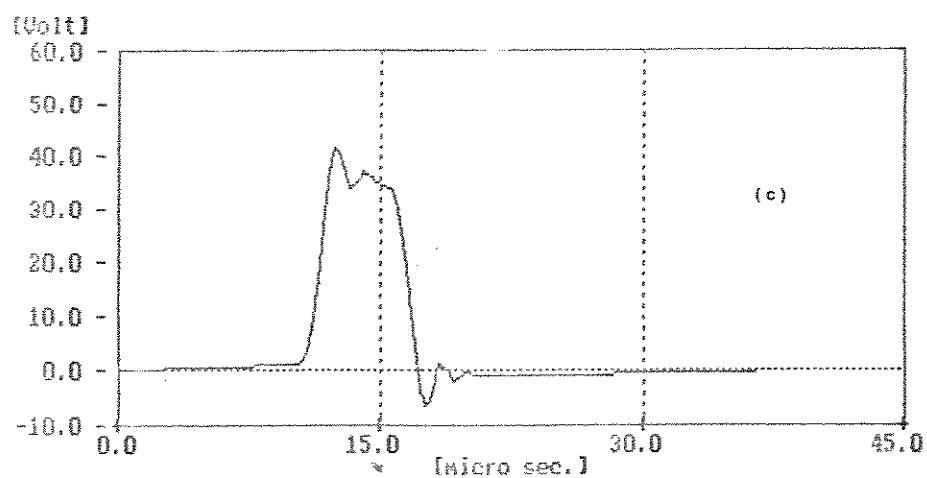
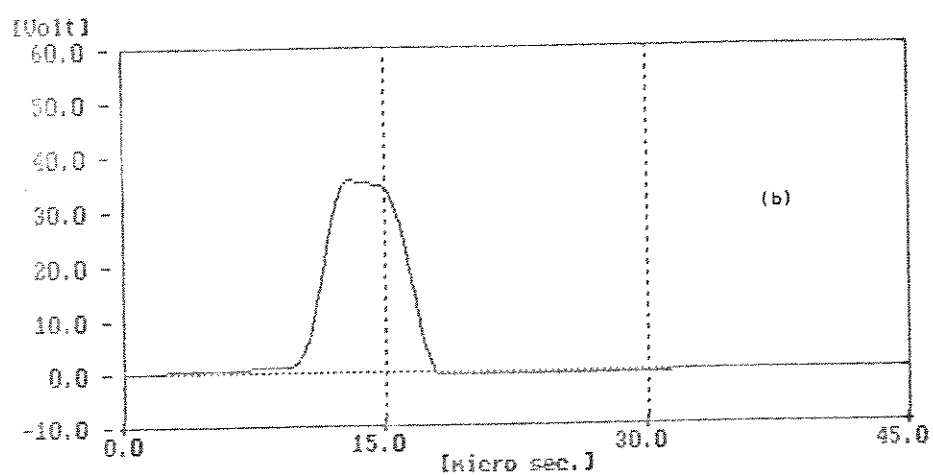
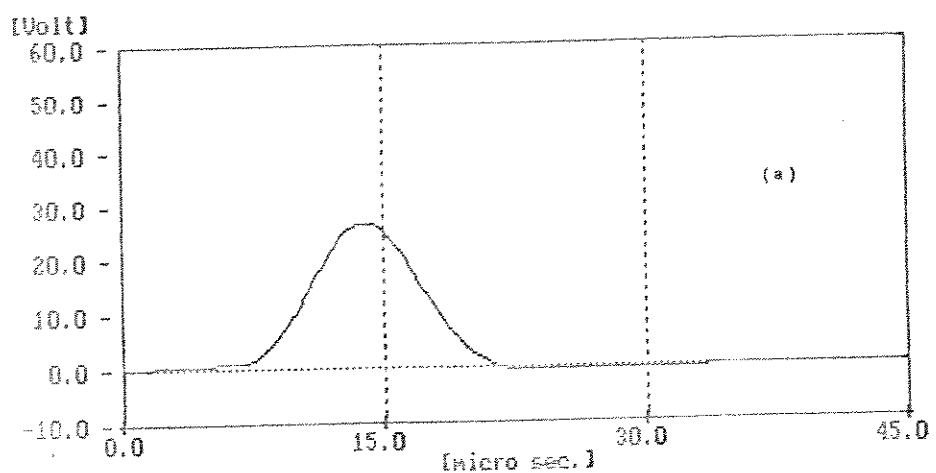


Fig. VI.12 - Forma de onda da Tensão ($\Delta x = 50$ m):

(a) $\Delta t = 300$ ns; (b) $\Delta t = 30$ ns; (c) $\Delta t = 3$ ns.

VI.6 - DINÂMICA DO CENTELHADOR

Neste item, a influência do valor da resistência inicial de arco (R_0) é analisada e a dinâmica de abertura de arco investigada.

VI.6.1 - PARÂMETRO R_0

A fig.VI.13 ilustra o comportamento da resposta temporal do centelhador com relação a diferentes valores de R_0 .

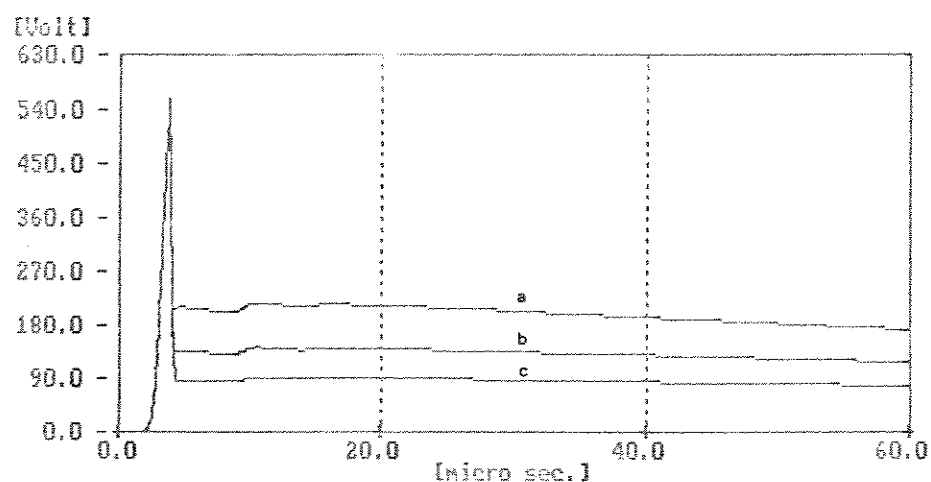


Fig.VI.13 - Influência do parâmetro R_0 na resposta do centelhador:
(a) $R = 0.5 \Omega$; (b) $R = 0.05 \Omega$; (c) $R = 0.005 \Omega$.

VI.6.2 - ABERTURA DE ARCO

As figuras VI.14 (a) e (b) mostram a resposta temporal de um centelhador à sobretensões rápidas e lentas respectivamente.

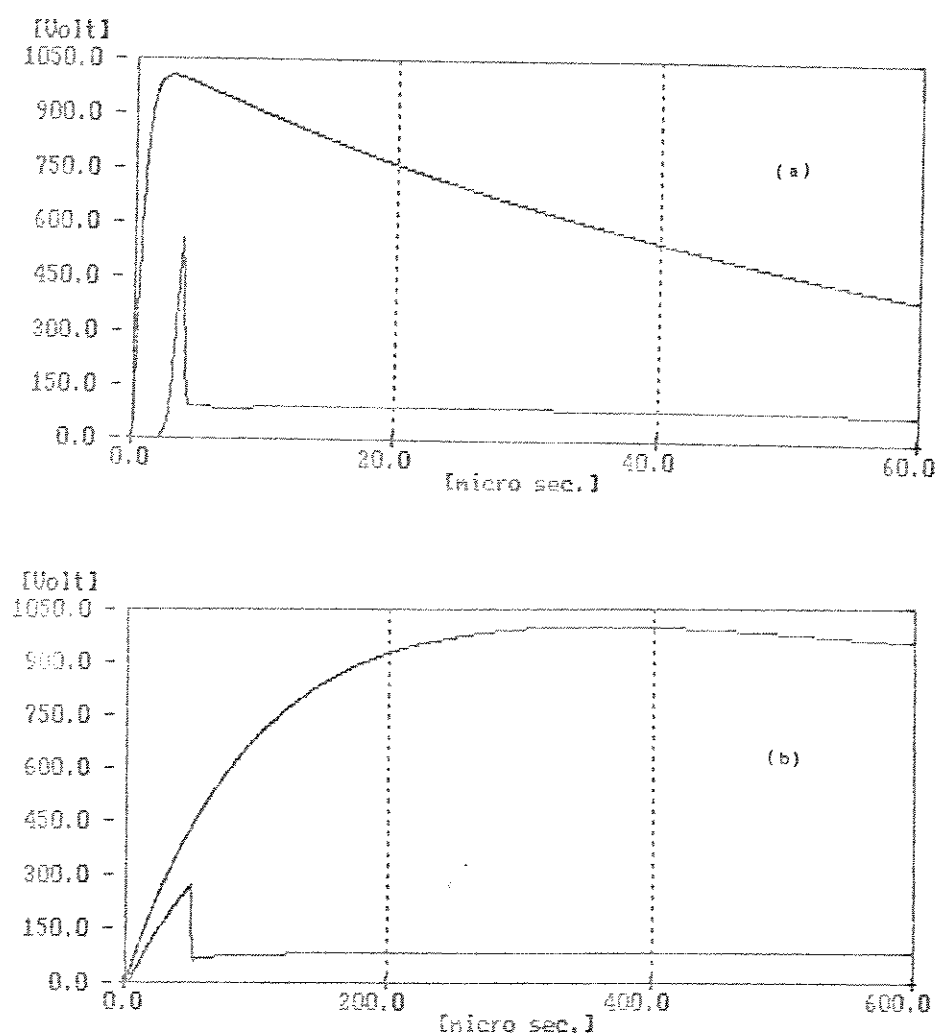


Fig. VI.14 - Resposta Temporal do Centelhador à:

(a) Taxas de variação de tensão rápidas ($1.2/50\mu s$);

(b) Taxas de variação de tensão lentas ($250/2500\mu s$).

VI.7 - ESTUDO DE CASOS

Neste item são apresentados alguns estudos de configurações típicas de linhas de assinantes, sujeitas à sobretensões atmosféricas.

VI.7.1 - CASO Nº03

O circuito simulado está representado na fig.VI.15. A fonte de sobretensão indicada constitui-se de uma fonte de tensão controlada com impedância interna nula.

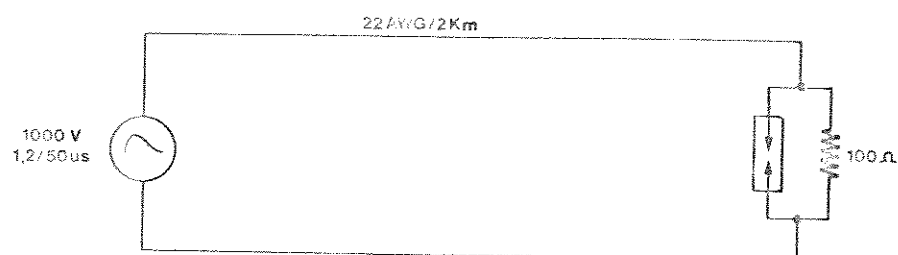


Fig.VI.15 - Circuito Simulado nos Casos nº03 e nº04.

As formas de onda de tensão estão mostradas na fig.VI.16:

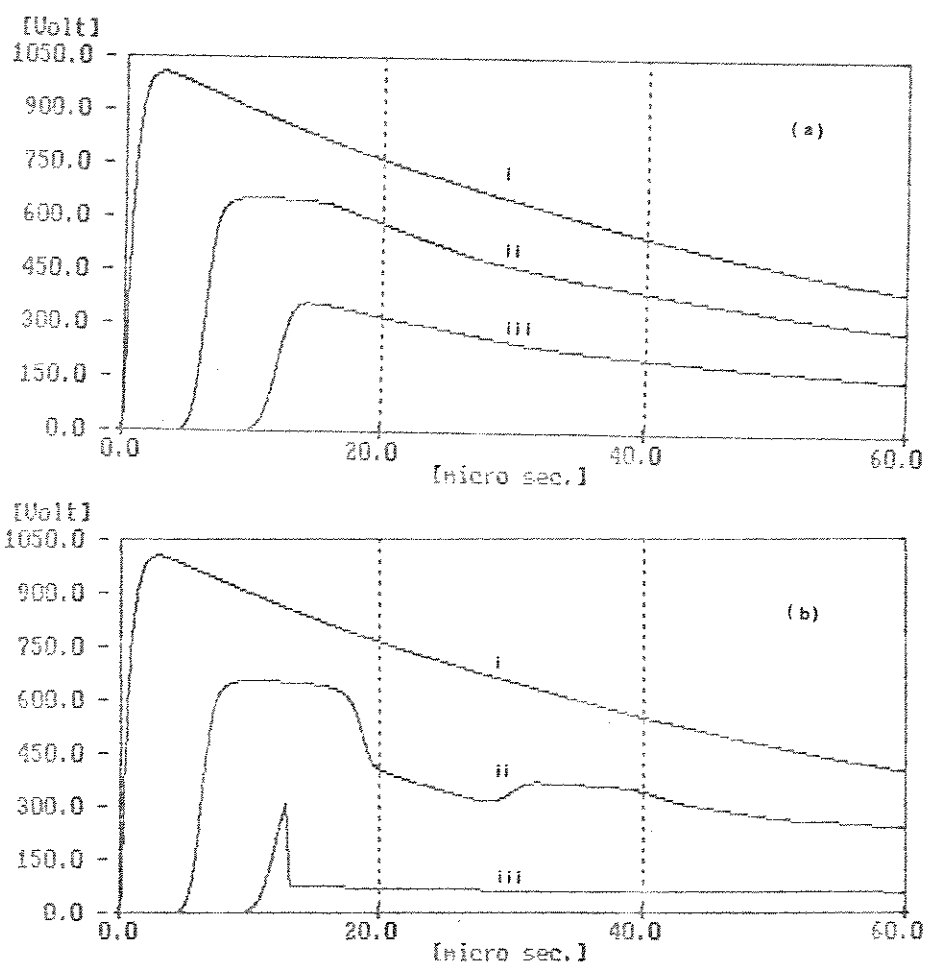


Fig.VI.16 - Forma de Onda da Tensão para o caso nº03:

- (a) sem a atuação do centelhador;
- (b) com a atuação do centelhador;
- (i) na fonte de tensão;
- (ii) no meio da linha;
- (iii) no centelhador.

A forma de onda da corrente absorvida pelo centelhador é apresentada na fig.VI.15. Neste caso, a corrente no momento de abertura de arco atingiu 1947 A.

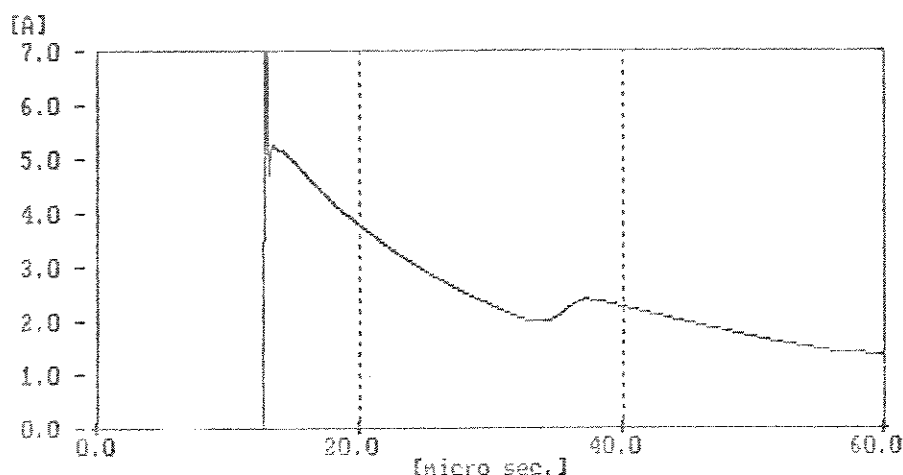


Fig.VI.17 - Forma de Onda da Corrente Absorvida pelo Centelhador.
(Caso Nº03)

VI.7.2 - CASO Nº04

Neste caso, a fonte de sobretensão representada na fig.VI.13 constitui-se de um gerador de impulso cujos parâmetros são:

$$C_s = 6 \text{ } \mu\text{F}$$

$$C_b = 0.06 \text{ } \mu\text{F}$$

$$R_s = 6.79 \text{ } \Omega$$

$$R_p = 11.21 \text{ } \Omega$$

Os parâmetros acima foram obtidos através do procedimento descrito no item I.3, considerando a configuração (b) da fig.I.5. O rendimento deste gerador à vazio é de 96%. Portanto para obtermos uma sobretensão atmosférica com 1000 V de pico, devemos carregar o capacitor C_s com 1041 V.

Os resultados de formas de onda de tensão estão mostrados na figura VI.18.

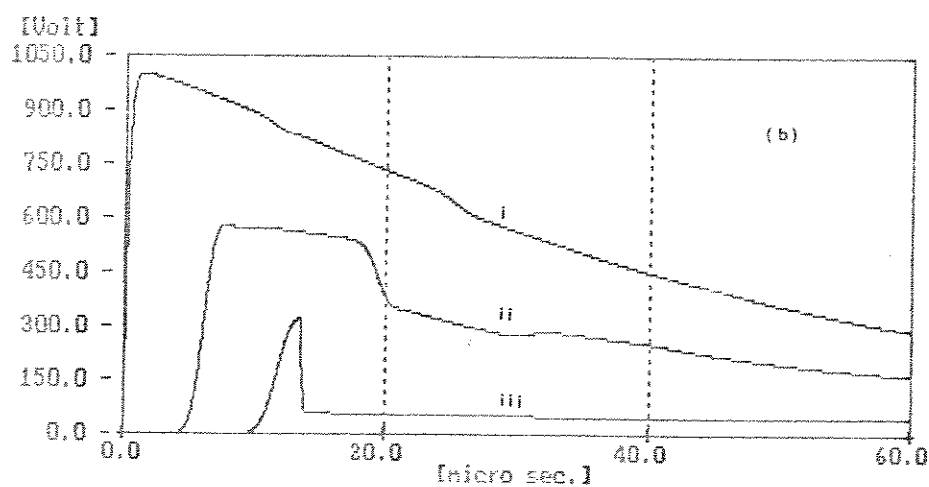
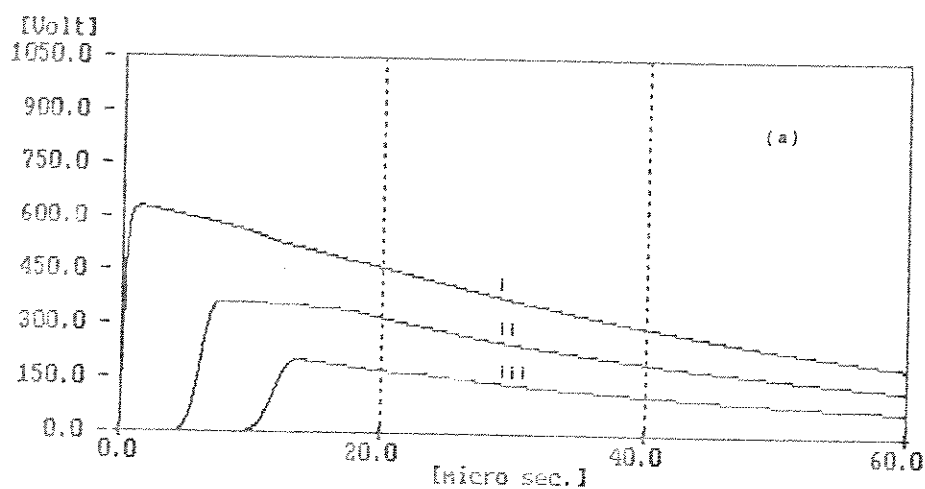


Fig.VI.18 - Forma de Onda de Tensão para o Caso Nº04:

(a) Tensão inicial em $C_s = 1041$ V

(b) Tensão inicial em $C_s = 1662$ V

(i) na fonte de tensão;

(ii) no ponto de derivação;

(iii) na carga.

Ao inserirmos o gerador de impulso na linha, o mesmo fica sujeito à uma corrente de carga que deforma e altera a forma de onda por ele gerada. Da fig.VI.18 conclui-se que para obtermos uma

forma de onda com pico de 1000V, devemos carregar o gerador com 1662V.

A forma de onda da corrente absorvida pelo centelhador é apresentada na fig.VI.19. Neste caso, a corrente no momento de abertura de arco atingiu 8414 A.

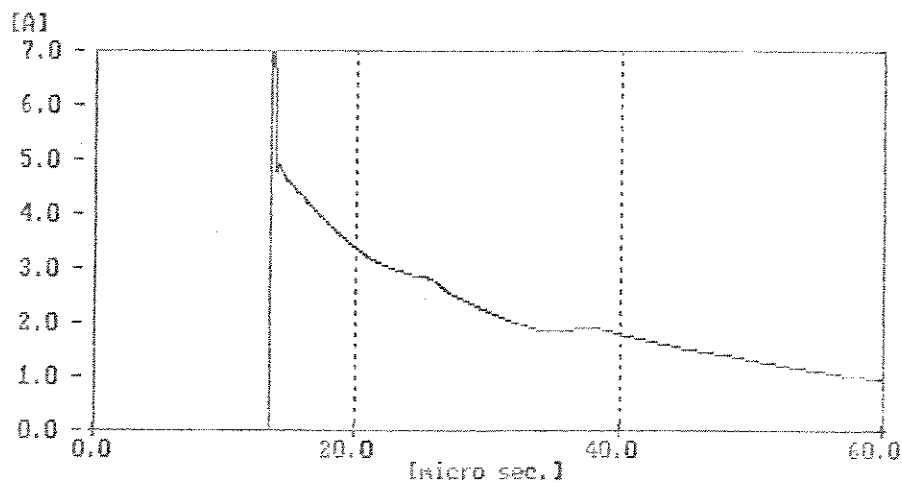


Fig.VI.19 - Forma de Onda da Corrente absorvida pelo Centelhador.
(Caso Nº04)

VI.6.3 - CASO Nº05

O circuito simulado está representado na fig.VI.20. A fonte de sobretensão é uma fonte de tensão ideal.

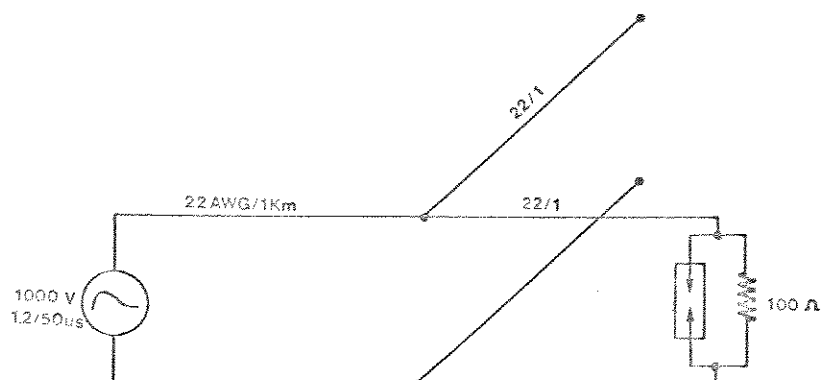


Fig.VI.20 - Circuito Simulado no Caso Nº05.

As formas de onda de tensão estão apresentadas na fig.VI.21 e a forma de onda da corrente no centelhador na fig.VI.22. Neste caso, a corrente máxima absorvida pelo centelhador foi de 1789 A.

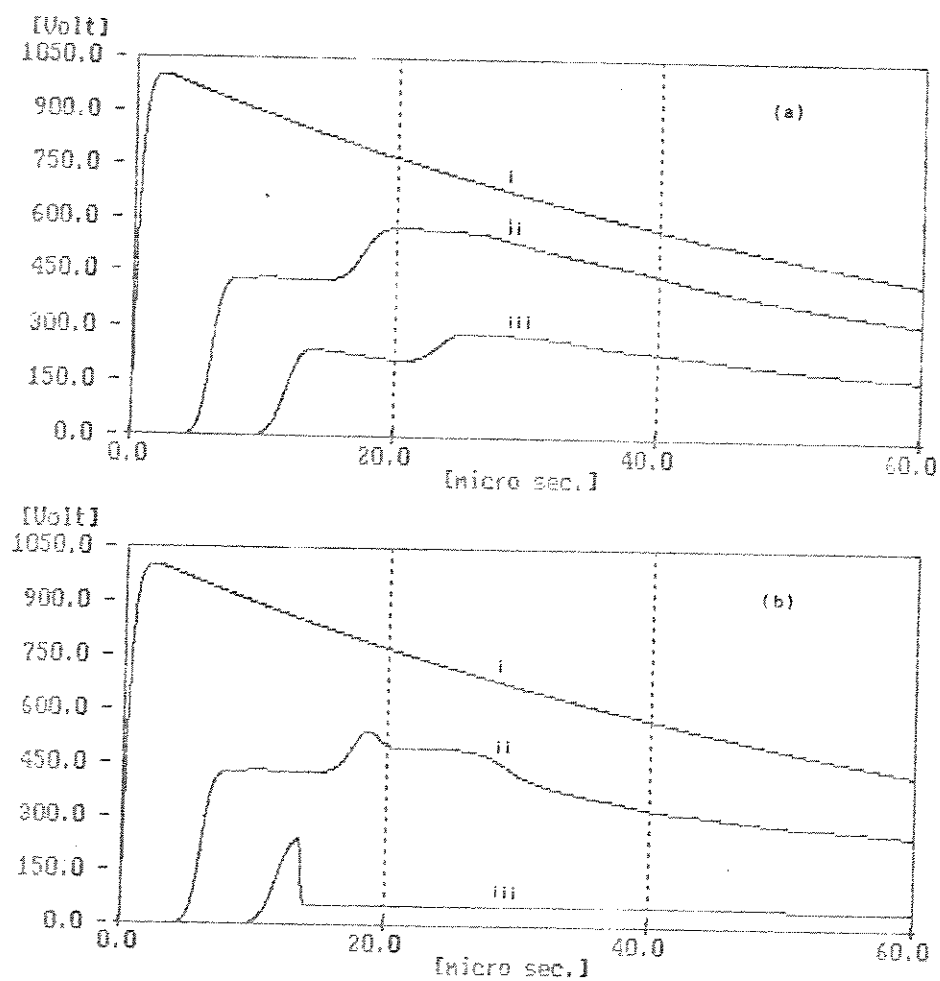


Fig.VI.21 - Forma de Onda de Tensão para o Caso Nº05:

- (a) sem a atuação do centelhador;
- (b) com a atuação do centelhador;
- (i) na fonte de tensão;
- (ii) no ponto de derivação;
- (iii) na carga.

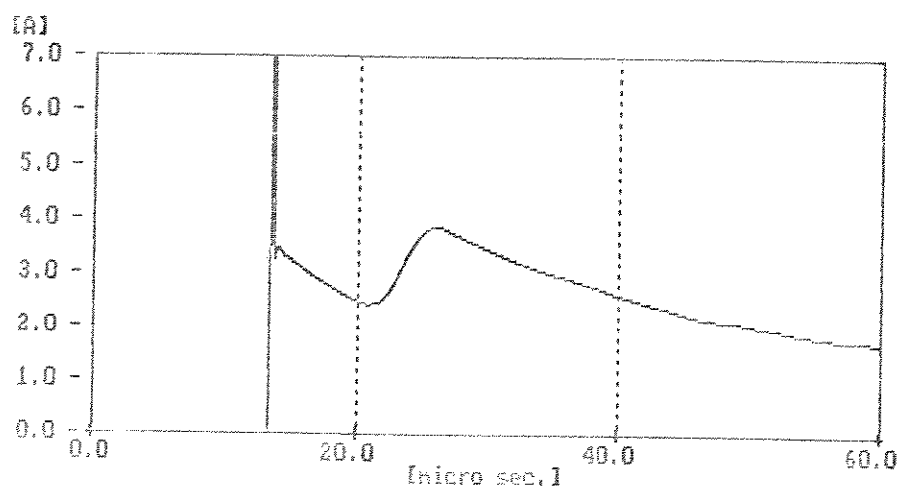


Fig.VI.22 - Forma de Onda da Corrente absorvida pelo Centelhador.
(Caso Nº05)

CONCLUSÃO

CONCLUSÃO

As técnicas alternativas aqui desenvolvidas, conduziram a resultados de simulação excelentes, quando comparados com resultados obtidos com o método de Fourier.

A forte não-linearidade do comportamento do centelhador não provocou nenhum tipo de instabilidade numérica nas simulações, mesmo quando utilizados passos de simulação relativamente grandes.

O simulador desenvolvido (SIMLINE) também é capaz de considerar a dinâmica de abertura de arco no centelhador dada através da curva experimental da tensão de disparo ou de gatilho, em função da taxa de crescimento da tensão nos bornes do centelhador. Esta característica é de fundamental importância no projeto do equipamento de proteção pois, como foi visto, o centelhador pode atuar dentro de uma larga faixa de níveis de tensão, dependendo somente do comportamento da frente de onda de tensão incidente no mesmo.

A origem da sobretensão foi modelada através de fonte de tensão e fonte de energia (descarga de um capacitor) e ambos os modelos conduziram a resultados idênticos. Assim, conclui-se que um surto de tensão pode ser modelado tanto por uma fonte de tensão quanto por uma fonte de energia.

A resolução de maneira desacoplada das equações diferenciais, obtidas na discretização da linha, mostrou-se bastante instável e inviável neste tipo de análise, na medida em que exige passos de simulação muito pequenos.

A utilização de técnicas de armazenamento compacto e fatoração triangular de matrizes esparsas proporcionaram um modo rápido e eficiente de resolver os sistemas de equações simultâneas da linha e configurações estudadas.

Como proposta de trabalho futuro, o modelo de centelhador poderia ser aperfeiçoado através da implementação das equações diferenciais representativas do centelhador tais como aquelas

propostas por Carroll [47].

O método do Casamento de Raízes parece ser muito promissor no desenvolvimento de futuros simuladores digitais que levem em consideração a influência da frequência nos parâmetros da linha. Isto é perfeitamente plausível, uma vez que, no desenvolvimento das fórmulas recursivas, são feitas considerações tanto no domínio do tempo como no domínio da frequência.

A partir dos resultados deste estudo foram publicados ou estão em fase de submissão vários trabalhos a nível nacional e internacional [48,49,50,51].

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFIAS

1. MACKERRAS, D., "Characteristics and Rate of Occurrence of Lightning-Caused Induced Voltage Surges in Telephone Line", Journal of Electrical and Electronics Engineering, IE Aust. & IREE Aust., vol.5, nº03, pp. 227-234, 1985.
2. PARKER Jr., J.C., "A Probabilistic Characterization of 60 Hz Induction from Power Distribution Lines", National Telecommunication Conference, vol. 12.1-1, 12.1-5, 1976.
3. BEWLEY, L.V., "Travelling Waves on Transmission Systems", John Wiley & Sons, New York, 1951.
4. DUTT, J., "Overvoltages on Subscriber Lines", Electrical Communication, vol.54, nº02, 1979.
5. NELMS, R.M., SHEBLE, G.B., NEWTON, S.R. e GRIGSBY, L.L., "Using a Personal Computer to Teach Power System Transients", paper 89 WM 044-9 PWRs, IEEE/PES Winter Meeting, N.Y., 1989.
6. SCUKA, V., "Induced Effects of Lightning Electromagnetic Pulses", I International seminarium on Lightning and Lightning Protection, I SIPDA, São Paulo, Brasil, Novembro, 1988.
7. RELATÓRIO DE PESQUISA, "Centelhadores a Gás e Geradores de Surtos para seus Testes Elétricos", contrato TELEBRÁS/UNICAMP/FUNCAMP Nº104/86 - JDPqD, 1987.
8. FREITAS, J.P., "Digitalização da Linha de Assinante: Modelamento e Simulação", Tese de Mestrado, FEC-UNICAMP, Março, 1985.

9. ALMEIDA, M.G., "A Linha de Assinante na Rede Digital de Serviços Integrados: Modelamento e Simulação", Tese de Mestrado, FEC-UNICAMP, Abril, 1988.
10. CATÁLOGO SIEMENS, "Descargadores de Sobretensão Rellenos de Gas Noble"
11. BICKFORD, J.P. e HEATON, A.G., "Transient Overvoltages on Power Systems", IEE Proceedings, vol.133, Pt.C, no.4, pp.201-225, may, 1986.
12. ANDERSON, C.H. e HEATON, A.G., "Transient Analysis of Power Line/Cable Systems including reactive terminations with surge diverters", Proc. IEE, vol.113, no.12, pp.2017-2022, december, 1966.
13. SMITH, J.M., "Mathematical Modeling and Digital Simulation for Engineers and Scientists", John Wiley & Sons, inc., New York, 1977.
14. DOMMEL, H.W., MEYER, W.S., "Computation of Electromagnetic Transients", proc. of IEEE, vol.62, nº07, pp.983-993, 1974.
15. REID, J.K., "Bi-Factorisation Basic Computational Algorithm and Programming Techniques", proceedings of the Oxford conference of the Institute of Mathematics and its applications", Academic Press, inc., London, 1971, pp.75-96.
16. MATIK, R.E., "Transmission Line for Digital e Communication Networks", McGraw-Hill Book Company, 1969.
17. SESHADRI, S.R., "Fundamentals of Transmission Lines and Electromagnetic Fields", Addison-Wesley Publishing Company, 1971.
18. MINICOM, "Plano de Transmissão Telefônica", Ministério das Comunicações, Brasília-Brasil, 1973.

19. ABNT NBR 5389/81, "Técnicas de Ensaio Elétricos de Alta Tensão - Método de Ensaio".
20. ETZEL, V.O. e Helmchen, G., "Berechnung der Elemente des Stoßspannungskreises für die Stoßspannungen 1.2/50, 1.2/5 und 1.2/200", ETZ-A Bd.85 H.18, pp.578-582, 1964.
21. TREGUIER, J.P., "Les Composants de Protection", Seminaire DPR-CNET Protections, pp.157-188, Abril, 1985.
22. PETERSON, H.A., "An Electric Circuit Transient Analyser", Gen. Elect. Rev., p.394, 1939.
23. SCHNYDER, O., "Durchstrosse in Pumpensteiglectungen", Schwertz. Banztg., 94, (22), p.271, 1929.
24. BERGERON, L.J.B., "Etude des Variations de Regime dans les Conduites d'eau: Solution Graphique Generale", Rev. Gen. Hydraulique, 1, p.12, 1935.
25. DOMMEL, H.W., "Digital Computer Solution of Eletromagnetic Transients in Single- and Multiphase Networks", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-88, n°4, pp.388-398, Abril, 1969.
26. BICKFORD, J.P. e DOEPEL, P.S., "Calculation of Switching Transients with Particular Reference to Line Energisation", Proc. IEE, 114, 4, pp.465-477, 1967.
27. AMETANI, A., "Modified Travelling Wave Techniques to Solve Eletrical Transients on Lumped and Distributed Constants Circuits", Proc. IEE, 120, 4, p.497, 1973.
28. BICKFORD, J.P., SANDERSON, J.V.H., ABDELSALEM, M.M., MOHAMED, S.E.T., MORAIS, S.A. e OLIPADE, "Developments in Calculation of Waveforms and Frequency Spectra Currents and Voltages", ibid., 127, pp. 145-152, 1980.

29. MARTI, J.R., "Accurate Modelling of Frequency-Dependent Transmission Lines in Eletromagnetic Transient Simulations", IEEE Transactions on Power and Apparatus and Systems, vol.PAS-101, no.1, pp.147-155, january, 1982.
30. HEATON, A.G. e EDWARDS, R., "Implementation of a Numerical Method for Transiet Analysis of Power Systems with Lumped and Distributed Frequency-Dependent Parameters", IEEE Summer Power Meeting New Orleans, paper 31, pp.66-413, La, USA, 1966.
31. HEATON, A.G. e REID, I.A., "Transient Overvoltages and Power-Line Terminations", Proc. IEE, vol.113, no.3, pp.461-470, march, 1966.
32. HEATON, A.G., EDWARDS, R. e HILL, R., "An Inherently Accurate Method for Transient analysis of Linear Power Systems", Int. J. Electr. Eng. Educ., 7, pp 7-14, 1969.
33. HUMPAGE, W.D., "Z-transform Electromagnetic Transient Analysis in High-Voltage Networks", IEE Power Engineering Series 3 (Peter Peregrinus), 1982.
34. HUMPAGE, W.D., WONG, K.P., NGUYEN, T.T. e SUTANO, D., "Z-transform Transient Analysis in Power Systems", IEE Proc. C, Gener., Trans. & Distrib., 127, pp.370-378, 1980.
35. HUMPAGE, W.D., WONG, K.P. e NGUYEN, T.T., "Development of Z-Transform Eletromagnetic Transient Analysis for Multinode Power Networks", ibid., 127, pp.379-385, 1980.
36. HUMPAGE, W.D., WONG, K.P. e NGUYEN, T.T., "Time Convolution and Z-Transform Methods of Eletromagnetic Transient in Power Systems", ibid., 127, pp.386-394, 1980.

37. ZABORSZKY, J. e RITTENHOUSE, J.W., "Electric Power Transmission", vol. 1 and 2, The Rensselaer Bookstore - Troy, New York, 1969.
38. RELATÓRIO DE PESQUISA, "Estudo e Pesquisa de Perturbações Elétricas em Redes Telefônicas", contrato TELEBRÁS/UNICAMP/FUNCAMP Nº104/86 - JDPqD, Julho, 1988.
39. TUTSIM, "User's Manual", versão 5.0, março, 1986.
40. ADREW, V.T., "Microcomputer Circuit Analysing Program (MICROCAP)", Spectrum Software, 1983.
41. PEIXOTO, A.O.A, ROCHA, M.M., VIEIRA, S.V., CAVALCANTI, S.C., "Turbo-Pascal: Manual Básico de Referência", Ciência Moderna Computação LTDA, 1987.
42. STERE WOOD, "Turbo-Pascal: Guia do Usuário", McGraw-Hill, 1987.
43. TURBO PASCAL, "Owner's Handbook", versão 4.0, USA, 1987.
44. FOWLER, "A New Numerical Method for Simulation", Simulation, vol.6, nº02, pp.90-92, Fevereiro, 1966; vol.6, pp. v e vi, Junho, 1966; vol.8, pp.308-310, Junho, 1967.
45. TINNEY, W.F. e WALKER, J.W., "Solutions of Sparse Network Equations by Optimally Ordered Triangular Factorization", Proc. IEEE, 55, pp.1801-1809, 1967.
46. GREENWOOD, A., "Electrical Transients in Power Systems", Wiley-Interscience, 1971.
47. CARROLL, D.P., FLUGUM, R.W., KALB, J.W. e PETERSON, H.A., "A Dinamic Surge Arrester Model for use in Power System Transient Studies", IEEE Sumer Meeting and Symposion on High Power Testing, Portland, Oreg., pp. 1057 - 1067, July, 1971.

48. BRITO, J.A., MOREIRA, M.A., COSTA Jr., P. e PISSOLATO Fº, J., "Detecção de Perturbações Elétricas em Linhas Telefônicas", X Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica, Curitiba - PR, 01 à 05 de outubro de 1989 (trabalho submetido).
49. COSTA Jr., P., PISSOLATO Fº, J. e BONATTI, I.S., "Lightnning Surges on Subscriber Lines: Modelling and Simulation", International Symposium on Electromagnetic Metrology'89 (ISEM), Beinjing, China, 19 à 22 de agosto de 1989 (trabalho a ser publicado).
50. COSTA Jr., P., PISSOLATO Fº, J. e BONATTI, I.S., "Overvoltages on Subscriber Lines: Modelling and Simulation", International Symposium on Eletromagnetic Compatibility (EMC'89), Nagoya, Japão, 8 à 10 de setembro de 1989 (trabalho a ser publicado).
51. COSTA Jr., P., PISSOLATO Fº, J. e BONATTI, I.S., "Lightnning on Subscriber Lines: Modelling and Simulation", International Conference on Developing Contries and The Information Age, Nsukka, Nigéria, 25 à 27 de setembro de 1989 (trabalho a ser publicado).

APÊNDICES

APÊNDICES.

Nos fluxogramas mostrados nos apêndices, temos a seguinte convenção:

Vetores de números inteiros :

ITAG - índice da linha dos elementos estocados em CE ou índice da coluna dos elementos estocados em RE.

LCOL - posição inicial das colunas (obs.: se não há elementos fora da diagonal, a respectiva posição no vetor LCOL assume valor zero).

LNXT - localização do próximo termo na linha ou coluna.

NOZE - número de elementos não nulos na linha ou coluna.

NSEQ - índice da sequência de pivoteamento.

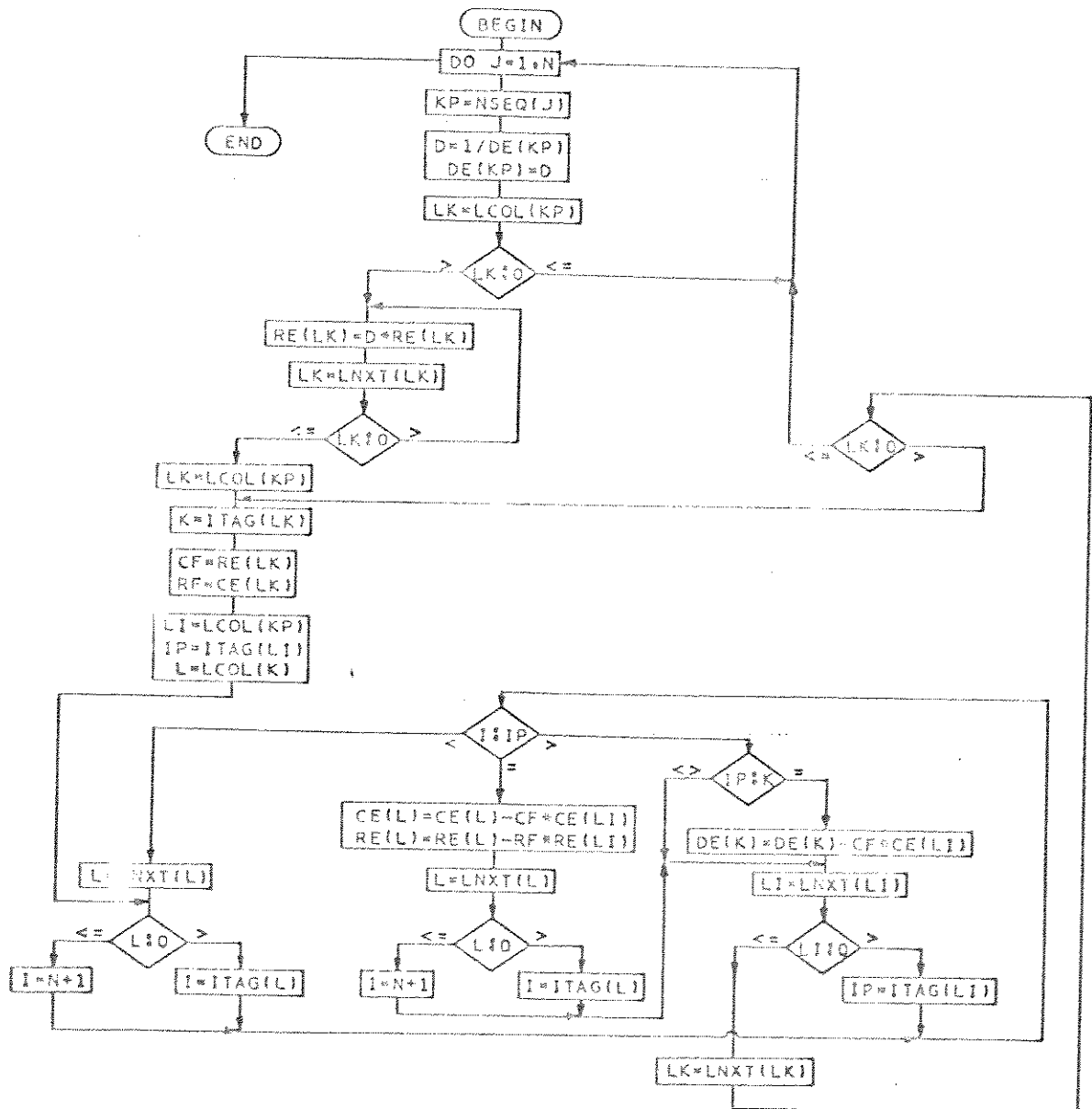
Vetores de números reais :

CE - elementos da matriz armazenados no sentido das colunas.

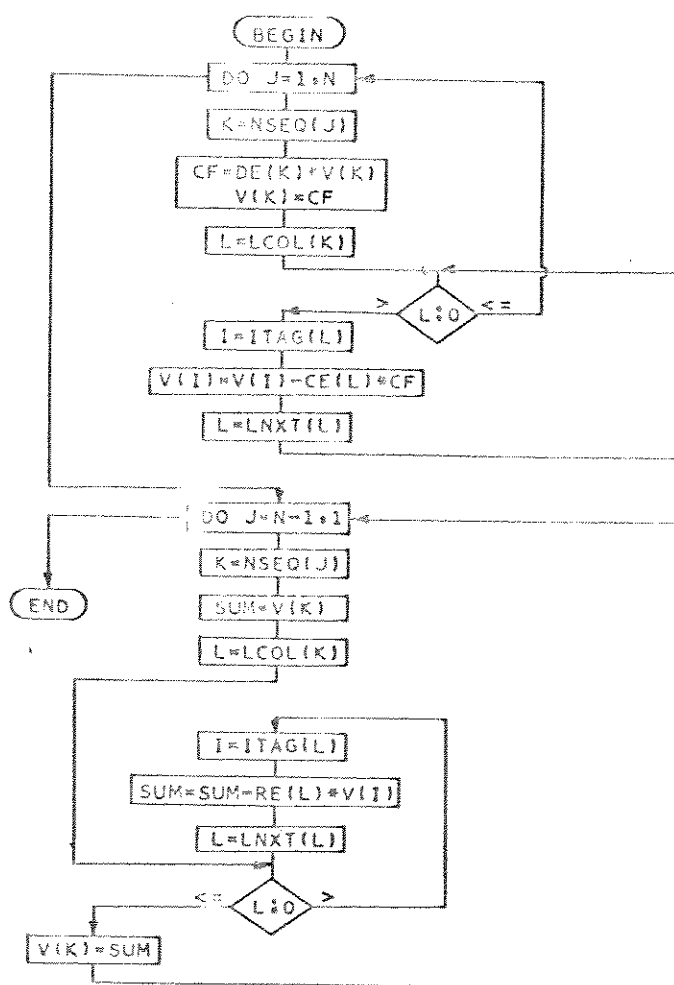
DE - elementos da diagonal.

RE - elementos da matriz armazenados no sentido das linhas.

V - vetor de incógnitas e também vetor solução.



SUBROTINA DE REDUÇÃO



SUBROTINA SOLUÇÃO