

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
DEPARTAMENTO DE TELEMÁTICA

Este exemplar corresponde à redação
final da tese defendida por
Maria das Graças de Almeida e aprovada
pela comissão julgadora em
29/04/88

Bonatti

A LINHA DE ASSINANTES NA REDE DIGITAL
DE SERVIÇOS INTEGRADOS: MODELAMENTO E
SIMULAÇÃO

AUTOR: Eng. Maria das Graças de Almeida.

ORIENTADOR: Prof. Dr. Ivanil Sebastião Bonatti.

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

Abril de 1988.

UNICAMP
BIBLIOTECA CENTRAL

CLASSIF.	T
AUTOR	AL64L
V.	EX
TOMBO BC	9925
YAC	

CM-00025451-5

À minha Família,
ao António.

Meus sinceros agradecimentos:

Ao Prof. Ivanil Sebastião Bonatti, pelo apoio e encorajamento constantes neste trabalho.

A José Pedro de Freitas, pelo apoio técnico.

A Edson Pieri, Marcos Madureira e António Ramos pelo apoio computacional.

A CAPES, CPqD-TELEBRAS e UNICAMP, órgãos financiadores, que tornaram este trabalho possível.

Ao Departamento de Telemática, pela infra-estrutura e apoio recebidos.

A Luciano pelo trabalho de Xerox.

A todas as pessoas que de uma forma ou de outra contribuíram para a realização deste trabalho.

INDICE

	PAG
CAPITULO 1	
INTRODUÇÃO	
Introdução	1
CAPITULO 2	
LINHAS DE ASSINANTES	
2.1) Introdução	5
2.2) Linhas homogêneas	5
2.3) Constante de propagação e impedância característica	9
2.4) Modelamento da linha de transmissão	16
2.4.1) Modelamento da linha em baixas frequências	16
2.4.2) Modelamento da linha em altas frequências	22
2.4.3) Modelamento em médias frequências	29
2.5) Função de transferência e impedância de entrada de uma linha homogênea.	34
2.6) Função de transferência de uma linha de assinante.	39
2.7) Conclusão.	43
CAPITULO 3	
TRANSMISSÃO DIGITAL BIDIRECIONAL EM LINHAS DE ASSINANTES.	
3.1) Introdução.	44
3.2) Técnicas de transmissão.	44
3.3) Redes de equilíbrio.	53
3.4) Pulsos de eco.	65
3.5) Conclusão.	69

CAPITULO 4

SIMULADOR DE LINHA DE ASSINANTES - SLA

4.1) Introdução.	70
4.2) Meio de transmissão.	73
4.2.1) Perda por inserção.	73
4.3) Filtros.	75
4.3.1) Filtro analógico	76
a) Racional.	76
b) Polos e zeros.	76
c) Chebyshev.	76
d) Butterworth.	77
4.3.2) Filtro digital com atrasadores	81
4.4) Método numérico de anti-transformada	87
4.5) Sinais transmitidos.	89
a) Pulso retangular	89
b) Pulso retangular simétrico.	90
c) Pulso transição.	91
d) Impulso.	92
4.6) Códigos de linha e espectros de potência.	94
4.6.1) Espectro de potência.	94
4.6.2) Tipos de códigos de linha.	95
a) Unipolares.	95
b) Polares ou bipolares.	96
b1) WAL1.	96
b2) WAL2.	96
c) 2B1Q.	96
d) AMI.	97
e) CMI.	98
4.7) Diagramas de olhos.	100
4.8) Casos típicos para estudo da linha de assinante.	102
4.9) Conclusão.	108

CAPITULO 5

CONCLUSÃO.

CAPITULO 6

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

CAPITULO 1

INTRODUÇÃO

A evolução da atual Rede Telefônica para a Rede Digital de Serviços Integrados - RDSI com o objetivo de prestar serviços telefônicos e não telefônicos é uma realidade, embora a concretização desta rede, no Brasil, deva se dar no fim deste século.

A RDSI tem as seguintes características padronizadas [1.1], em 1984, pelo Comitê Internacional de Consultoria em Telefonia e Telegrafia, CCITT:

- Rede totalmente digital, inclusive a linha de assinantes, diferindo-se assim da RDI-Rede Digital Integrada que mantém as linhas de assinantes analógicas.
- As comutações podem ser feitas por circuitos ou pacotes.
- Há dois tipos de estruturas de acesso para o usuário:

Acesso básico: Do tipo (2B + D), ou seja, 2 canais B de 64 Kbit/s para transmissão de informações na forma de voz, texto, etc e um canal D de 16 Kbit/s para informações de baixa taxa (sinalização ou dados).

Acesso primário: Formado por 30 canais B de 64 Kbit/s para transmissão de informação e um canal D de 64 kbit/s exclusivo para sinalização.

A maioria das empresas de telecomunicações buscam evoluir das redes atuais para a RDSI emergente, fazendo o atendimento da demanda de alguns serviços telemáticos, a redução dos gastos e integração gradativa [1.2]. Esta é a fase de transição da rede analógica atual para a RDSI.

A Digitalização da Linha de Assinantes vem completar a implantação da Rede Digital de Serviços Integrados, que é marcada por estágios essencialmente econômicos.

As Linhas de Assinantes têm como componentes o par de fios da linha de assinantes, as interfaces terminais, o código de linha, o pulso transmitido, o comprimento da linha, a equalização, a extração de relógio, etc.

Com relação ao meio de transmissão encontra-se um meio com características incertas, constituído por cabos com um número irregular de seções de comprimento não padronizados, nas quais a

bitola dos fios pode ser 19, 22, 24 ou 26 AWG (American Wire Gauge ou aproximadamente 0.90, 0.60, 0.50, 0.40 mm respectivamente) afetando assim a transmissão digital na linha de Assinante.

A transmissão digital simultânea a 2 fios requer separação na recepção dos sinais, nos dois sentidos de transmissão. Existem 3 alternativas básicas quanto às técnicas de transmissão digital bidirecional a 2 fios: separação por híbridas, separação em frequência, separação no tempo. Estas técnicas tem sido progressivamente aplicadas nas redes de comunicação [1.3].

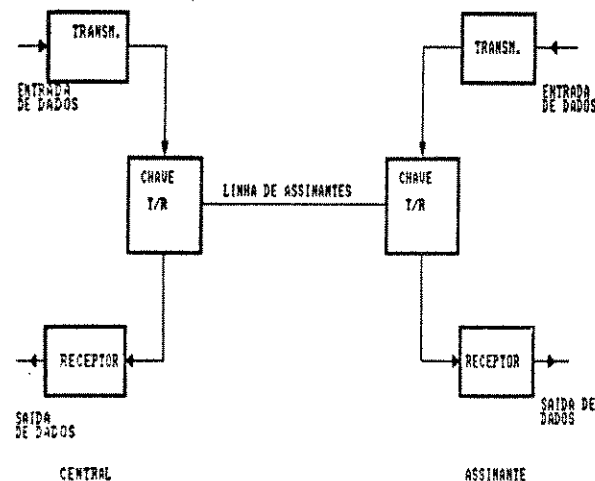
A composição de todos os elementos da linha de Assinantes constitui o Canal de Transmissão Digital da Linha de Assinantes (Canal) e pode ser representado pela figura 1.1, que apresenta a transmissão digital pela técnica de multiplexação no tempo (figura 1.1a) e pela técnica híbrida (figura 1.1b).

A evolução da rede telefônica para uma RDSI requer o desenvolvimento de uma tecnologia específica para transmissão digital nas linhas de assinantes.

Pode-se simular o Canal o funcionamento de um canal através de computação digital. As simulações por computadores são de grande aceitação devido ao seu baixo custo, à sua flexibilidade de simular cada componente de forma separada e por facilitar o dimensionamento do sistema em estudo. Por isto, são normalmente utilizadas antes ou conjuntamente com as implementações em laboratórios.

A base de uma simulação é o modelamento preciso do canal de transmissão. Este trabalho apresenta o modelamento e simulação das partes que compõem um canal de transmissão digital na linha de assinantes.

a)



b)

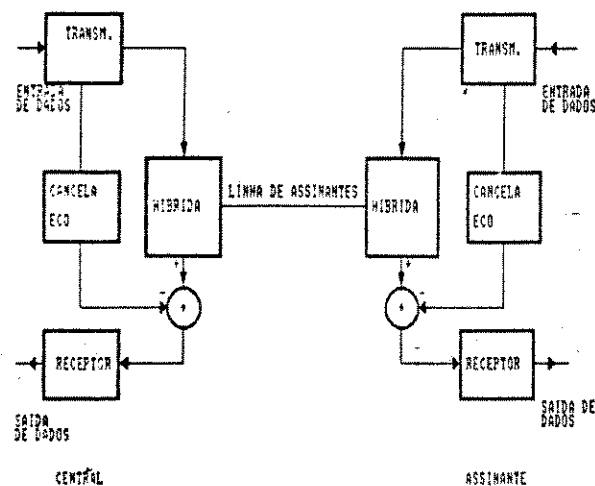


Figura 1.1 - Canal de Transmissão Digital da Linha de Assinante.
Técnica de transmissão: a) Multiplexação no tempo. b) Híbridas.

No capítulo 2, apresenta-se o modelamento da linha de transmissão, considerando-se a alteração de seus parâmetros distribuídos com a frequência, a função de transferência, a impedância característica, etc.

A motivação principal ao se fazer o modelamento da linha é obter a fidelidade do pulso transmitido na recepção, e para tal é necessário às vezes amostragens em frequência pouco espaçadas umas das outras (aproximadamente 1 KHz), ou bem espaçadas umas das outras (aproximadamente 20 KHz).

Por isto foram utilizados três modelos para conseguir uma boa amostragem: o modelo para altas frequências (50 KHz a 2 MHz), o modelo para baixas frequências (0 a 10 KHz) e a forma de ajuste utilizado para médias frequências (10 KHz a 50 KHz).

No capítulo 3, apresenta-se a transmissão bidirecional a dois fios e as alternativas de separação dos sinais nos dois sentidos de transmissão com as técnicas ping-pong, separação por frequência e híbridas. É apresentado o uso das Redes de Equilíbrio com o objetivo de reduzir o eco provocado pelas híbridas na transmissão.

No capítulo 4, é descrito o SLA - SIMULADOR DE LINHAS DE ASSINANTES, que possibilita a análise da Linha de Assinantes, através de inúmeros recursos como: função de transferência da linha, impedância característica, perda por inserção, análise de filtros, vários códigos de linha, espectro de potência, pulsos no tempo, eco, diagramas de olho, etc.

O SLA permite a simulação no domínio da frequência e simulação no domínio do tempo, garantindo assim uma vasta cobertura da análise e simulação da Linha de Assinantes.

No capítulo 5 são apresentadas as conclusões deste trabalho.

CAPITULO 2

LINHAS DE ASSINANTES

2.1) INTRODUÇÃO

As Linhas de Assinantes, de modo geral, são heterogêneas, compostas de emendas e derivações que fazem o seu comportamento distinto do das linhas de transmissão homogêneas ou uniformes.

2.2) LINHAS HOMOGENEAS

Uma linha de transmissão homogênea tem como parâmetros a resistência(r), a condutância(g), a indutância(L) e a capacitância(c), distribuídos ao longo da linha. Estes parâmetros dependem das características físicas do cabo e sofrem a influência do efeito pelicular e das perdas no dielétrico que são significativos à medida que a frequência aumenta.

A indutância tem duas componentes: a externa que praticamente não se altera com a frequência e a interna que sofre o efeito pelicular e diminui à medida que a frequência aumenta. A capacitância praticamente não se altera com a frequência. A resistência é alterada pelo efeito pelicular e aumenta à medida que a frequência aumenta. A condutância modela as perdas no dielétrico e cresce com o aumento da frequência, mas é desprezível na faixa de voz (0 a 10 KHz).

A tabela 2.1 apresenta algumas medidas de impedância de curto circuito (Z_{cc}) e impedância de circuito aberto (Z_{ab}) foram realizadas pela Telerj [2.1], para a faixa de frequência de 0 - 500 khz, cabo CT APL - PAR 1307 - 1.286 Km - (1268 m), linha 20 AWG (0.4 mm).

As figuras 2.1 e 2.2. apresentam o comportamento da impedância de curto-circuito e da impedância de circuito-aberto com o aumento da frequência.

FREQ. [MHz]	$ Z_{ab} $ [KOHM]	Fase Z_{ab} [rad]	$ Z_{cc} $ [KOHM]	Fase Z_{cc} [rad]
0.002	1.30000	-1.471	0.35890	-0.058
0.003	0.88110	-1.424	0.35790	-0.088
0.004	0.66570	-1.375	0.35610	-0.116
0.005	0.53750	-1.328	0.35420	-0.144
0.006	0.45300	-1.279	0.35180	-0.171
0.007	0.39300	-1.234	0.34900	-0.198
0.008	0.34920	-1.188	0.34630	-0.223
0.009	0.31590	-1.143	0.34290	-0.249
0.010	0.28950	-1.100	0.33910	-0.273
0.050	0.15920	-0.380	0.14420	-0.605
0.060	0.15890	-0.405	0.12980	-0.482
0.070	0.15100	-0.445	0.12660	-0.362
0.080	0.13820	-0.457	0.13060	-0.286
0.090	0.12620	-0.420	0.13640	-0.272
0.100	0.11930	-0.344	0.13860	-0.302
0.110	0.11870	-0.265	0.13450	-0.339
0.120	0.12260	-0.216	0.12640	-0.349
0.130	0.12760	-0.211	0.11890	-0.316
0.140	0.12950	-0.238	0.11540	-0.256
0.150	0.12690	-0.268	0.11630	-0.199
0.160	0.12130	-0.275	0.12040	-0.170
0.170	0.11620	-0.250	0.12440	-0.175
0.180	0.11400	-0.206	0.12540	-0.202
0.190	0.11500	-0.115	0.12250	-0.227
0.200	0.11820	-0.146	0.11810	-0.227
0.350	0.11000	-0.122	0.11200	-0.151
0.500	0.10990	-0.100	0.11150	-0.102

Tabela 2.1- Valores medidos para o cabo CT APL 30 - Par 1307 - 26 AWG -1.286 Km.

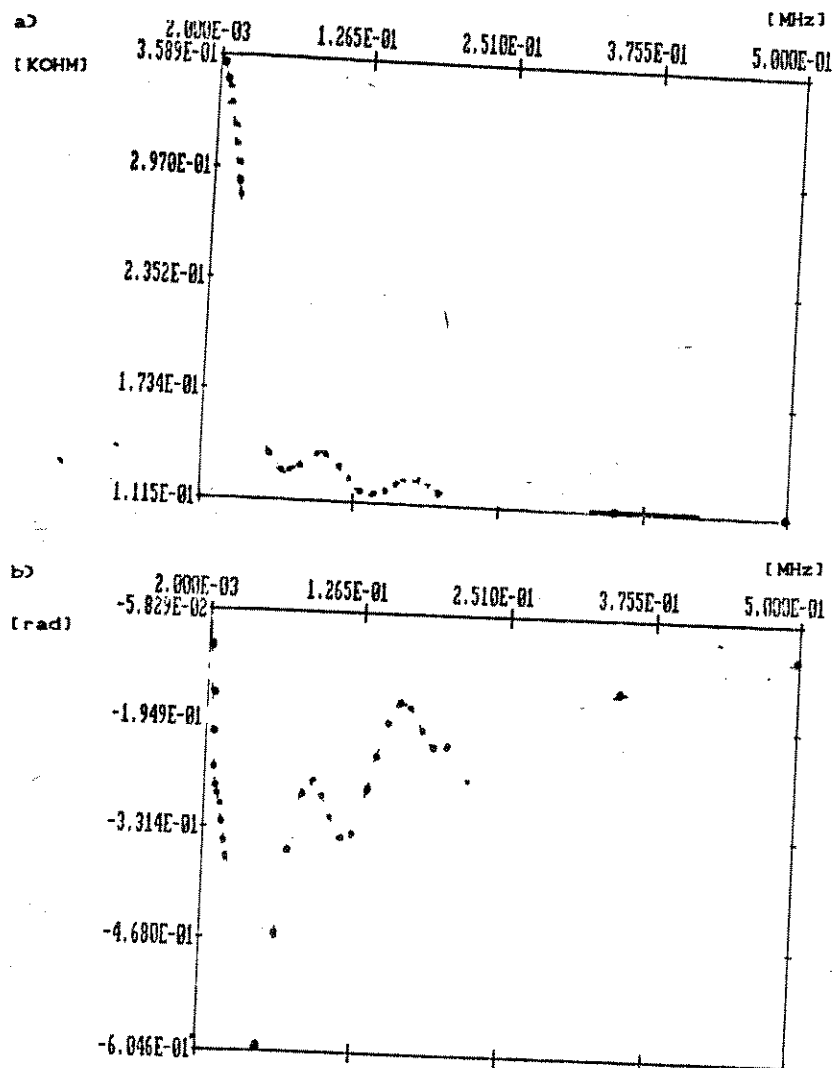


Figura 2.1 - Comportamento da impedância de curto-circuito (Z_{sc}).
 a) Valores medidos do módulo de Z_{sc} .
 b) Valores medidos da Fase de Z_{sc} .

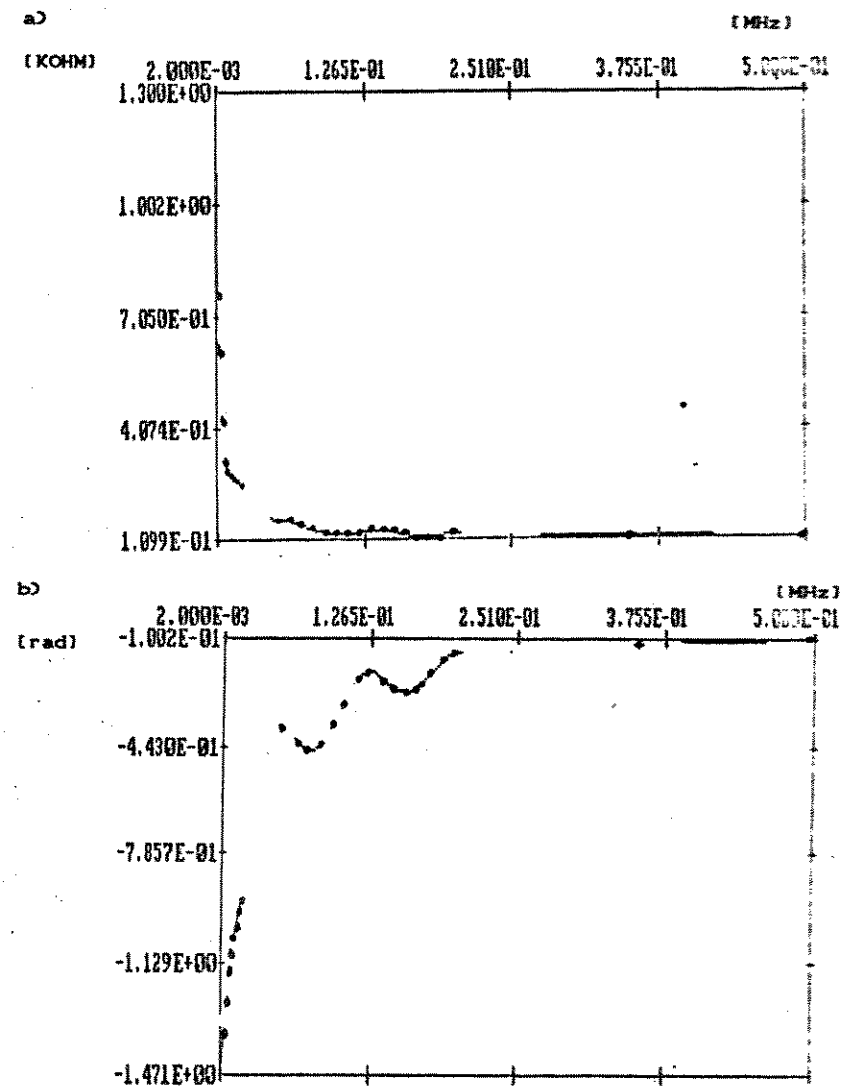


Figura 2.2- Comportamento da impedância de circuito-aberto (Z_{ab}).
 a) Valores medidos do módulo de Z_{ab} .
 b) Valores medidos da fase de Z_{ab} .

2.3) CONSTANCE DE PROPAGAÇÃO E IMPEDANCIA CARACTERISTICA

Uma linha de transmissão com parâmetros distribuídos r , l , g , c , é definida por duas grandezas, a constante de propagação (γ) e a impedância característica (Z_c), dadas por:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(r + j\omega l)(g + j\omega c)} \quad (2.1)$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{r + j\omega l}{g + j\omega c}} \quad (2.2)$$

onde,

α - Constante de atenuação

β - Defasagem

$\omega = 2\pi f$

f - frequência

$j = \sqrt{-1}$

A constante de propagação pode ser determinada através dos valores medidos de Z_{oc} e Z_{ab} [2.1]:

$$\gamma = \frac{1}{2d} \ln \left[\frac{1 + \sqrt{\frac{Z_{oc}}{Z_{ab}}}}{1 - \sqrt{\frac{Z_{oc}}{Z_{ab}}}} \right] \quad (2.3)$$

onde d é o comprimento da linha.

$$\text{seja, } \left[\frac{1 + \sqrt{\frac{Z_{oc}}{Z_{ab}}}}{1 - \sqrt{\frac{Z_{oc}}{Z_{ab}}}} \right] = M \quad F \quad (2.4)$$

então,

$$\alpha = \frac{1}{2d} \ln(M) \quad (2.5)$$

$$\beta = \frac{1}{2d} (jF + j2n\pi) \quad (2.6)$$

n - inteiro qualquer

A indeterminação do valor de β na equação (2.6) pode ser eliminada impondo-se que a velocidade de grupo $\frac{1}{(d\beta/d\omega)}$ seja sempre menor que velocidade de propagação da luz no vácuo, estimando assim um valor apropriado para β .

A impedância característica Z_c de uma linha homogênea não depende de seu comprimento da linha.

Pode-se encontrar a impedância característica através dos valores medidos de Z_{oc} e Z_{ab} , [2.2]:

$$Z_c = \sqrt{Z_{oc} \cdot Z_{ab}} \quad (2.7)$$

A partir de (2.3) e (2.7) pode-se também encontrar os valores de r , l , g e c :

$$r + j\omega l = Z_c \cdot \gamma \quad (2.8)$$

$$g + j\omega c = \frac{\gamma}{Z_c} \quad (2.9)$$

A tabela 2.2 mostra os valores de r , l , g e c calculados a partir dos valores de Z_{oc} e Z_{ab} da tabela 2.1.

Através destas medidas pôde-se obter a variação dos parâmetros r , l , g , e c (figuras 2.3 a 2.6), com a frequência. Deve-se ressaltar que a determinação dos valores dos parâmetros r , l , g , e c é decisiva para o bom desempenho do modelo da linha de transmissão em baixas frequências.

A figura 2.3 mostra a variação da resistência que cresce com a frequência, mas que se mantém praticamente constante na faixa

de 2 a 10 KHz.

A indutância apesar de diminuir com o aumento da frequência, mantém-se aproximadamente constante na faixa de 2 a 10 KHz (figura 2.4).

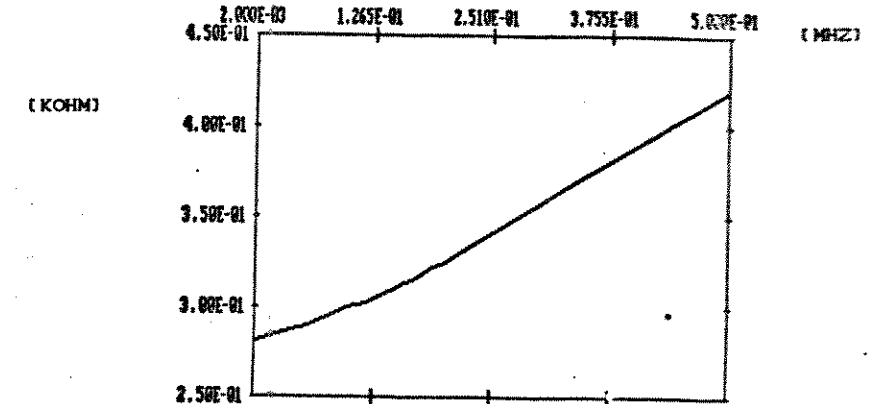
A condutância (figura 2.5) cresce com o aumento da frequência, inclusive na faixa de 2 k a 10 kHz, mas o valor de g nesta faixa é desprezível quando comparado a w_c . Por este motivo adotou-se um valor arbitrário para g nesta faixa de frequência.

A capacitância é o único parâmetro que se mantém praticamente constante com o aumento da frequência, na faixa de frequência 0 a 500 KHz, (figura 2.6).

FREQ. [MHz]	r [KOHM]	l [mH]	g [μMHO]	c [nF]
0.002	0.280	0.762	0.004	47.465
0.003	0.280	0.731	0.009	47.186
0.004	0.280	0.733	0.016	47.119
0.005	0.280	0.738	0.024	47.032
0.006	0.281	0.741	0.037	46.941
0.007	0.281	0.743	0.047	46.853
0.008	0.281	0.751	0.061	46.671
0.009	0.282	0.750	0.078	46.477
0.010	0.282	0.750	0.095	46.304
0.050	0.288	0.600	0.089	47.700
0.060	0.289	0.607	0.258	47.403
0.070	0.291	0.611	0.385	47.131
0.080	0.294	0.612	0.452	46.898
0.090	0.297	0.611	0.482	46.752
0.100	0.299	0.608	0.531	46.710
0.110	0.301	0.606	0.653	46.731
0.120	0.302	0.604	0.773	46.745
0.130	0.304	0.603	0.988	46.710
0.140	0.307	0.604	1.257	46.655
0.150	0.309	0.604	1.342	46.545
0.160	0.313	0.604	1.416	46.475
0.170	0.315	0.602	1.460	46.364
0.180	0.318	0.600	1.564	46.301
0.190	0.321	0.596	1.705	46.407
0.200	0.323	0.595	2.504	46.383
0.350	0.378	0.559	2.599	47.249
0.500	0.420	0.553	4.615	46.432

Tabela 2.2 - Valores de r , l , g e c distribuídos calculados a partir das medidas da tabela 2.1.

a)



b)

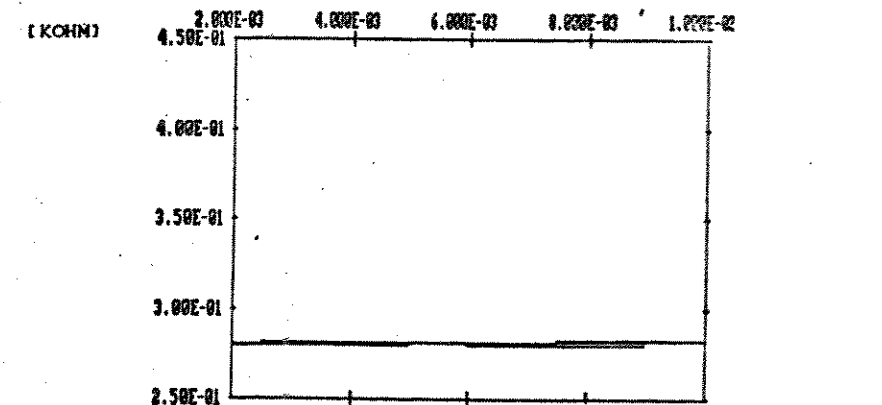


Figura 2.3 - a) Variação da resistência, Frequência: 2 K - 500 KHz
b) Variação da resistência, Frequência: 2 K - 10 KHz

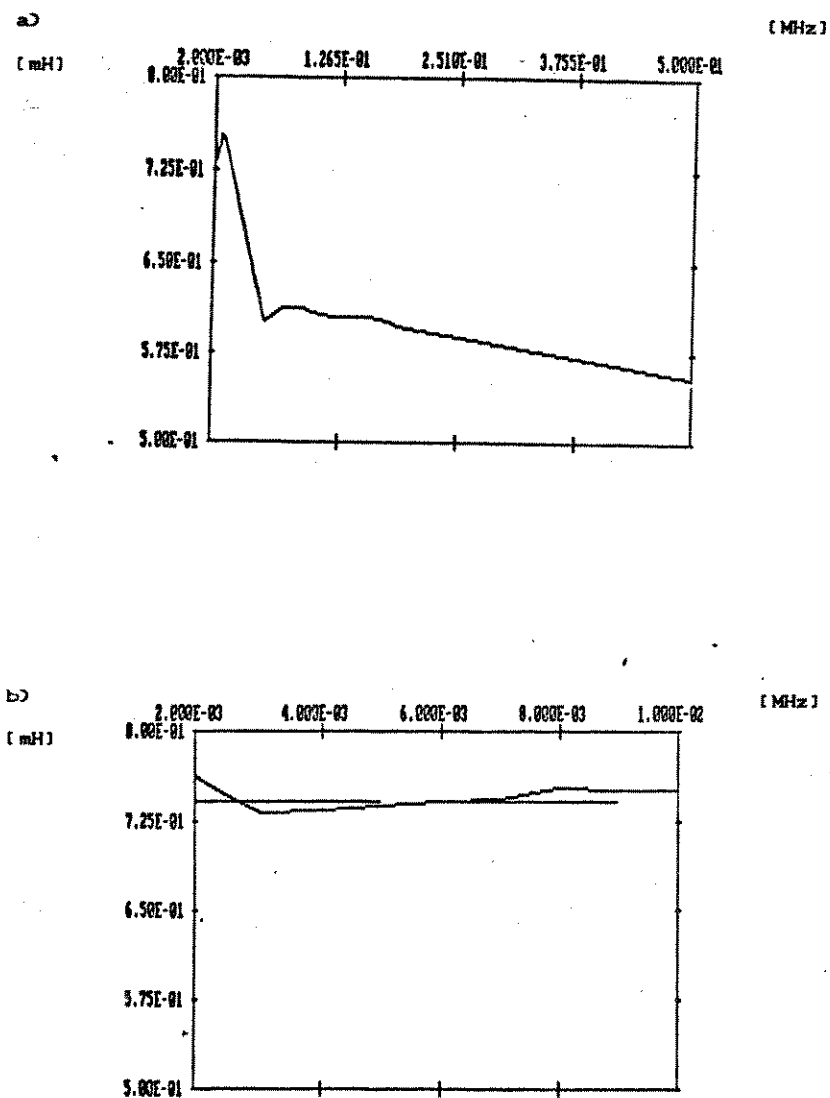


Figura 2.4 - a) Variação da indutância, Frequência: 2 K - 500 KHz
b) Variação da indutância, Frequência: 2 K - 10 KHz

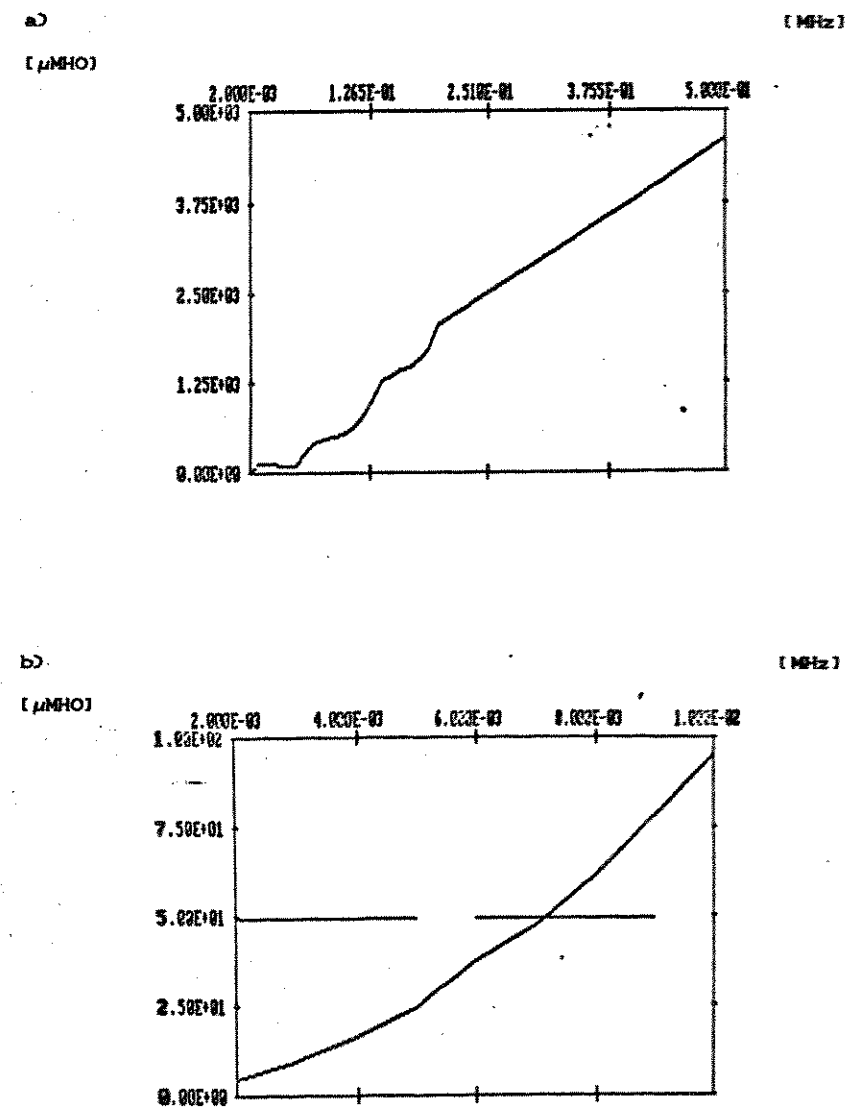


Figura 2.5 - a) Variação da condutância, Frequência: 2 K - 500 KHz
b) Variação da condutância, Frequência: 2 K - 10 KHz

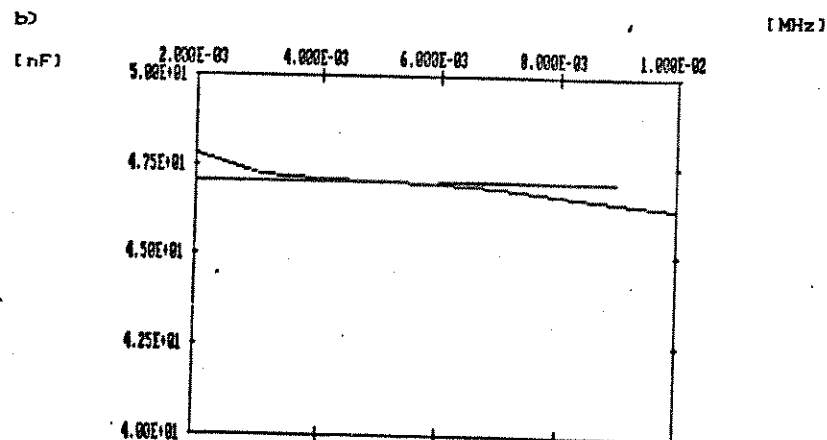
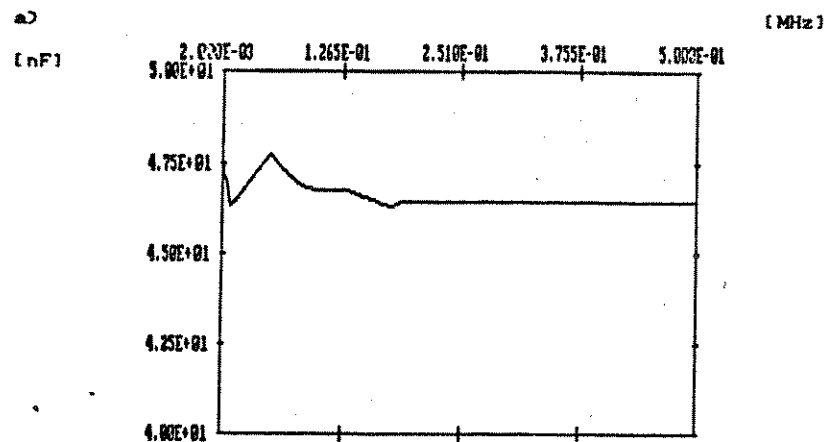


Figura 2.6 - a) Variação da capacitância, Frequência: 2 K - 500 KHz
b) Variação da capacitância, Frequência: 2 K - 10 KHz

2.4) MODELAMENTO DA LINHA DE TRANSMISSÃO

O objetivo do modelamento da linha de transmissão homogênea é obter as funções γ e Z_c de modo que estas se aproximem dos valores medidos, para toda a faixa de frequência entre 0 a 2 MHz.

Neste trabalho foram realizados os modelamentos em baixas, médias e altas frequências. A necessidade de se fazer o modelamento para estas três faixas de frequências, decorreu do fato de que, em estudos anteriormente realizados em linhas de assinantes [2.8], os pulsos recebidos (um dos principais resultados que se obtém ao se estudar uma linha de assinantes) poderiam ter uma duração superior a 1000 μ seg, dependendo da linha de assinante simulada.

Para se ter um pulso de tal duração é necessário um espaçamento entre amostras em frequência de 1 KHz, e para isto é preciso considerar a faixa de baixas e de médias frequências.

2.4.1) MODELAMENTO DA LINHA EM BAIXAS FREQUÊNCIAS

De acordo com as figuras 2.3 a 2.5 os parâmetros r , l e c permanecem praticamente constantes na faixa de 0 a 10 KHz. A condutância, apesar de variar nesta faixa de frequência (figura 2.6) não contribui significativamente nas funções constante de propagação e impedância característica.

Isto pode ser verificado nas figuras 2.7 e 2.8 quando se compara as variações da função atenuação e da impedância característica para $g = 4,19 \mu$ MHO (valor obtido em 2 KHz) e para $g = 94,58 \mu$ MHO (valor obtido em 10 KHz), tabela 2.2. Note que praticamente não há variação destas funções ao se alterar o valor de g e que portanto, pode-se adotar um valor médio para g nesta faixa de frequência.

O modelo para γ e Z_c na faixa de 0 a 10 KHz têm sido usado com frequência em telefonia convencional. Neste modelo, conhecido por modelo na faixa de voz, é suposto que os parâmetros r , l e c são constantes e g desprezível.

No modelamento em baixas frequências os parâmetros distribuídos r , l , g e c são considerados constantes e a partir das equações (2.1) e (2.2) pode-se descrever matematicamente as funções constante de propagação e impedância característica respectivamente, na faixa de frequência de 0 a 10 KHz, conforme as equações (2.3) e (2.4), a seguir:

$$\gamma_s = \alpha_s + j\beta_s = \sqrt{(r_s + j\omega l_s)(g_s + j\omega c_s)} \quad (2.10)$$

$$Z_{c_s} = \sqrt{\frac{(r_s + j\omega l_s)}{(g_s + j\omega c_s)}} \quad (2.11)$$

onde, s - baixa frequência

s - valor estimado para baixas frequências

Foram realizados testes de sensibilidade das funções γ_s e Z_{c_s} aos parâmetros r , l , c e g , que confirmaram a insignificância do parâmetro

A tabela 2.3 mostra a impedância característica (módulo e fase) obtida a partir das medidas de Z_{ab} e Z_{cc} (tabela 2.1).

As figuras 2.9 e 2.10 mostram a comparação entre a constante de propagação e a impedância característica obtidas no modelo a partir das medidas de Z_{ab} e Z_{cc} .

FREQ. [MHz]	α [dB/Km]	β [rad/km]	$ Z_c $ [KOHM]	Fase Z_c [rads]
0.002	2.484	0.294	0.683	-0.765
0.003	3.008	0.360	0.562	-0.756
0.004	3.448	0.418	0.487	-0.746
0.005	3.827	0.471	0.436	-0.736
0.006	4.167	0.519	0.399	-0.725
0.007	4.466	0.564	0.370	-0.716
0.008	4.736	0.607	0.348	-0.706
0.009	4.987	0.647	0.329	-0.696
0.010	5.217	0.686	0.313	-0.686
0.050	9.429	1.994	0.152	-0.493
0.060	9.855	2.302	0.144	-0.443
0.070	10.203	2.615	0.138	-0.404
0.080	10.477	2.929	0.134	-0.371
0.090	10.725	3.242	0.133	-0.346
0.100	10.961	3.557	0.129	-0.323
0.110	11.194	3.873	0.126	-0.302
0.120	11.415	4.187	0.124	-0.282
0.130	11.631	4.505	0.123	-0.264
0.140	11.840	4.827	0.122	-0.247
0.150	12.094	5.147	0.121	-0.234
0.160	12.282	5.469	0.121	-0.223
0.170	12.406	5.793	0.120	-0.213
0.180	12.618	6.093	0.120	-0.204
0.190	12.861	6.410	0.119	-0.196
0.200	13.162	6.722	0.118	-0.186
0.350	16.167	11.407	0.111	-0.137
0.500	18.795	16.010	0.111	-0.103

Tabela 2.3 - Valores obtidos para as funções constante de propagação e impedância característica a partir dos valores da tabela 2.1.

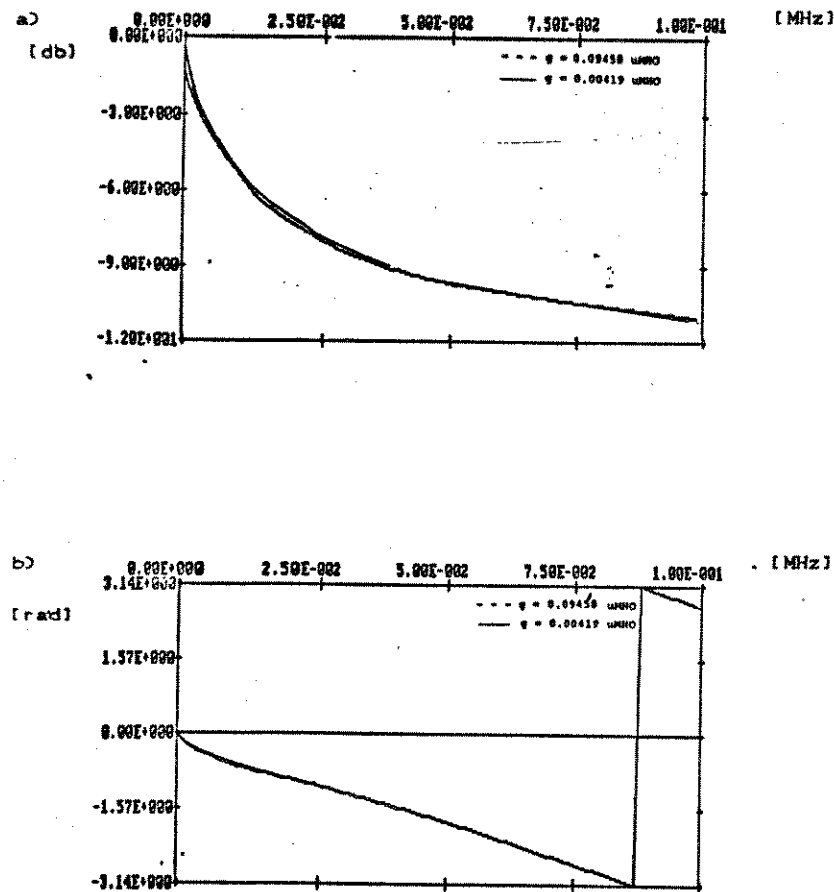


Figura 2.7 - Variação do parâmetro g , mantendo constante os parâmetros para $r = 280 \text{ OHM}$, $l = 0.62 \text{ mH}$, $c = 47 \text{ nF}$. Comportamento da função: a) atenuação. b) defasagem.

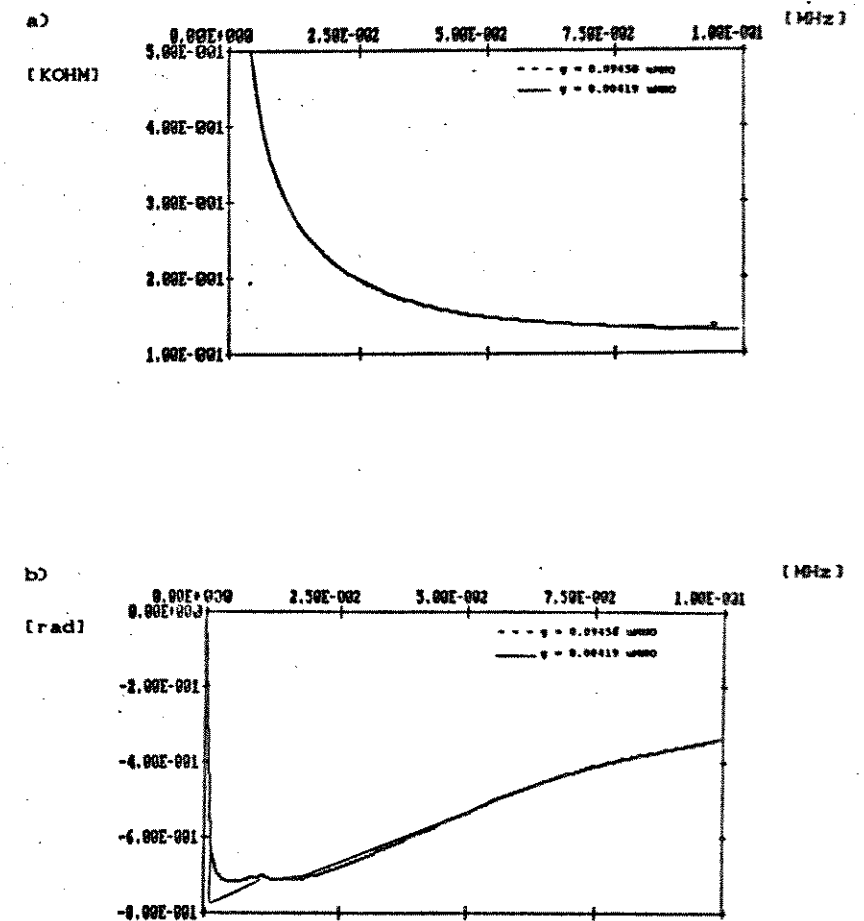


Figura 2.8 - Variação do parâmetro g , mantendo constante os parâmetros para $r = 280 \text{ OHM}$, $l = 0.62 \text{ mH}$, $c = 47 \text{ nF}$. Comportamento da impedância característica: a) Módulo. b) Fase.

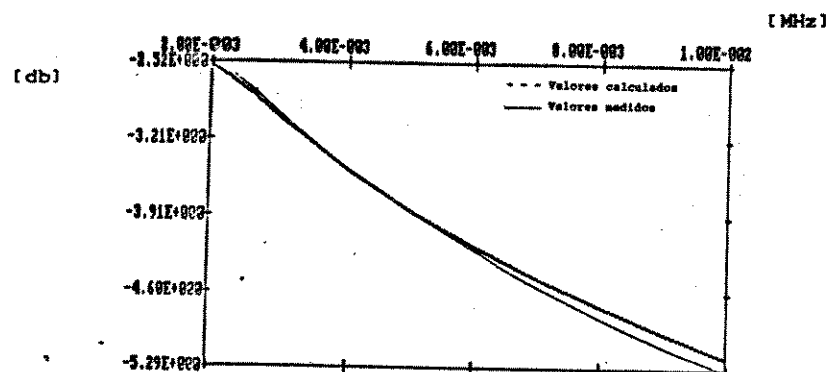


Figura 2.9 - Comparação entre a função atenuação modelada de 2 a 10 KHz e os valores medidos desta de 2 a 10 KHz.

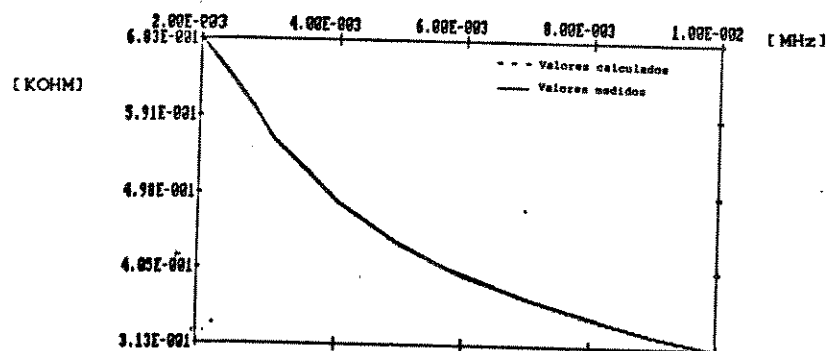


Figura 2.10 - Comparação entre a função impedância característica modelada e os valores medidos desta de 2 a 10 KHz.

2.4.2) MODELAMENTO DA LINHA EM ALTAS FREQUENCIAS

A figura 2.11 mostra que para altas frequências o efeito pelicular e as perdas no dielétrico são significativos e que alteram os parâmetros r , l , e g da linha de transmissão. São necessárias aproximações para se modelar as funções constante de propagação e impedância característica.

Existem pelo menos 2 alternativas para se modelar as funções constante de propagação e impedância característica em altas frequências: através do modelamento dos parâmetros r , l , g e c [2.3] ou através do modelamento da função atenuação e da impedância característica [2.4].

A alternativa adotada é a aproximação das funções γ e Z_c .

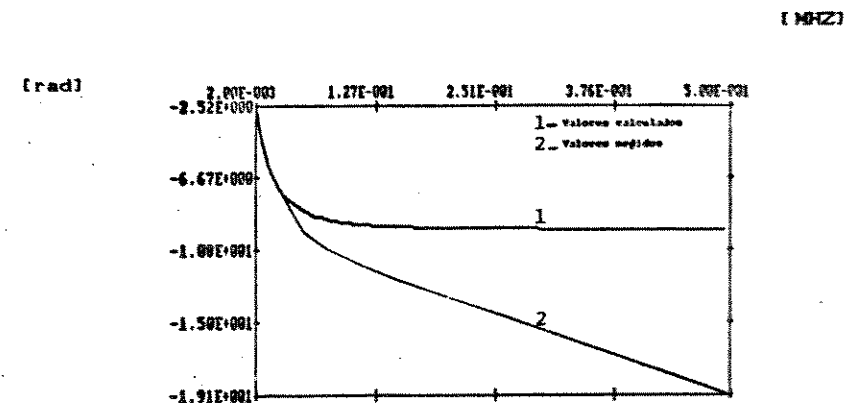


Figura 2.11 - Comparação entre a função atenuação do modelo de baixas frequências e os valores medidos para a mesma na faixa de 2KHz a 500 KHz.

Reescrevendo a equação (2.1), tem-se que:

$$\alpha = \left\{ \frac{r.g - w^2.l.c + \sqrt{(r.g - w^2.l.c)^2 + w^2.(l.g + r.c)^2}}{2} \right\}^{1/2} \quad (2.12)$$

$$\beta = \left\{ \frac{w^2.l.c - r.g + \sqrt{(r.g - w^2.l.c)^2 + w^2.(l.g + r.c)^2}}{2} \right\}^{1/2} \quad (2.13)$$

Para altas frequências a função constante de propagação e impedância característica podem ser aproximadas por [2.4] e [2.5]:

$$\alpha_A \cong \alpha_0 + \alpha_1 \sqrt{\omega} + \alpha_2 \omega \quad (2.14)$$

$$\beta_A \cong \beta_1 \sqrt{\omega} + \beta_2 \omega \quad (2.15)$$

$$\gamma_A \cong \alpha_A + j\beta_A \quad (2.16)$$

$$Z_c \cong \frac{\alpha_A + j\beta_A}{j\omega c} = \frac{\beta_A}{\omega c} - j \frac{\alpha_A}{\omega c} \quad (2.17)$$

$$\text{onde, } \beta_1 = \alpha_1 \quad (2.18)$$

$$\text{e } \beta_2 = c \cdot |Z_c(\omega)| \quad (2.19)$$

$|Z_c(\omega)|$ - Valor de impedância medido em altas

c - capacitância do cabo (constante)

Note que o modelo de altas frequências fica completamente determinado conhecendo-se c, $|Z_c(\omega)|$, α_0 , α_1 e α_2 .

Estes coeficientes α_0 , α_1 e α_2 foram obtidos de forma a minimizar o desvio quadrático entre o modelo teórico e as medidas realizadas em 17 pontos, vide tabela 2.1.

Seja:

$$\text{Min } \frac{1}{2} \sum_{i=1}^M \left\{ \frac{\alpha_{mi} - \alpha_i}{\alpha_i} \right\}^2 \quad (2.20)$$

que é a minimização da soma dos erros percentuais cometidos pelo modelo em relação aos valores medidos, onde:

α_{mi} = valor medido [db/Km]

α_i = valor calculado = $\alpha_0 + \alpha_1 \sqrt{\omega_i} + \alpha_2 \omega_i$ [db/Km]

M = número de amostras

Derivando (2.17) em relação a α_0 , α_1 e α_2 tem-se:

$$\alpha_0.S_0 + \alpha_1.S_1 + \alpha_2.S_2 - S_3 = 0 \quad (2.21)$$

$$\alpha_0.S_1 + \alpha_1.S_2 + \alpha_2.S_4 - S_5 = 0 \quad (2.22)$$

$$\alpha_0.S_2 + \alpha_1.S_4 + \alpha_2.S_6 - S_7 = 0 \quad (2.23)$$

onde:

$$S_0 = \sum_{i=1}^M \frac{1}{\alpha_{mi}^2} \quad (2.24)$$

$$S_1 = \sum_{i=1}^M \frac{\sqrt{\omega_i}}{\alpha_{mi}^2} \quad (2.25)$$

$$S_2 = \sum_{i=1}^M \frac{\omega_i}{\alpha_{mi}^2} \quad (2.26)$$

$$S_3 = \sum_{i=1}^M \frac{1}{\alpha_{mi}} \quad (2.27)$$

$$S_4 = \sum_{i=1}^M \frac{\omega_i \sqrt{\omega_i}}{\alpha_{mi}^2} \quad (2.28)$$

$$S_5 = \sum_{i=1}^M \frac{\sqrt{\omega_i}}{\alpha_{mi}} \quad (2.29)$$

$$S_o = \sum_{i=1}^M \left(\frac{w_i}{\alpha_{mi}} \right)^2 \quad (2.30) \quad S_7 = \sum_{i=1}^M \frac{w_i}{\alpha_{mi}} \quad (2.31)$$

Colocando-as na forma matricial e utilizando a Regra de Cramer para a resolução destas equações, tem-se:

$$\alpha_o = \frac{S_o(S_3S_2 - S_1S_5) + S_7(S_1S_4 - S_2^2) + S_4(S_2S_5 - S_4S_9)}{S_o(S_oS_2 - S_1^2) + 2S_1S_4 - S_2^2 - S_4^2S_o} \quad (2.32)$$

$$\alpha_1 = \frac{S_o(S_oS_5 - S_1S_9) + S_4(S_2S_9 - S_oS_7) + S_2(S_1S_7 - S_2S_9)}{S_o(S_oS_2 - S_1^2) + 2S_1S_4 - S_2^2 - S_4^2S_o} \quad (2.33)$$

$$\alpha_2 = \frac{S_7(S_oS_2 - S_1^2) + S_5(S_1S_2 - S_oS_4) + S_9(S_1S_4 - S_2^2)}{S_o(S_oS_2 - S_1^2) + 2S_1S_4 - S_2^2 - S_4^2S_o} \quad (2.34)$$

Portanto, para as medidas da tabela 2.1, tem-se que os coeficientes¹ α_o , α_1 e α_2 são:

$$\begin{aligned} \alpha_o &= 0.83491 && [1/Km] \\ \alpha_1 &= 0.39066 && [\sqrt{rd/\mu\text{seg}} / Km] \\ \alpha_2 &= 0.20785 && [rd/(\mu\text{seg} \cdot Km)] \end{aligned}$$

A tabela 2.4 mostra a comparação entre a função atenuação calculada (3 graus de liberdade) ajustada e função atenuação medida.

FREQ [MHz]	ATENUAÇÃO MEDIDA [db/km]	ATENUA. CALCULADA [db/km]
0.050	9.430	9.558
0.060	9.850	9.854
0.070	10.200	10.135
0.090	10.720	10.664
0.100	10.960	10.916
0.110	11.190	11.161
0.120	11.420	11.400
0.130	11.660	11.634
0.140	11.940	11.864
0.150	12.090	12.089
0.160	12.280	12.311
0.170	12.410	12.529
0.180	12.620	12.744
0.190	12.890	12.956
0.200	13.160	13.166
0.350	16.180	16.094
0.500	18.790	18.775

Tabela 2.4 - Comparação da função atenuação medida e a calculada com 3 graus de liberdade.

As figuras 2.12 e 2.13 mostram a comparação entre o modelo de altas frequências para as funções atenuação e defasagem com a curva de valores medidos.

As figuras 2.14 e 2.15 mostram a comparação entre o modelo assintótico para altas frequências com a curva de valores medidos para a impedância característica..

¹ utilizou-se a conversão 1 db = 8.686 np

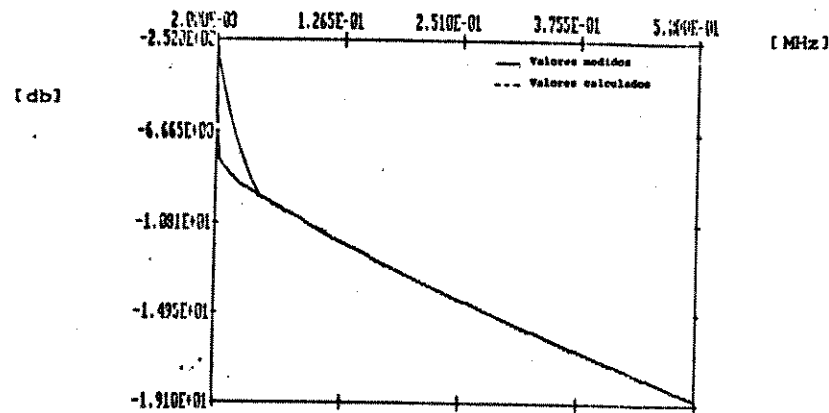


Figura 2.12 - Função atenuação em altas frequências e valores medidos para a esta em altas frequências, linha 26 AWG, 1 KM.

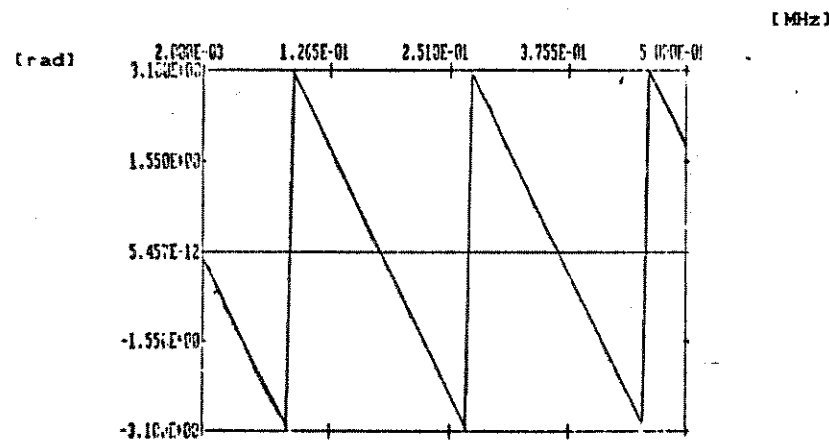


Figura 2.13 - Comparação entre o modelo para alta frequência da defasagem e os valores medidos para esta em alta frequência, linha 26 AWG, 1 KM.

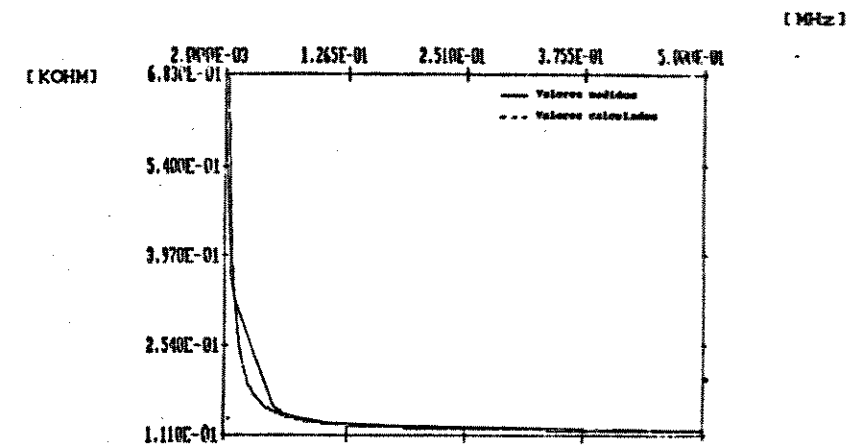


Figura 2.14 - Comparação entre o modelo de alta frequência da impedância característica e os valores medidos desta em alta frequência (tabela 2.3), linha 26 AWG, 1 Km.

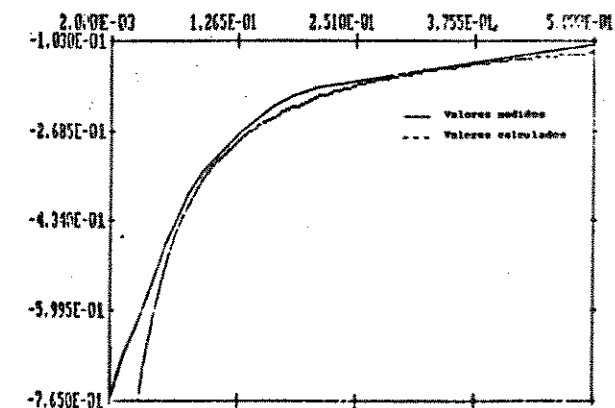


Figura 2.15 - Comparação entre o modelo para alta frequência da fase da impedância característica, e os valores calculados para esta (tabela 2.3), linha 26 AWG, 1 km

2.4.3) MODELAMENTO EM MÉDIAS FREQUÊNCIAS

A figura 2.11 mostra a boa concordância do modelo de baixa frequência com as medidas no intervalo de 2 a 10 KHz. A figura 2.12 ilustra a boa concordância do modelo de alta frequência com as medidas para frequências acima de 50 KHz. A figura 2.16 mostra a comparação do uso simultâneo dos modelos de baixa e de alta frequência, comutados em 30 KHz, e as medidas. Esta figura evidencia a necessidade de um modelo específico para a faixa de frequências compreendidas entre 10 e 50 KHz, denominado de modelo de médias frequências.

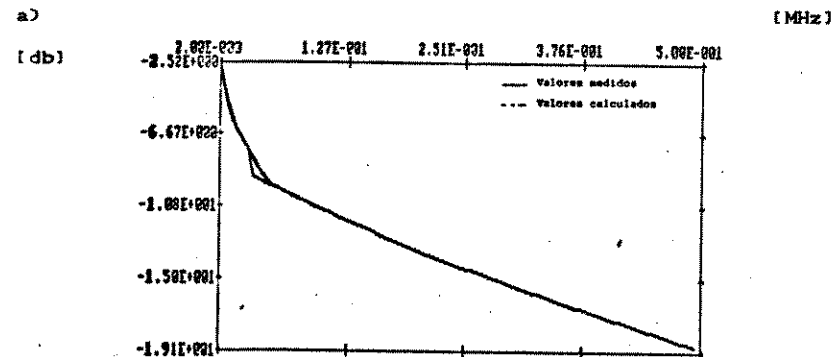


Figura 2.16 - Comparação entre a junção do modelo de baixa e alta frequência da função atenuação com os valores medidos evidenciando a necessidade de se ter também um modelo em médias frequências. Linha 26 AWG, 1 Km, Telerj

O modelo para médias frequências baseia-se na função P que é uma função linear de ω que pondera a função atenuação do modelo de baixa e do modelo de alta frequência, variando de 0 a 1, quando ω varia de ω_B (baixa) a ω_A (alta) frequência:

$$P = \frac{\omega - \omega_B}{\omega_A - \omega_B} \quad (2.35)$$

As equações (2.36) e (2.37) mostram a ponderação entre os modelos de baixa e de alta frequência.

$$\gamma = (1 - P) \cdot \gamma_B + P \cdot \gamma_A \quad (2.36)$$

$$Z_c = (1 - P) \cdot Z_{cB} + P \cdot Z_{cA} \quad (2.37)$$

onde,

ω_A = limite superior da faixa de alta frequência (50 KHz)

ω_B = limite inferior da faixa de baixa frequência (10 KHz)

γ_B = Constante de propagação em baixa frequência

γ_A = Constante de propagação em alta frequência

Z_{cB} = Impedância característica em baixa frequência

Z_{cA} = Impedância característica em alta frequência

A tabela 2.5 apresenta os valores dos parâmetros r , l , g , c e $|Z_c(\omega)|$, F_A , F_B utilizados neste trabalho para fins de simulação, para as medidas apresentadas na tabela 2.1.

As figuras 2.17 a 2.20 mostram as funções constante de propagação, e a impedância característica calculadas utilizando o modelo de altas, médias e baixas frequências, na faixa de 0 KHz a 500 KHz.

CABO	UNIDADE AWG	26
PARAMETRO		
r	[KOHM]	0.280
l	[mH]	0.74
g	[mMHO]	0.049
c	[nF]	47
$ Z_c(\omega) $	[KOHM]	0.111
α_o	[1/Km]	0.83491
α_1	[$\sqrt{rd}/\mu\text{seg}/\text{Km}$]	0.39066
α_2	[$\sqrt{gd}/\mu\text{seg}*\text{Km}$]	0.20785
Fa	[MHz]	0.010
Fb	[MHz]	0.050

Tabela 2.5 - Parâmetros medidos pela TELERJ

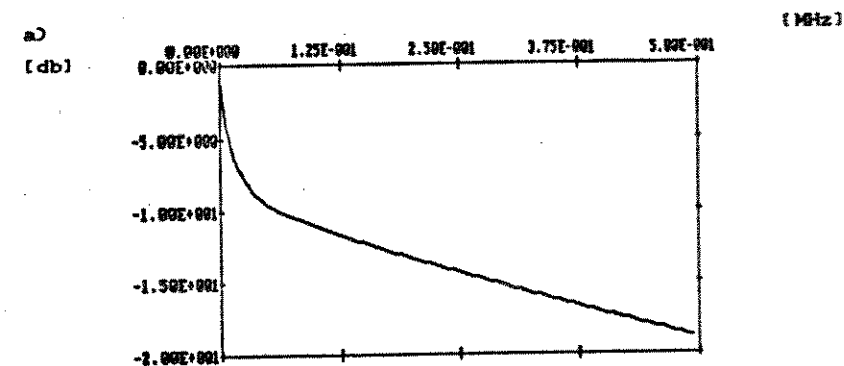


Figura 2.17 - Função atenuação utilizando o modelo de baixas e altas frequências com ponderação em médias frequências, de 0 a 500 kHz, linha 26 AWG, 1 Km.

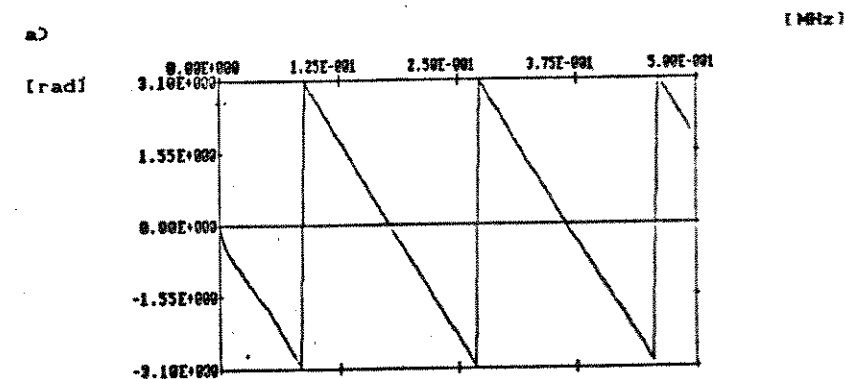


Figura 2.18 - Defasagem utilizando o modelo de altas e baixa frequências com ponderação em médias frequências, de 0 a 500 KHz, linha 26 AWG, 1 Km.

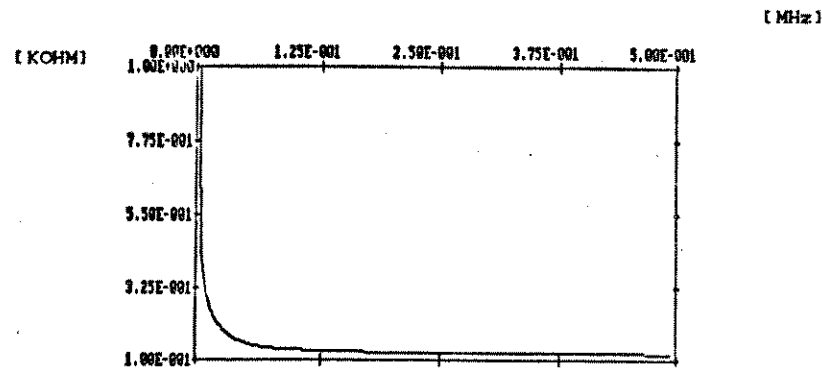


Figura 2.19 - Módulo da impedância característica utilizando o modelo de altas e baixas frequências com ponderação em médias frequências, de 0 a 500 KHz, linha 26 AWG, 1 Km.

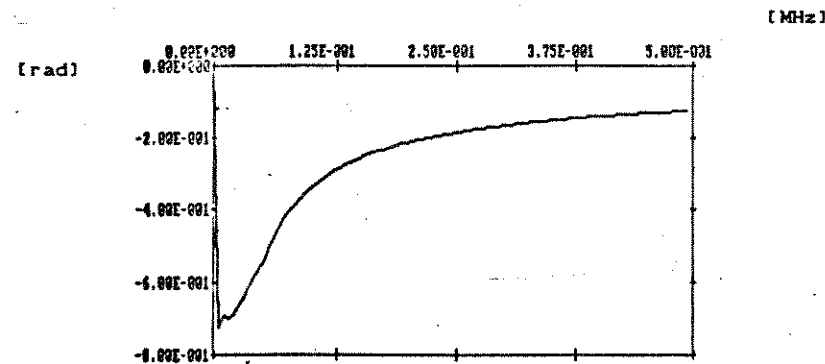


Figura 2.20 - Fase da impedância característica utilizando o modelo de altas e baixas frequências com ponderação em médias frequências, de 0 a 500 KHz, linha 26 AWG, 1 Km.

2.5) FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA E IMPEDÂNCIA DE ENTRADA DE UMA LINHA HOMOGÊNEA.

Considere a linha homogênea caracterizada pela figura 2.21.

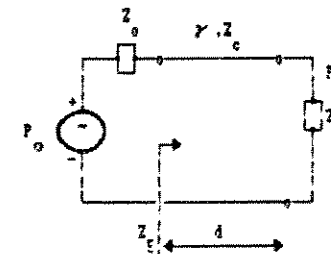


Figura 2.21 - Linha homogênea.

onde,

P_O = Transformada de Fourier do pulso na transmissão

Z_O = Impedância na transmissão

P_N = Transformada de Fourier do pulso na recepção

Z_N = Impedância na recepção

Z_c = Impedância característica

Z_E = Impedância de entrada da linha.

d = Comprimento da linha.

A função de transferência de uma linha é dada por:

$$F(\omega) = \frac{P_N}{P_O} = \frac{Z_c}{Z_c + Z_O} (1 + \rho_N) \cdot \frac{\exp(-\gamma d)}{1 - \rho_O \rho_N \exp(-2\gamma d)} \quad (2.38)$$

com,

$$\rho_o = \frac{Z_o - Z_c}{Z_o + Z_c} = \text{coeficiente de reflexão na transmissão} \quad (2.39)$$

$$\rho_N = \frac{Z_N - Z_c}{Z_N + Z_c} = \text{coeficiente de reflexão na recepção} \quad (2.40)$$

A impedância de entrada da linha é dada por:

$$Z_E = Z_c \cdot \frac{1 + \rho_N \cdot \exp(-2\gamma d)}{1 - \rho_N \cdot \exp(-2\gamma d)} \quad (2.41)$$

As figuras 2.22 e 2.23 mostram a função atenuação e a impedância característica respectivamente, de uma linha homogênea para os cabos 19, 22, 24, 26 AWG, frequência de 0 - 1 MHz.

A tabela 2.6 mostra os valores usados para os cabos 19, 22, 24 e 26 AWG para fins de simulação.

CABO	UNIDADE AWG	19	22	24	26
PARAMETRO					
r	[KOHM]	0.053	0.106	0.171	0.273
l	[mH]	0.62	0.62	0.62	0.62
g	[mMHO]	0.00137	0.00130	0.00118	0.00112
c	[nF]	52	51	45	43
$ Z_c(\omega) $	[KOHM]	0.097	0.102	0.104	0.103
α_o	[1/Km]	0.12318	0.24479	0.40163	0.45771
α_1	[$\sqrt{rd}/\mu\text{seg}/\text{Km}$]	0.27154	0.38461	0.69436	1.0625
α_2	[$rd/\mu\text{seg} \cdot \text{Km}$]	0.17444	0.21278	0.13271	0.072733
FB	[MHz]	0.010	0.010	0.010	0.010
FA	[MHz]	0.050	0.050	0.050	0.050000

Tabela 2.6 - Parâmetros para os cabos 19, 22, 24 e 26 AWG.

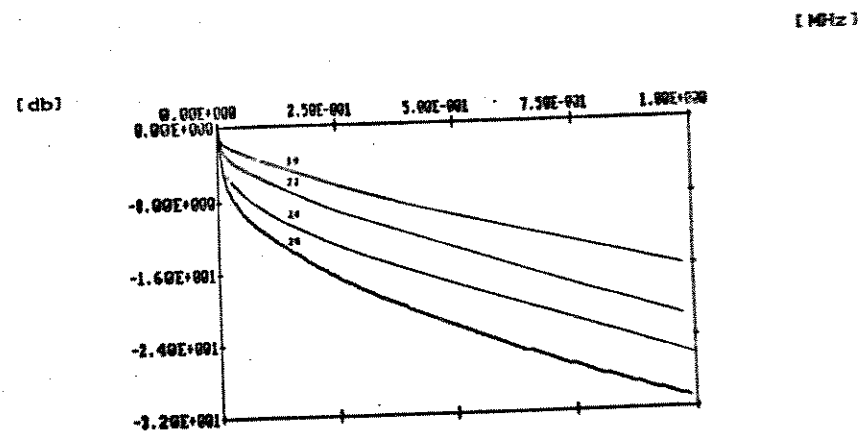


Figura 2.22 - Função atenuação de uma linha homogênea, 1 Km; para os cabos 19, 22, 24 e 26 AWG da tabela 2.6.

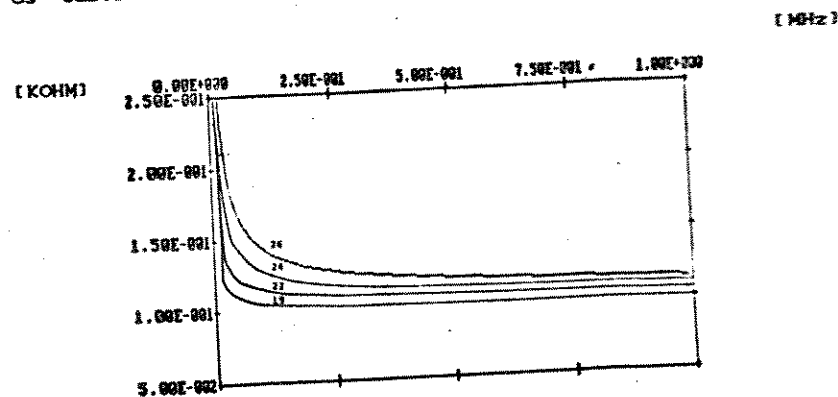


Figura 2.23 - Impedância Característica de uma linha homogênea, 1 Km, para os cabos 19, 22, 24 e 26 AWG da tabela 2.6.

A figura 2.24 mostra o pulso recebido em uma linha homogênea para os cabos (19, 22, 24 e 26 AWG), 1 Km, casada, para um pulso transmitido retangular de 10 volts de pico e 5 μ seg de duração. Observe que a atenuação da linha 26 AWG maior que da linha 19 AWG implica em um pulso recebido menor e mais espalhado no tempo.

A figura 2.25 mostra, para uma linha casada, os pulsos recebidos para um comprimento de 1 Km, 2 Km e 3 Km, respectivamente. O pulso transmitido é de 5 volts de pico e 5 μ seg de duração. Observe a maior atenuação e espalhamento dos pulsos à medida que o comprimento aumenta.

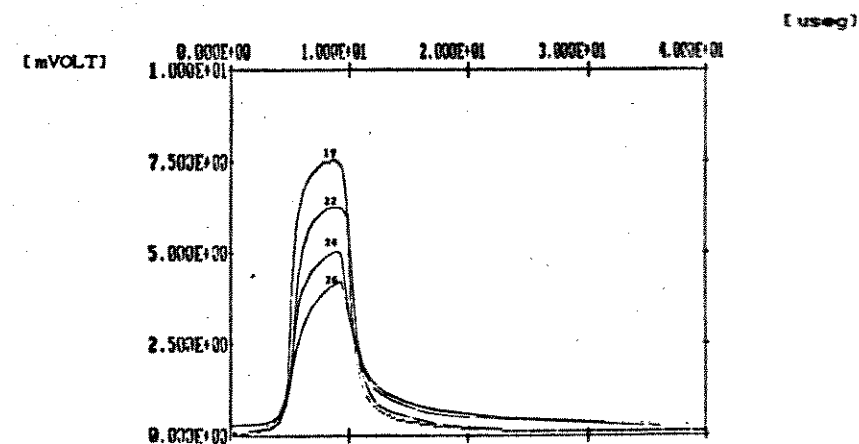


Figura 2.24 - Pulso no tempo para os cabos 19, 22, 24, 26 AWG, 1 Km.

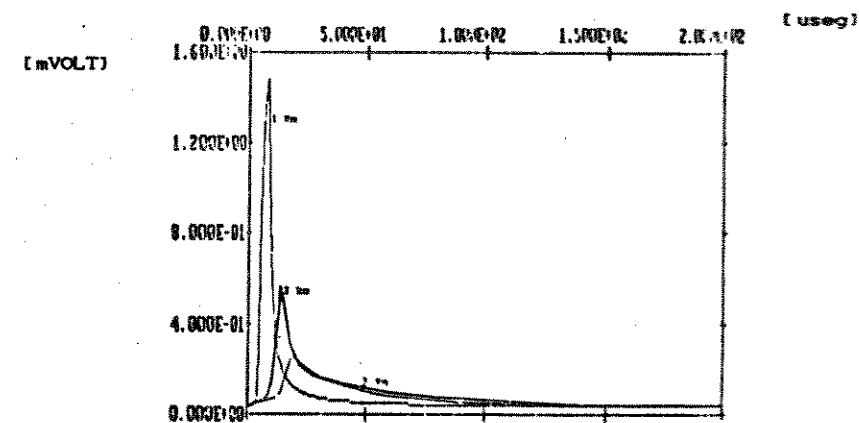


Figura 2.25 - Variação do pulso no tempo para o cabo 26 AWG.
a) linha com $l = 1$ Km. b) linha com $l = 2$ Km. c) linha com $l = 3$ Km.

2.6) FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA DE UMA LINHA DE ASSINANTE

As linhas de assinantes diferem das linhas homogêneas, pois estas apresentam uma variedade de comprimentos e bitolas, ou seja, são heterogêneas. As derivações terminadas em circuito aberto têm a função de atender às eventuais mudanças de endereço de assinantes. A mudança de bitola do par condutor e as derivações são fortes fatores de degradação do sistema digital, por introduzirem reflexões na linha. A figura 2.26 caracteriza uma linha de assinante.

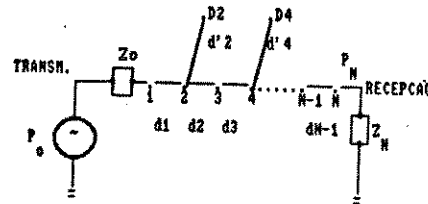


Figura 2.26 - Linha de assinante

onde, $d_1, \dots, d_{N-1}$ = comprimento de cada trecho.

$d'_1, \dots, d'_{N-1}$ = Comprimento de um trecho da derivação

A linha de assinante da figura 2.26 pode ser representada pela linha equivalente da figura 2.27, sem derivações.

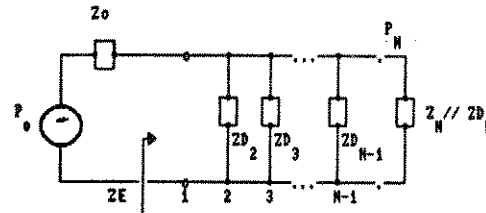


Figura 2.27 - Linha equivalente sem derivação.

A função de transferência desta linha é dada por:

$$F = \prod_{k=0}^{N-1} F_k \quad (2.42)$$

onde:

$$F_0 = \frac{Z_E}{Z_E + Z_0} \quad (2.43)$$

$$F_k = (1 + \rho_{k+1}) \cdot \frac{\exp(-\gamma_k d_k)}{1 + \rho_{k+1} \exp(-2\gamma_k d_k)} \quad (2.44)$$

F_k - Função de transferência da tensão de cada seção homogênea.

$$\rho_{k+1} = \frac{Z_{k+1} - Z_{c_k}}{Z_{k+1} + Z_{c_k}} \quad (2.45)$$

$$Z_{k+1} = Z_{E_{k+1}} // Z_{0_{k+1}} \quad (2.46)$$

$$Z_{E_{k+1}} = Z_{c_k} \cdot \frac{1 + \exp(-2\gamma_{k+1} d_{k+1}) \rho_{k+2}}{1 - \exp(-2\gamma_{k+1} d_{k+1}) \rho_{k+2}} \quad (2.47)$$

$$Z_{0_{k+1}} = Z'_{c_{k+1}} \cdot \frac{1 + \exp(-2\gamma'_{k+1} d'_{k+1})}{1 - \exp(-2\gamma'_{k+1} d'_{k+1})} \quad (2.48)$$

A figura 2.28 mostra um exemplo de linha de assinante. As figuras 2.29, 2.30 e 2.31 mostram a função de transferência, a impedância de entrada e o pulso recebido para a linha heterogênea da figura 2.28, respectivamente.

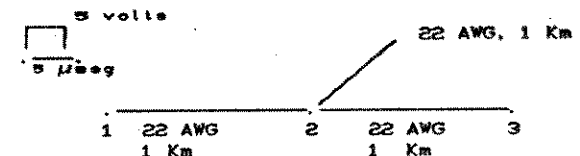


Figura 2.28 - Linha heterogênea

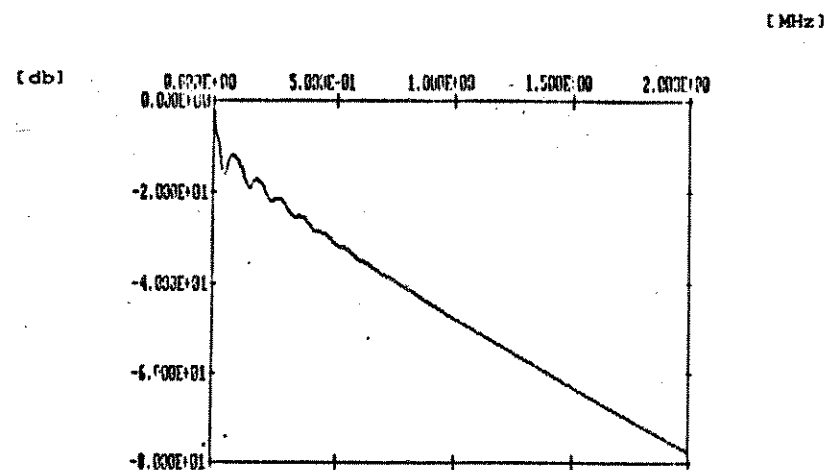


Figura 2.29 - Função de transferência da linha heterogênea da figura 2.28

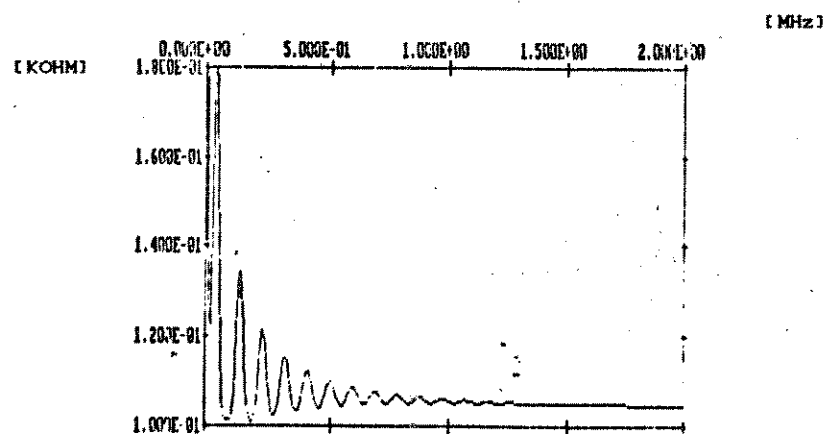


Figura 2.30 - Impedância de entrada para a linha heterogênea da figura 2.28.

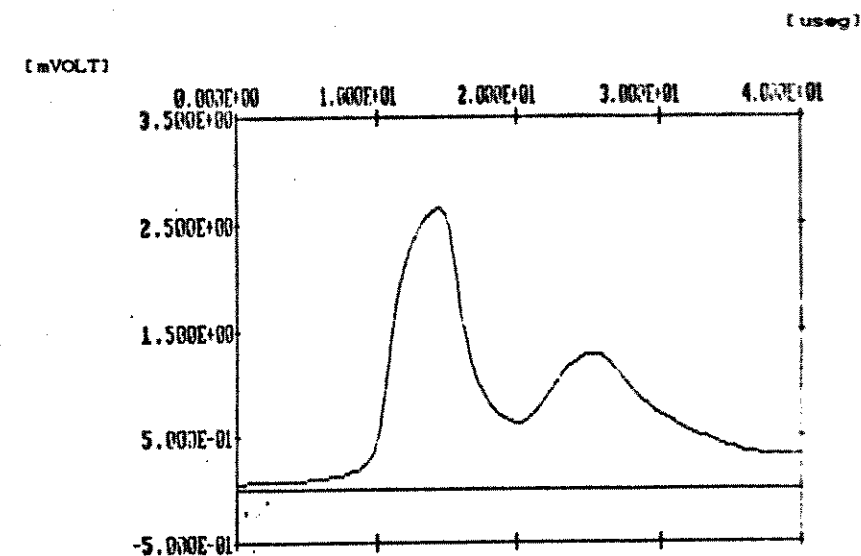


Figura 2.31 - Pulso recebido para a linha heterogênea da figura 2.28.

2.7) CONCLUSÃO

A partir de medidas das impedâncias Z_{oc} e Z_{ob} realizadas em cabos homogêneos foi possível caracterizar a constante de propagação γ e a impedância característica Z_0 .

O modelo a parâmetros r , l , g e c constantes com a frequência não permitiu uma descrição satisfatória do comportamento do cabo, exceto em baixas frequências (< 10 KHz).

Esta não concordância é devido principalmente ao efeito pelicular e às perdas no dielétrico.

Elaborou-se então um modelo específico para altas frequências (acima de 50 KHz), com os parâmetros γ e Z_0 calculados em função da minimização do erro quadrático do modelo. Para o intervalo compreendido entre 10 KHz e 50 KHz, adotou-se um modelo obtido por combinação linear dos modelos de baixas e altas frequências.

De posse do modelo para cabos homogêneos foram desenvolvidas as equações para uma linha de assinante qualquer (heterogênea). Curvas de função de transferência e de impedâncias de entrada foram mostradas para linhas heterogêneas com o intuito de ilustrar suas diferenças típicas.

3.1) INTRODUÇÃO

A transmissão digital nas linhas de assinantes deve ser bidirecional, pois estas são constituídas por um par de fios. Por isto é necessário a separação dos sinais nos sentidos de transmissão em cada terminal da linha.

Neste capítulo são apresentadas as técnicas de transmissão bidirecional nas linhas de assinantes e as redes de equilíbrio utilizadas com o objetivo de reduzir o eco gerado pelas híbridas.

3.2) TÉCNICAS DE TRANSMISSÃO

Existem três técnicas que podem ser utilizadas para a transmissão bidirecional:

1) Separação no tempo ou Ping-pong: Consiste em separar as duas direções, multiplexando-as no tempo, de forma que cada terminal (assinante ou central) opera transmitindo e recebendo pacotes de dados, intercalados no tempo. Esta técnica exige que a taxa de transmissão na linha seja superior ao dobro da taxa de informação.

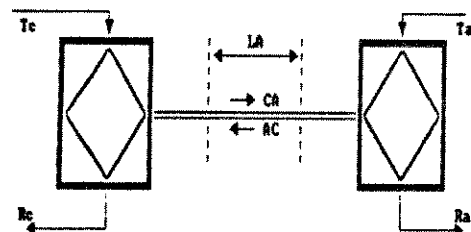
2) Separação em frequência: As duas direções são separadas usando duas diferentes faixas de frequências. Esta técnica introduz aumento da diafonia nos cabos devido à alta faixa de frequência usada e o uso de filtros passa altas ou passa baixas, o que torna esta técnica pouco desejável para implementação digital.

3) Separação por Híbridas: É baseada no sistema convencional analógico [3.1], i.e., estabelece-se um circuito virtual a quatro fios, com uma híbrida em cada terminal da linha, realizando a separação dos sinais de cada direção (figura 3.1).

CAPÍTULO 3

A TRANSMISSÃO DIGITAL BIDIRECIONAL

EM LINHAS DE ASSINANTES



T_c , T_a : Transmissor na central local e no assinante, respectivamente.
 R_c , R_a : Receptor na central local e no assinante, respectivamente.
 LA : Linha de assinante.
 CA : Sinal com informações da central para o assinante.
 AC : Sinal com informações do assinante para a central.

Figura 3.1 - Conexão bidirecional a dois fios com híbridas.

Uma híbrida é um dispositivo de quatro portas. Em uma destas portas é conectado o circuito transmissor, em outra é conectado o circuito receptor e nas outras duas são conectadas, respectivamente, a impedância de balanceamento e a linha telefônica.

Mantém a taxa de transmissão igual à taxa de informação, obtendo menor perda por inserção (atenuação) na linha do que com a técnica "ping-pong".

O desempenho de uma híbrida para realizar tal separação, depende do casamento de impedâncias entre sua estrutura de balanceamento e a linha [3.2] o que nem sempre é conseguido devido ao meio ser heterogêneo e com características incertas. O sinal recebido e o transmitido não são completamente separados, resultando assim, numa componente indesejada no sinal recebido devido ao sinal transmitido, denominada eco. Faz-se então necessário um sistema de cancelamento de eco para reduzir esta componente indesejada.

Apresenta-se dois tipos de híbridas e os seus respectivos esquemas elétricos, figuras 3.2 e 3.3, onde:

Z_L : a impedância da linha vista da porta de conexão linha-híbrida.

Z : impedância componente da híbrida, em geral, puramente resistiva.

R_{ST} : resistência série do transformador

L_{ST} : indutância série do transformador

R_{PT} : resistência em paralelo do transformador

L_{PT} : indutância em paralelo do transformador

C_{PT} : capacitância em paralelo do transformador

n : relação entre espiras.

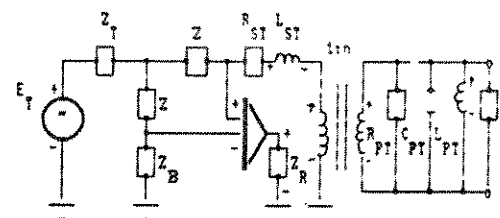


Figura 3.2 - Híbrida ativa

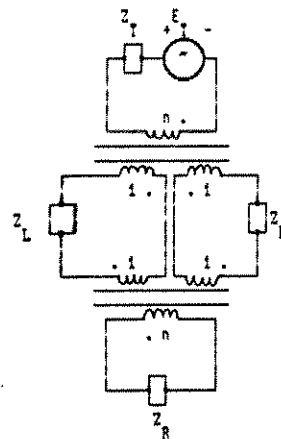


Figura 3.3 - Híbrida Passiva

Na figura 3.2 μ é um amplificador diferencial de ganho $\mu(\omega)$, dado por:

$$\mu(\omega) = \frac{1}{1 + j\omega\tau} \quad (3.1)$$

Considere a figura 3.4 que representa a conexão entre os terminais (central-assinante, e vice-versa) através de uma linha de assinante.

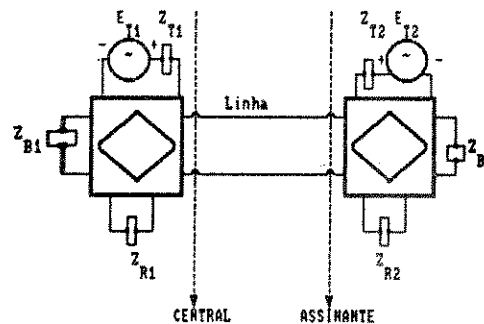


Figura 3.4 - Conexão entre uma central e assinante.

Os pares (E_{T1}, Z_{T1}) e (E_{T2}, Z_{T2}) representam os circuitos equivalentes de Thévenin dos transmissores nos terminais da central e do assinante, respectivamente.

As impedâncias Z_{B1} e Z_{B2} são as impedâncias de balanceamento das híbridas, e as impedâncias Z_{R1} e Z_{R2} representam o circuito de Thévenin dos receptores.

A figura 3.5 descreve as funções de transferência e impedância de entrada utilizadas para o modelamento das híbridas.

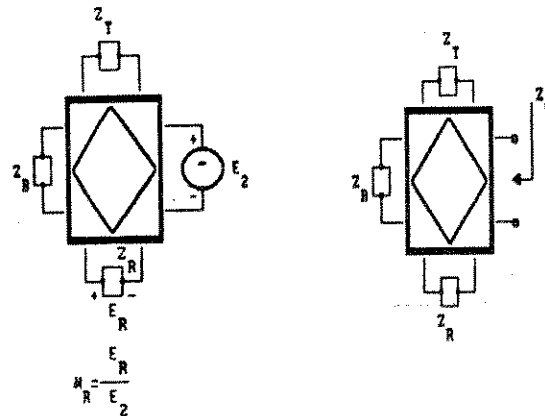
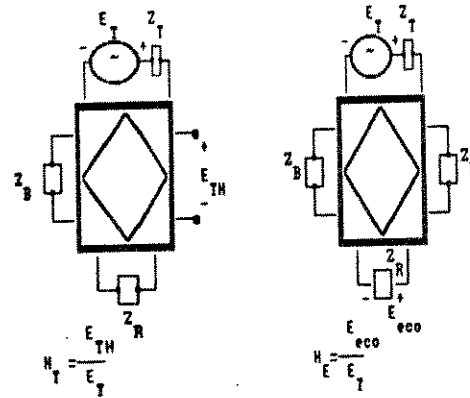


Figura 3.5 - Funções de transferência e impedância utilizadas para o modelamento da híbrida

As equações que descrevem as funções de transferência e a impedância de entrada da híbrida são apresentadas a seguir:

$$H_T = \frac{E_{TH}}{E_T} \quad (3.2)$$

$$H_E = \frac{E_{eco}}{E_T} \quad (3.3)$$

$$H_R = \frac{E_R}{E_2} \quad (3.4)$$

$$Z_H \quad (3.5)$$

onde,

H_T = Função de transferência do caminho elétrico que conecta o sinal local à porta de conexão híbrida - linha de transmissão.

H_R = Função de transferência do caminho elétrico que conecta o sinal remoto ao receptor da híbrida.

H_E = Função de transferência do caminho elétrico que conecta o sinal local ao receptor da híbrida (eco).

Z_H = Impedância de entrada da híbrida.

As equações que descrevem o modelamento das híbridas ativa e passiva das figuras 3.2 e 3.3, são dadas a seguir:

1) HÍBRIDA ATIVA

- Híbrida ativa com transformador real:

Seja,

$$Z'_s = n^2 \left[R_{ST} + j\omega L_{ST} + Z + \frac{Z_T(Z + Z_B)}{Z + Z_B + Z_T} \right] \quad (3.6)$$

$$Z_p = \frac{j\omega L_{PT} \cdot R_{PT}}{R_{PT} + j\omega L_{PT} - \omega^2 L_{PT} \cdot C_{PT} \cdot R_{PT}} \quad (3.7)$$

$$Z_p' = \frac{Z_p \cdot Z_L}{Z_p + Z_L} \quad (3.8)$$

$$Z' = R_{ST} + j\omega L_{ST} + Z_p' / n^2 \quad (3.9)$$

$$1) Z_H = \frac{Z_p' \times Z_p}{Z_p' + Z_p} \quad (3.10)$$

$$2) H_T = \frac{1}{n} \cdot \left[\frac{Z_p(Z + Z_p)}{(Z + Z_p + Z_T)(Z + R_{ST} + j\omega L_{ST} + Z_p/n^2)} \right] \quad (3.11)$$

$$3) H_R = \left[\frac{1}{n(1 + \tau s)} \right] \cdot \left[\frac{Z(Z + Z_p + 2Z_T)}{(Z + R_{ST} + j\omega L_{ST})(Z + Z_p + Z_T) + Z_T(Z + Z_p)} \right] \quad (3.12)$$

$$4) H_{eco} = \left[\frac{1}{1 + \tau s} \right] \cdot \left[\frac{Z(Z' - Z_p)}{(Z + Z')(Z + Z_p) + Z_T(2Z + Z_p + Z')} \right] \quad (3.13)$$

-Híbrida ativa com transformador ideal:

Para a condição de transformador ideal tem-se que:

$$R_{ST}, L_{ST} \text{ e } C_{PT} = 0$$

$$R_{PT}, L_{PT} = \infty$$

$$n=1$$

Aplicando estas condições nas equações (3.10), (3.11), (3.12) e (3.13).

Portanto:

$$1) Z_H = \left[Z + \frac{Z_T(Z + Z_p)}{Z + Z_p + Z_T} \right] \quad (3.14)$$

$$2) H_T = \frac{(Z + Z_p)}{Z + Z_p + Z_T} \quad (3.15)$$

$$3) H_R = \frac{1}{1 + \tau s} \cdot \left[\frac{Z(Z + Z_p + 2Z_T)}{Z(Z + Z_p + 2Z_T) + Z_T(Z + Z_p)} \right] \quad (3.16)$$

$$4) H_{eco} = \left[\frac{1}{1 + \tau s} \right] \cdot \left[\frac{Z(Z_L - Z_p)}{(Z + Z_L)(Z + Z_p) + Z_T(2Z + Z_p + Z_L)} \right] \quad (3.17)$$

Note que se $Z_T = 0$, $Z_p = Z_L$, $\tau = 0$ tem-se as seguintes equações simplificadas para a híbrida ativa:

$$Z_H = Z \quad (3.18)$$

$$H_T = 1 \quad (3.19)$$

$$H_R = 1 \quad (3.20)$$

$$H_{eco} = 0 \quad (3.21)$$

2) HÍBRIDA PASSIVA

Tem-se as seguintes condições para a híbrida passiva com transformador ideal:

$$Z_H = \frac{1}{n^2} \cdot \left[Z_T + Z_R - \frac{(Z_T - Z_R)^2}{Z_T + Z_R + n^2 \cdot Z_p} \right] \quad (3.22)$$

$$H_T = \frac{1}{n} \cdot \left[1 + \frac{Z_R - Z_T}{Z_T + Z_R + n^2 \cdot Z_p} \right] \quad (3.23)$$

$$H_R = n \cdot \left[\frac{2 \cdot Z_B \cdot Z_T + n^2 \cdot Z_B \cdot Z_R}{4 \cdot Z_R \cdot Z_T + n^2 \cdot Z_B \cdot (Z_T + Z_R)} \right] \quad (3.24)$$

$$H_E = n^2 \cdot \frac{(Z_L - Z_R) \cdot Z_R}{(Z_T + Z_R + n^2 \cdot Z_B)(Z_T + Z_R + n^2 \cdot Z_L) - (Z_T - Z_R)^2} \quad (3.25)$$

Note que se $Z_T = Z_R = Z_B = Z_L = Z$ e $n = \sqrt{2}$, tem-se as seguintes simplificações:

$$Z_R = Z \quad (3.26)$$

$$H_R = \frac{\sqrt{2}}{2} \quad (3.27)$$

$$H_T = \frac{\sqrt{2}}{2} \quad (3.28)$$

$$H_E = 0 \quad (3.29)$$

3.3) REDES DE EQUILÍBRIO

As linhas de transmissão aqui tratadas são bidirecionais, sendo então necessária uma híbrida afim de separar as duas direções de transmissão e uma rede de equilíbrio para balancear a impedância da linha.

A rede de equilíbrio deve ser simples e simular a impedância característica da linha a fim de reduzir o eco. Um modelo que reúne as características desejadas é mostrado na figura 3.6 [3.3].

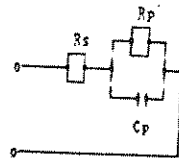


Figura 3.6 - Rede de Equilíbrio

Para determinação da rede equilíbrio, algumas aproximações da impedância característica são necessárias.

Considere a tabela 3.1 (reprodução parcial da tabela 2.6) com r , l , g , c constantes das linhas:

Cabos	UNIDADES	19	22	24	26
	AWG				
Parâmetros					
r	[Ohm]	53	106	170	273
l	[mH]	0.62	0.62	0.62	0.62
c	[nF]	52	51	45	43
g	[mMhos]	0.00137	0.00130	0.00118	0.00112
$\sqrt{\frac{l}{c}}$	[KOHM]	0.1092	0.1103	0.1174	0.1201

Tabela 3.1 - Parâmetros r , l , g , c de linhas telefônicas.

Para frequências altas (maior que 50 KHz) tem-se que g é desprezível:

$$Z_c \approx \sqrt{\frac{r + j\omega l}{j\omega c}} \quad (3.30)$$

ou,

$$Z_c \approx \sqrt{\frac{l}{c}} \left[1 - j \frac{1}{2} \frac{\omega l}{r} + \frac{1}{8} \left(\frac{\omega l}{r} \right)^2 \right] \quad (3.31)$$

Seja Z a impedância da rede de equilíbrio da figura 3.6:

$$Z = R_s + \frac{R_p - j\omega R_p C_p}{1 + (\omega R_p C_p)^2} \quad (3.32)$$

supondo-se $\omega R_p C_p \gg 1$, tem-se:

$$Z \approx R_s - j \frac{1}{\omega C_p} + \frac{1}{\omega^2 R_p C_p} \quad (3.33)$$

igualando as expressões (3.31) e (3.33) tem-se que:

$$R_s = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.34)$$

$$C_p = 2 \cdot \frac{R_s}{r} \cdot c \quad (3.35)$$

$$R_p = 2 \cdot R_s \quad (3.36)$$

Os valores R_s , R_p e C_p da rede de equilíbrio são mostrados na tabela 3.2 para os cabos 19, 22, 24 e 26 AWG:

Cabo	Unidades AWG	19	22	24	26	**
Parâmetro						
R_s	[Ohm]	99	105	109	112	100
R_p	[Ohm]	198	210	218	224	200
C_p	[nF]	194	101	58	35	100

** Representa uma rede de compromisso.

Tabela 3.2 - Parâmetros calculados da rede de equilíbrio.

As figuras 3.7 a 3.10 apresentam a comparação em módulo e fase entre a impedância característica dos cabos 19, 22, 24 e 26 AWG e as respectivas redes de equilíbrio calculadas a partir dos parâmetros primários destes cabos.

Note que as redes de equilíbrio têm o mesmo comportamento qualitativo com a frequência que as linhas homogêneas, e que quantitativamente o seu ajuste é bastante satisfatório.

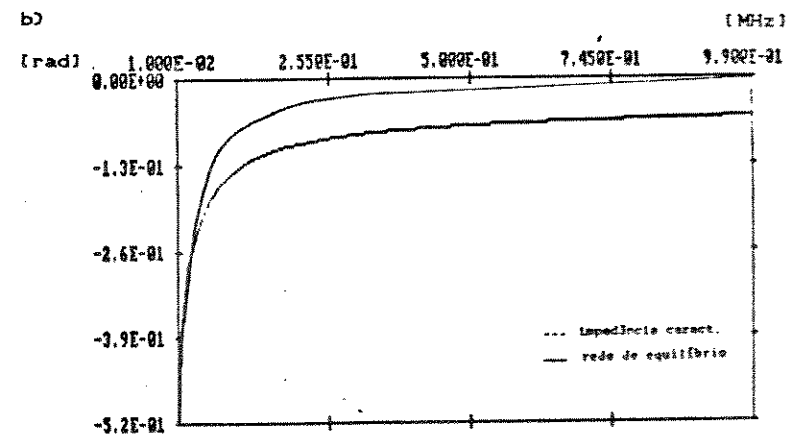
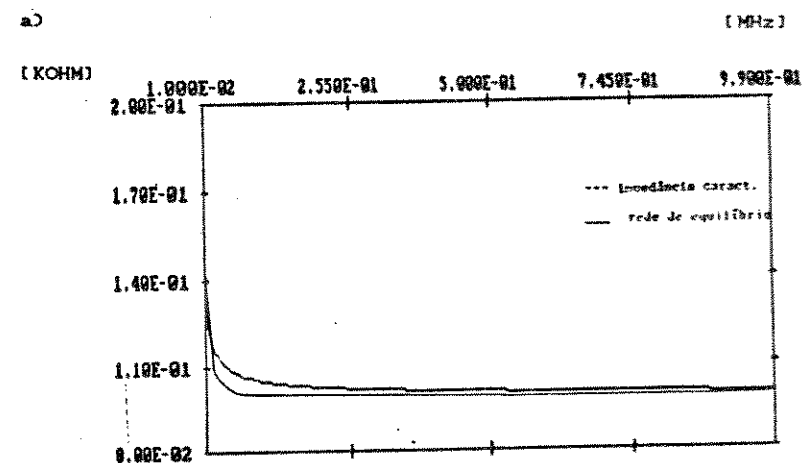


Figura 3.7 - Comparação entre a impedância característica de uma linha homogênea e da rede de equilíbrio, para linha 19 AWG, 1 Km.
a) Módulo. b) Fase

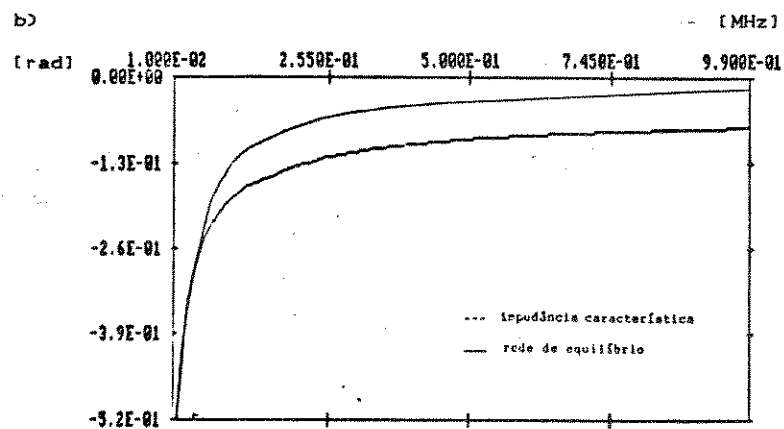
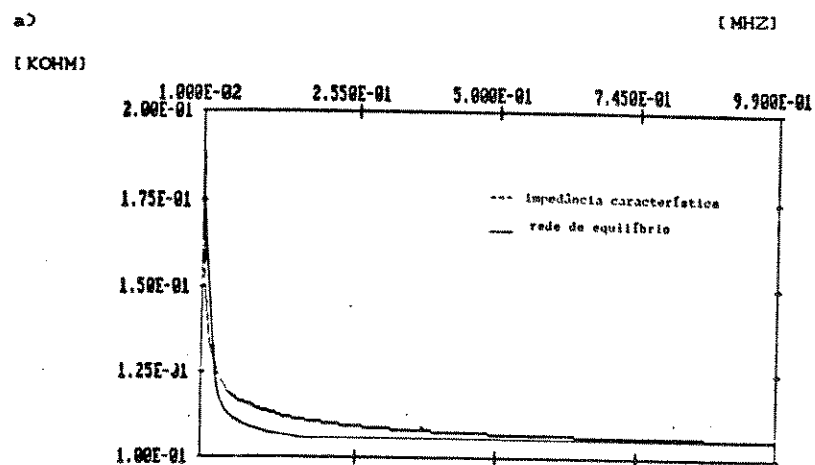


Figura 3.8 - Comparação entre a impedância característica de uma linha homogênea e da rede de equilíbrio, para linha 22 AWG, 1 Km.
a) Módulo. b) Fase.

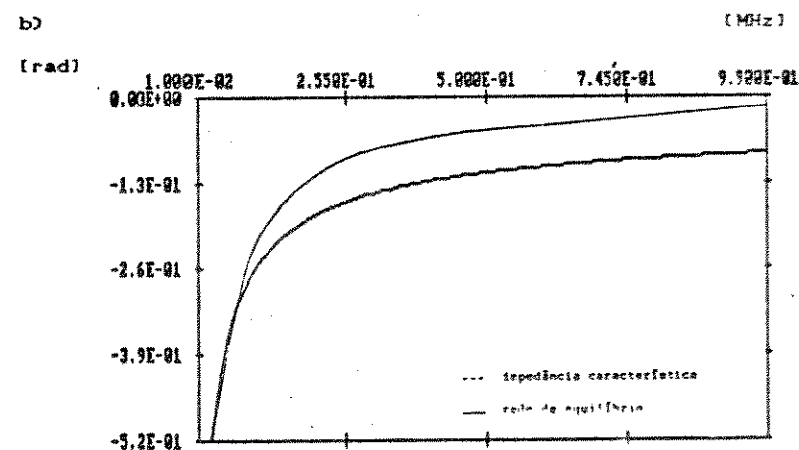
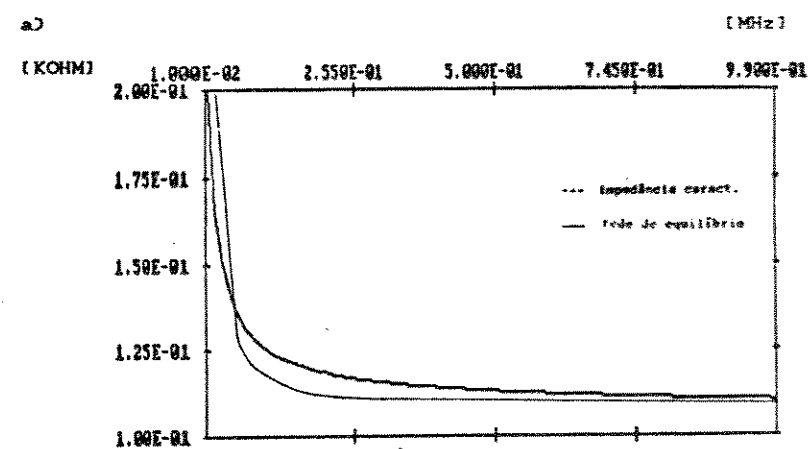


Figura 3.9 - Comparação entre a impedância característica de uma linha homogênea e da rede de equilíbrio, para linha 24 AWG, 1 Km.
a) Módulo. b) Fase.

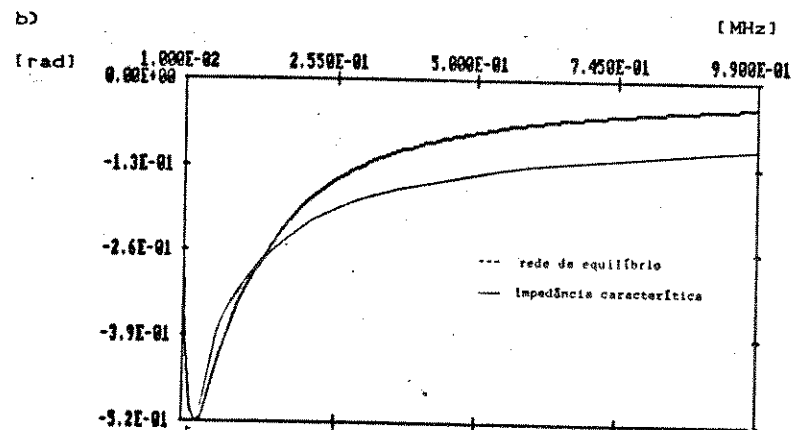
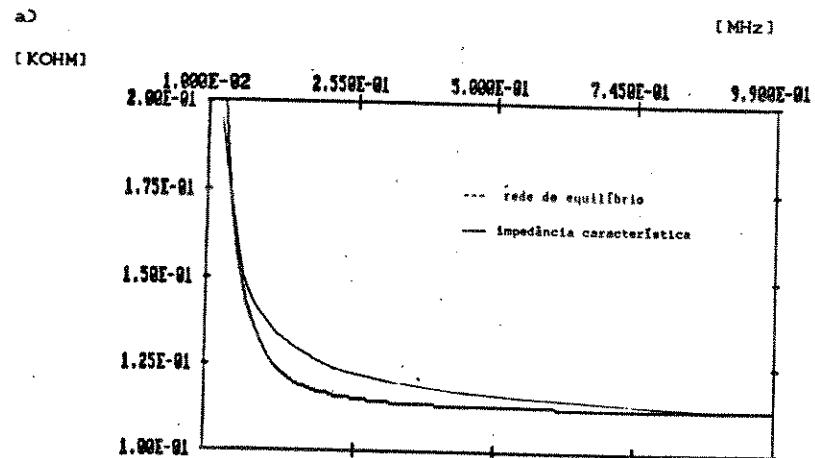


Figura 3.10 - Comparação entre a impedância característica de uma linha homogênea e da rede de equilíbrio, para linha 26 AWG, 1 KM.
a) Módulo. b) Fase.

Com o intuito de avaliar a conveniência do uso da rede de equilíbrio proposta, as figuras 3.11 a 3.14 mostram a impedância de entrada de uma linha terminada com apenas uma resistência (R_s), e terminada com a rede de equilíbrio calculada (R_s , R_p e C_p).

Note que a terminação com a rede de equilíbrio atenua as variações da impedância de entrada da linha devido ao descasamento de impedâncias.

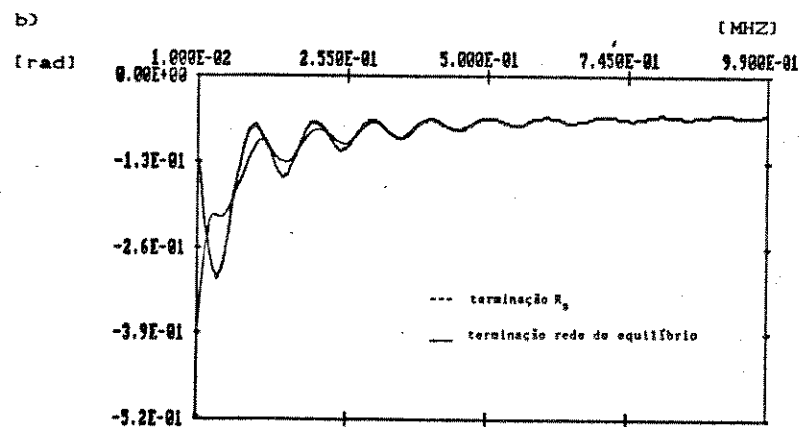
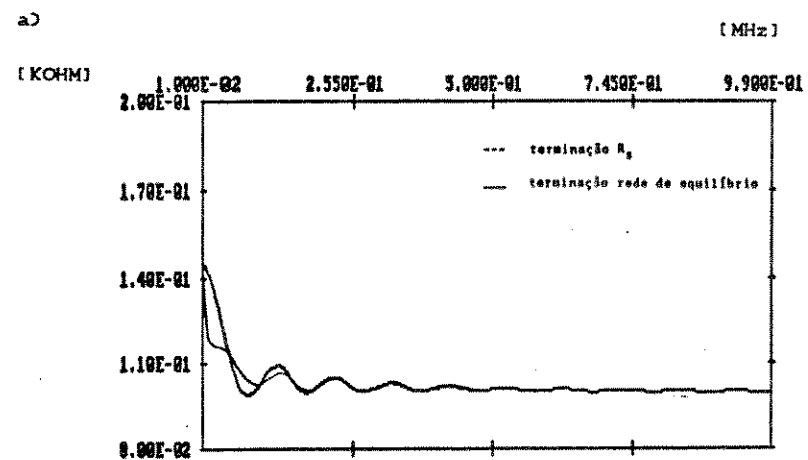


Figura 3.11 - Comparação entre a impedância de entrada da linha terminada com R_g e da linha terminada com a rede de equilíbrio.
a) Módulo b) Fase. Linha 19 AWG, 1 Km.

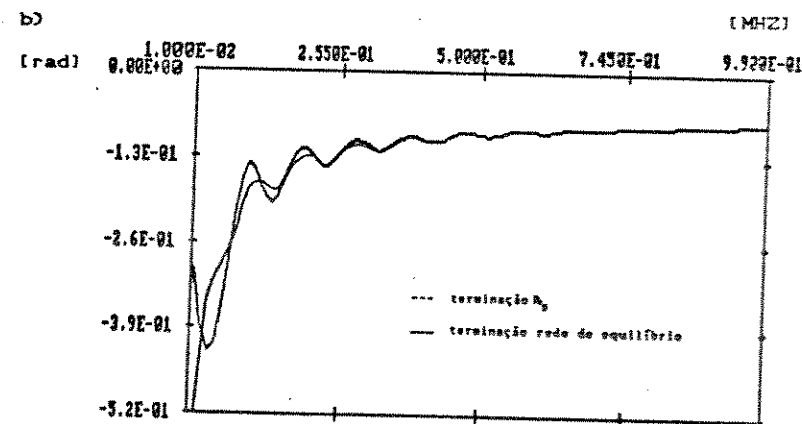
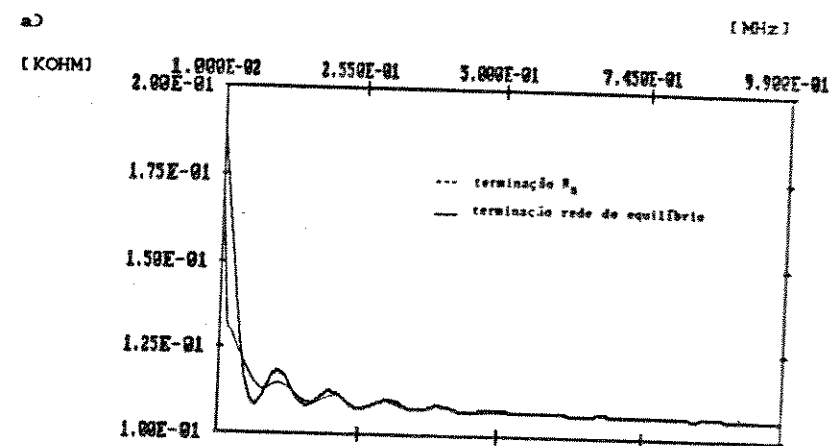


Figura 3.12 - Comparação entre a impedância de entrada da linha terminada com R_g e da linha terminada com a rede de equilíbrio.
a) Módulo b) Fase. Linha 22 AWG, 1 Km.

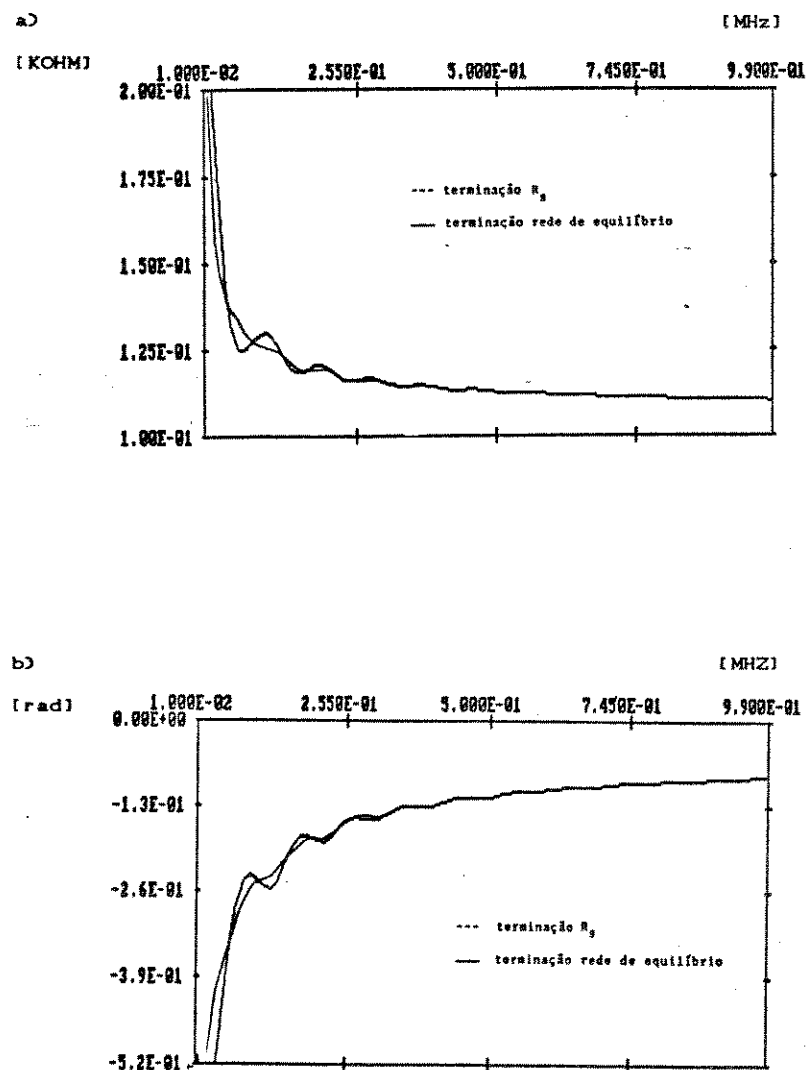


Figura 3.13 - Comparação entre a impedância de entrada da linha terminada com R_g e da linha terminada com a rede de equilíbrio. a) Módulo b) Fase. Linha 24 AWG.

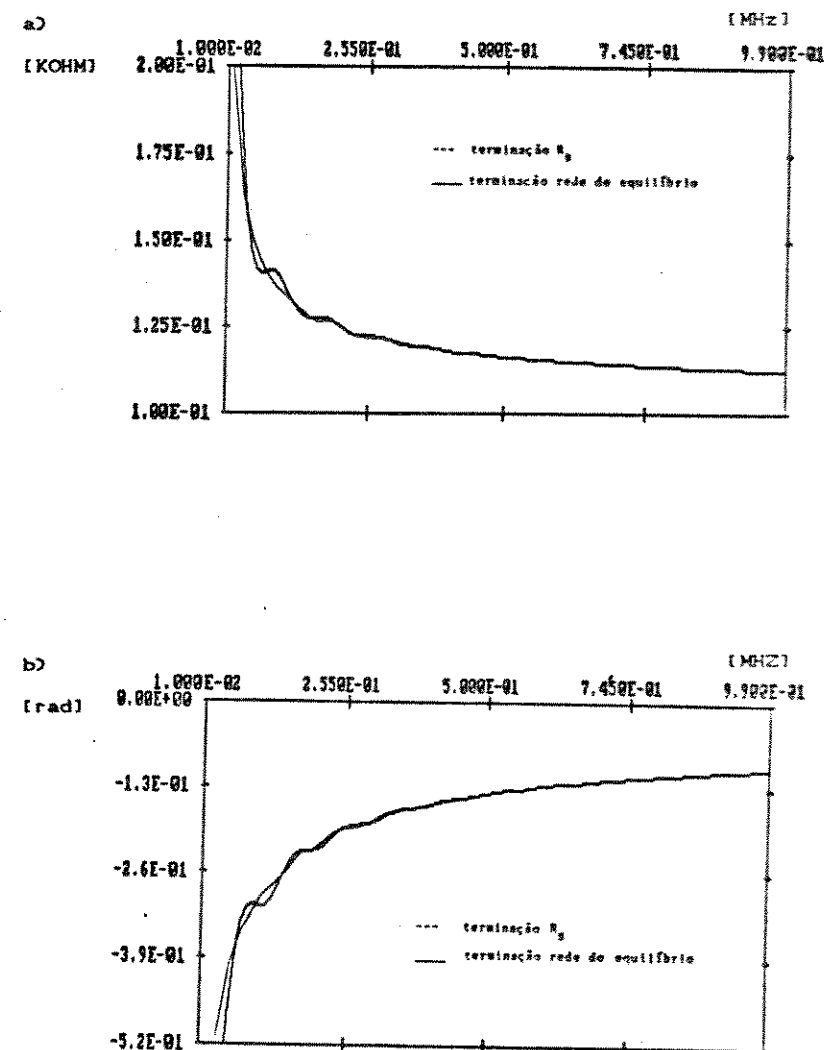


Figura 3.14 - Comparação entre a impedância de entrada da linha terminada com R_g e da linha terminada com a rede de equilíbrio. a) Módulo b) Fase. Linha 26 AWG, 1 Km.

3.4) PULSOS DE ECO

A amplitude dos pulsos de eco é bastante dependente do casamento de impedância entre a linha e a impedância de balanceamento. Nesta seção é mostrado que para as linhas homogêneas, o balanceamento através das redes de equilíbrio determinadas na seção anterior produz uma diminuição considerável nos pulsos de eco. O esquema utilizado da linha com híbrida ativa e rede de equilíbrio é mostrado na figura 3.15.

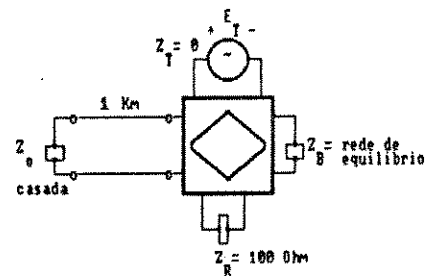


Figura 3.15 - Linha com híbrida ativa e rede de equilíbrio.

Para obtenção de situações de referência foi simulado um balanceamento com apenas uma resistência de 100 Ohms e com excitação de um pulso retangular simétrico de 100 volts de pico e 10 μ seg de duração. figura 3.16.

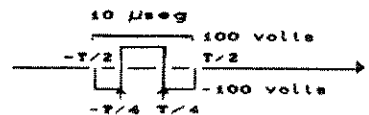


Figura 3.16 - Pulso retangular simétrico.

As figuras 3.17 a 3.20 mostram o pulso de eco resultante do uso de uma rede de equilíbrio genérica ($R_g = 100$ OHMS, $R_p = 200$ OHMS e $R_s = 100$ OHMS), tabela 3.2.

Note que os pulsos de eco são atenuados para aproximadamente metade de seu valor, quando comparados com o eco resultante do uso de apenas uma resistência.

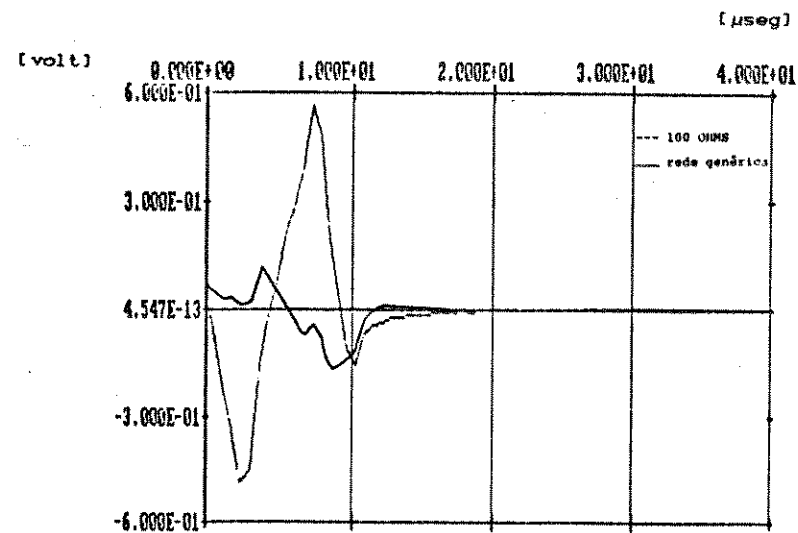


Figura 3.17 - Pulso do eco (linha 19 AWG, 1 Km).

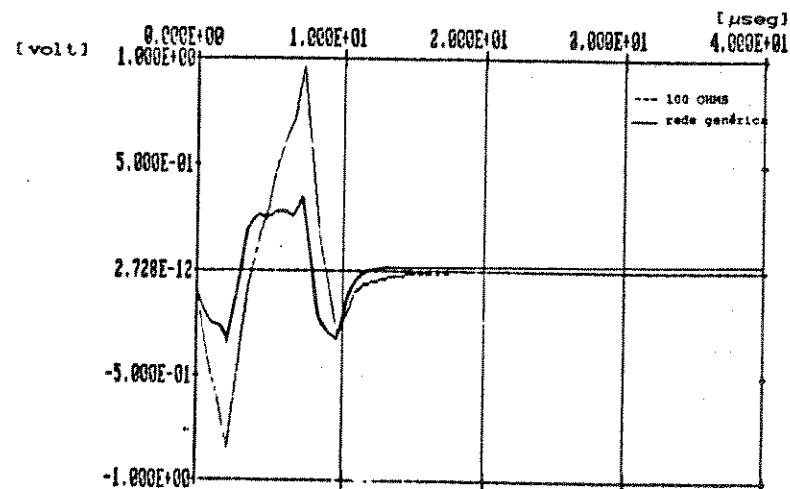


Figura 3.18 - Pulso do eco (linha 22 AWG, 1 Km).

A LINHA DE ASSINANTE NA RDSI

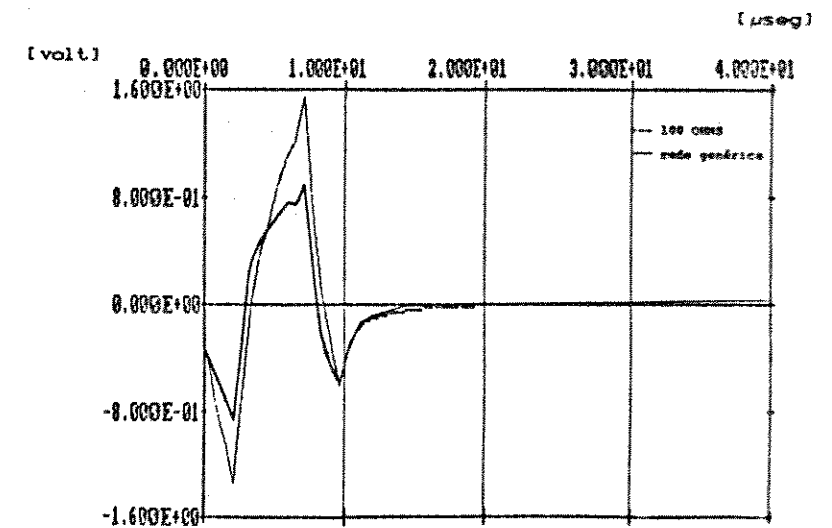


Figura 3.19 - Pulso do eco (linha 24 AWG, 1 Km).

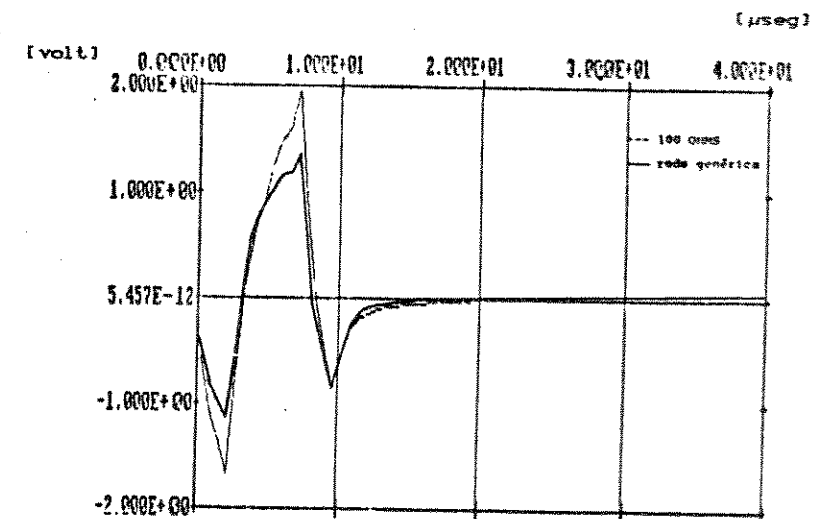


Figura 3.20 - Pulso do eco (linha 26 AWG, 1 Km).

A LINHA DE ASSINANTE NA RDSI

3.4) CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentado o modelamento das híbridas que permitem a definição de um canal bidirecional de transmissão digital.

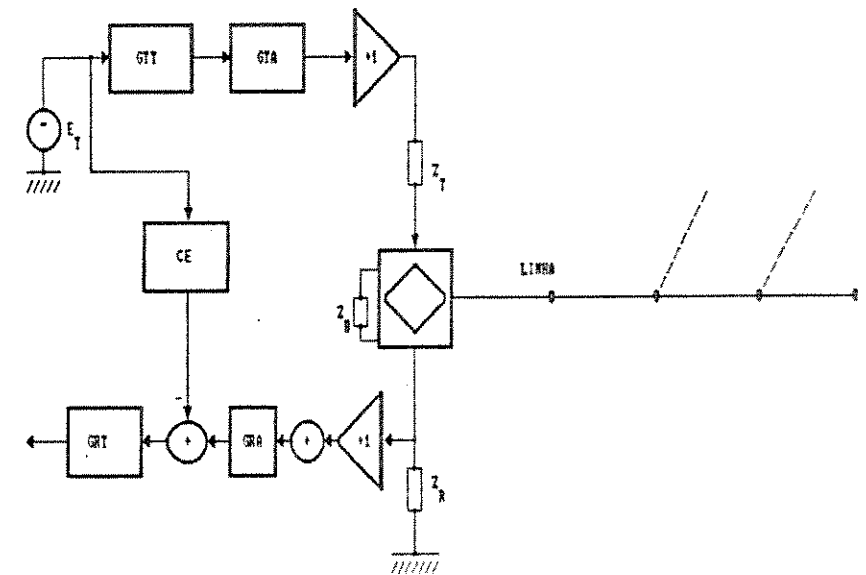
A escolha de modelamento sob a forma das funções de transferência H_R , H_T , H_E e da impedância Z_H , foi bastante relevante na definição do modelo ponta a ponta (central-assinante) da linha de assinante.

A questão da obtenção da rede de equilíbrio para balanceamento das híbridas foi tratada de maneira simples e elegante, permitindo uma solução analítica para o ajuste de seus parâmetros.

CAPITULO 4
SIMULADOR DE LINHA DE ASSINANTE
SLA

4.13 INTRODUÇÃO

O modelo do canal de transmissão digital bidirecional da linha de assinante adotado é o da figura 4.1 (está representado apenas um dos equipamentos terminais).



- GTT : Função de Transferência do Filtro Transversal na Transmissão
- GTA : Função de Transferência do Filtro Analógico na Transmissão
- GRT : Função de Transferência do Filtro Transversal na Recepção
- GRA : Função de Transferência do Filtro Analógico na Recepção
- ZT : Impedância da Híbrida do lado da transmissão
- ZR : Impedância da Híbrida do lado da recepção
- ZB : Impedância de balanceamento
- CE : Cancelador de eco

Figura 4.1 - Canal bidirecional de Transmissão bidirecional.

A figura 4.2 apresenta o canal com a técnica de transmissão por híbridas, podendo ser vistos o caminho percorrido pelo sinal (e sua separação pelas híbridas), e o caminho do eco gerado pelo uso de híbridas.

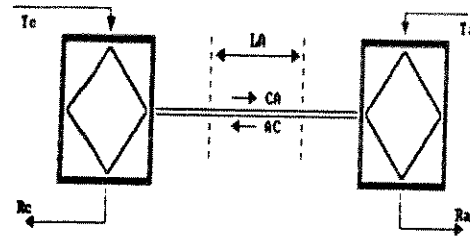


Figura 4.2 - Modelo do canal com a técnica de transmissão por híbridas.

Um diagrama computacional e funcional para este canal é apresentado na figura 4.3. Nesta figura os blocos tracejados representam cálculos no domínio do tempo e os contínuos, cálculos no domínio da frequência.

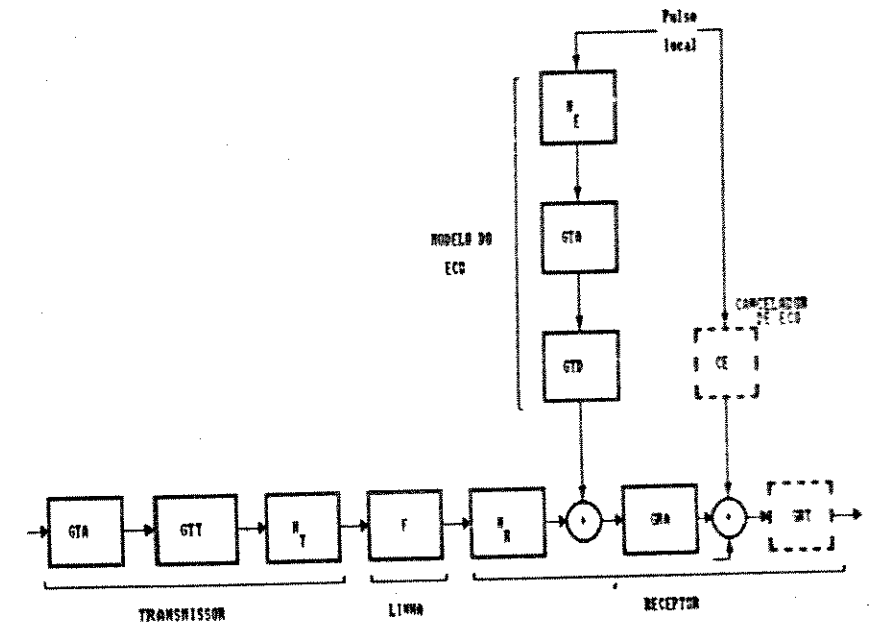


Figura 4.3 - Modelo computacional de um canal de transmissão digital bidirecional.

Os recursos computacionais do Simulador de Linhas de Assinantes são descritos a seguir, e são mostrados alguns resultados obtidos, utilizando estes recursos:

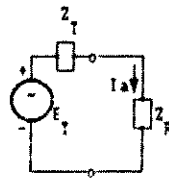
4.2) MEIO DE TRANSMISSÃO

Alguns exemplos foram vistos nos capítulos 2 e 3, tais como: a resposta em frequência da linha (a impedância de entrada, a impedância característica e a constante de propagação). A perda por inserção é também calculada.

4.2.1) PERDA POR INSERÇÃO.

A perda por inserção é usada para descrever o efeito da inserção de uma rede terminal de 2 portas (ou linha de transmissão) entre o gerador e a carga, conforme a figura 4.4.

a)



b)

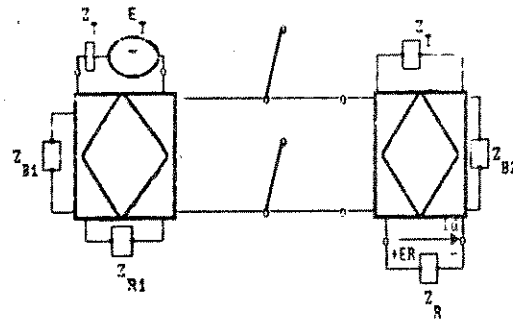


Figura 4.4 a) Ligação direta entre gerador e a carga. b) Terminal 2 portas entre gerador e a carga.

Perda por inserção (P.I) é dado por:

$$P.I = 20. \log \left| \frac{I_a}{I_d} \right| \quad [\text{db}] \quad (4.1)$$

De acordo com a figura 4.4, tem-se

$$I_a = \frac{E_T}{Z_T + Z_R} \quad (4.2)$$

$$I_d = \frac{E_R}{Z_R} \quad (4.3)$$

$$\frac{E_R}{E_T} = H_T \cdot F \cdot H_R \quad (4.4)$$

$$\frac{I_a}{I_d} = \frac{Z_R}{(Z_T + Z_R) \cdot H_T \cdot F \cdot H_R} \quad (4.5)$$

Para uma linha casada, de comprimento d e sem híbrida, $Z_R = Z_T = Z_c$, $H_T = H_R = 1$, tem-se:

$$|I_a| = \left| \frac{E_T}{2Z_c} \right| \quad (4.6)$$

$$|I_d| = \left| \frac{E_R}{Z_c} \right| = \left| \frac{E_T}{2Z_c} \right| \cdot \exp(-\alpha d) \quad (4.7)$$

$$\text{Portanto,} \quad P.I = 20. \log_{10} \exp(\alpha d) \quad (4.8)$$

$$P.I = 8.686. \alpha. d \quad (4.9)$$

A figura 4.8 apresenta a perda por inserção para a condição da equação (4.9).

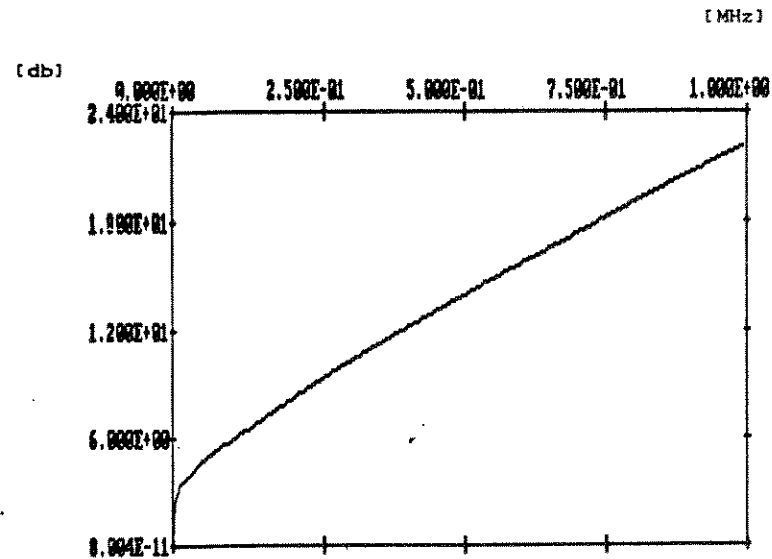


Figura 4.6 - Perda por inserção.

4.3) FILTROS

Alguns filtros implementados no Simulador, com características muito próximas das do equivalente ideal, muito úteis para fins de engenharia, são mostrados a seguir:

4.3.1) ANALÓGICOS

a) RACIONAL

A função de transferência do filtro racional é dada por:

$$G(s) = (G_{dc} \cdot \frac{b_o}{a_o}) \cdot \frac{\sum_{n=0}^N a_n \cdot s^n}{\sum_{m=0}^M a_m \cdot s^m} \quad (4.10)$$

onde, G_{dc} é o ganho para frequência zero.

b) POLOS E ZEROS

A função de transferência do filtro polos e zeros é dada por:

$$G(s) = G_{dc} \cdot \frac{\prod_{n=1}^N \left(\frac{s}{z_n} - 1 \right)}{\prod_{m=1}^M \left(\frac{s}{p_m} - 1 \right)} \quad (4.11)$$

onde, z_n são os zeros e p_m são os polos. G_{dc} é o ganho para frequência zero.

c) CHEBYSHEV

A função de transferência do filtro Tchebychev é dada por:

$$|G(s)| = G_{dc} \cdot \frac{G_o}{[1 + \epsilon^2 \cdot C_N^2(w/w_c)^2]} \quad (4.12)$$

$C_N(w/w_c)$ = Polinômio de Tchebychev do primeiro tipo e de grau N.

ϵ = Largura do ripple.

w_c = frequência de corte.

A implementação computacional foi feita a partir dos polos dados por:

$$p_k = w_c (a_k + jb_k) \quad (4.16)$$

$$a_k = -A \cdot \sin\left(\pi \cdot \frac{2k-1}{2N}\right) \quad (4.17)$$

$$b_k = B \cdot \cos\left(\pi \cdot \frac{2k-1}{2N}\right) \quad (4.18)$$

$$k = 1, 2, \dots, N$$

onde,

$$A = \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{1}{\epsilon} + \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\epsilon}\right)^2} \right]^{1/N}$$

$$B = \frac{1}{2} \cdot \left[\left(\frac{1}{\epsilon} + \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\epsilon}\right)^2}\right)^{1/N} + \left(\frac{1}{\epsilon} + \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\epsilon}\right)^2}\right)^{-1/N} \right]$$

d) BUTTERWORTH

A função de transferência do filtro Butterworth é dada por:

$$|G(jw)| = G_{dc} \cdot \frac{1}{[1 + (w/w_c)^{2N}]^{1/2}} \quad (4.19)$$

onde, w_c = frequência de corte em 3 db

N = ordem do filtro

G_{dc} = ganho DC

A implementação computacional realizada a partir dos polos:

$$G(s) = G_{dc} \cdot \frac{w_c^N}{\prod_{k=1}^N (s - p_k)} \quad (4.20)$$

$$p_k = w_c (a_k + jb_k) \quad (4.21)$$

$$a_k = -\sin\left(\pi \cdot \frac{2k-1}{2N}\right) \quad (4.22)$$

$$b_k = \cos\left(\pi \cdot \frac{2k-1}{2N}\right) \quad (4.23)$$

$$k = 1, 2, \dots, N$$

Considere-se como exemplo de utilização do SLA, a realização do filtro de segunda ordem, mostrado na figura 4.7 (circuito R,L,C).

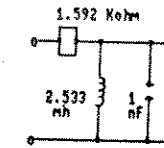


Figura 4.7 - Circuito R,L,C

Para $R = 1.592 \text{ KOHM}$, $L = 2.533 \text{ mH}$, $C = 1 \text{ nF}$ e frequência de corte 100 kHz.

Tem-se a função de transferência para o filtro racional. (a unidade de frequência está normalizada para MHz):

$$G(s) = \frac{0.3948}{s^2 + 0.6281s + 0.3948}$$

Para o filtro na forma de polos e zeros, tem-se:

$$p_1 = -0.31407 + j0.544206$$

$$p_2 = -0.31407 - j0.544206$$

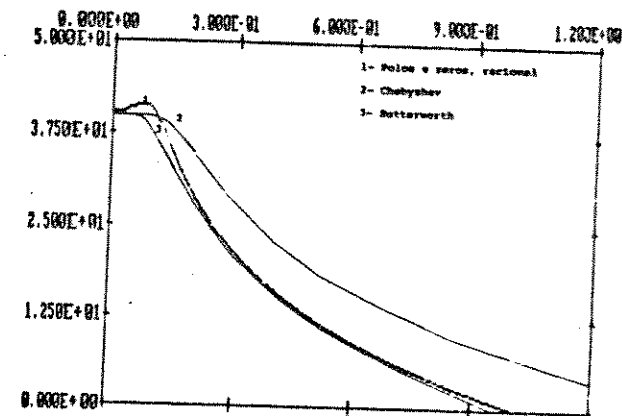
Para efeito de comparação foram também simulados um filtro Butterworth com $N=2$, $f_c = 100$ KHz, $G_{dc}=1$ e um filtro Chebyshev com $N=2$, $f_c=100$ KHz, $G_{dc}=1$ e $\epsilon=0.2$ dB.

As figuras 4.8 e 4.9 apresentam módulo e fase da função de transferência destes filtros, bem como a resposta temporal a um pulso retangular, 10 volts, 5 useg.

a)

[MHz]

[db]



b)

[MHz]

[rad]

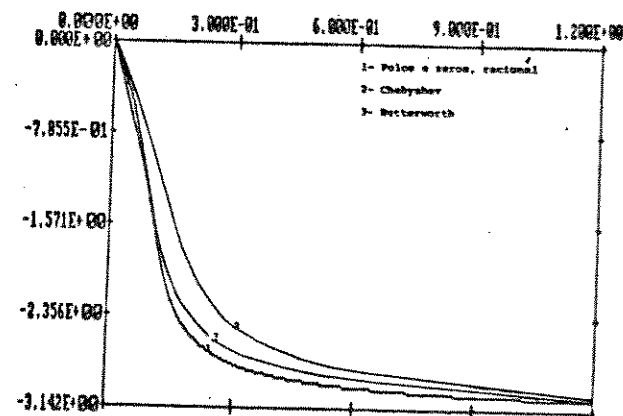


Figura 4.8 - Comparação em módulo e fase da função de transferência para os filtros racional, polos e zeros, Chebyshev e Butterworth.

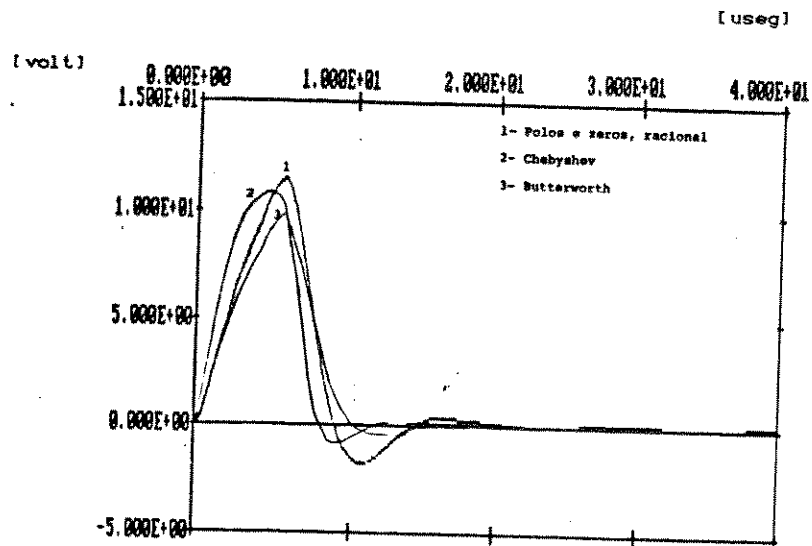


Figura 4.9 - Comparação da resposta temporal ao pulso retangular, 10 volts, 5 useg para os filtros racional, polos e zeros, Chebyshev e Butterworth.

4.3.2) FILTRO COM ATRASADORES.

a) FILTROS ATRASADORES COM RESPOSTA IMPULSIVA FINITA

$$H(\omega) = \frac{Y(\omega)}{X(\omega)} = \frac{\sum_{n=0}^N a_n \exp(-j\omega n\delta)}{\sum_{m=0}^N b_m \exp(-j\omega m\delta)} \quad (4.25)$$

onde, δ = atraso

A figura 4.11 mostra o filtro atrasador com resposta impulsiva finita.

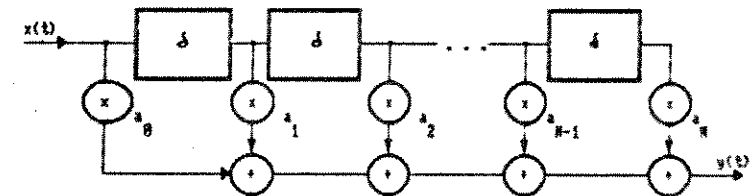


Figura 4.11 - Filtro FIR.

As figuras 4.12 e 4.13 apresentam módulo e fase da função de transferência de um filtro FIR, com 6 zeros cujos coeficientes são $-1/8, 1, -1/4, -1/4, -1/4, -1/8$, bem como a resposta temporal a um pulso retangular, 1 volt, 6.25 useg.

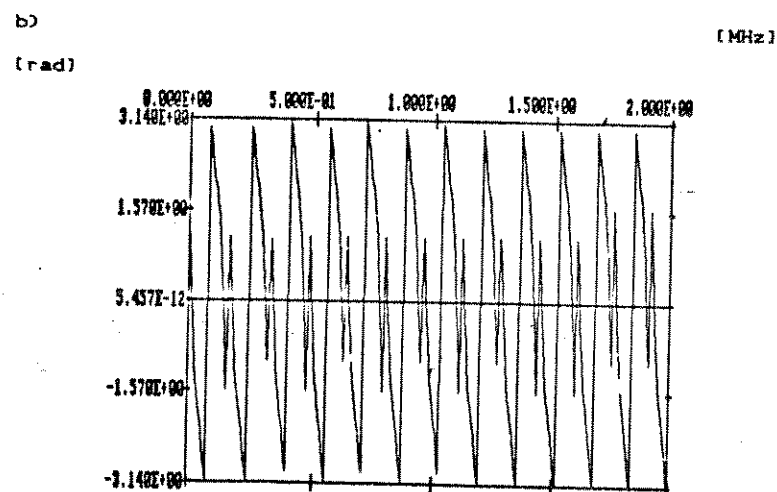
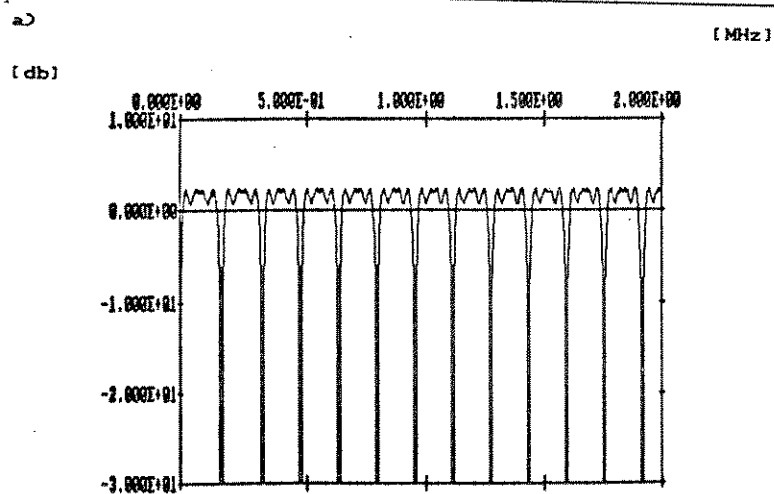


Figura 4.12 - Módulo e fase da função de transferência para o filtro FIR.

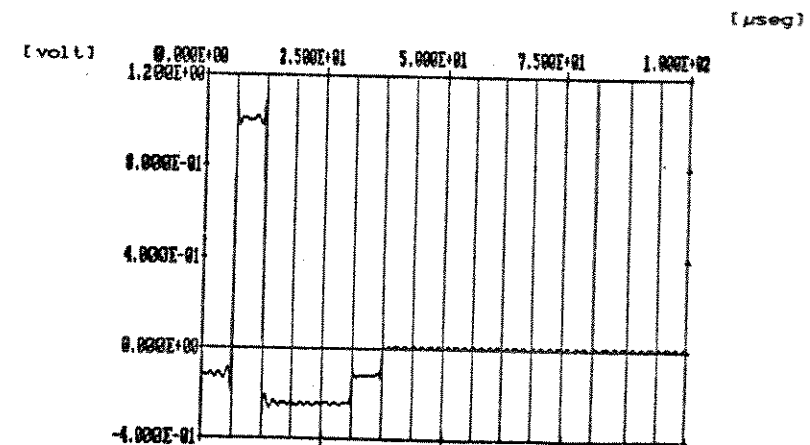


Figura 4.13 - Resposta temporal ao pulso retangular, 1 volt, 6.25 μ seg para o filtro FIR.

A figura 4.14 mostra o filtro atrasador com resposta impulsiva infinita IIR.

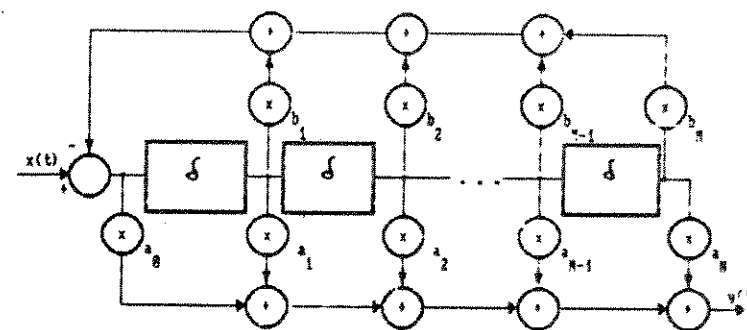


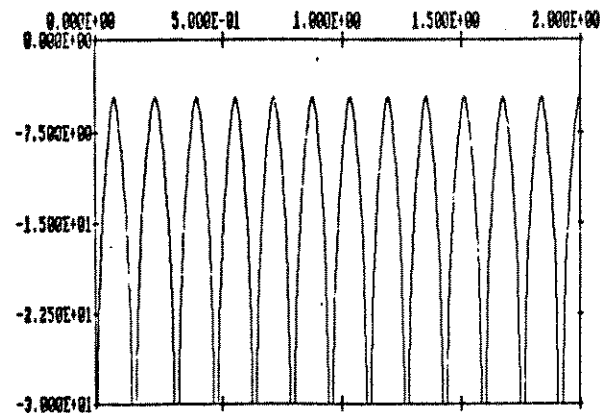
Figura 4.14 – Filtro IIR.

As figuras 4.15 e 4.16 mostram o módulo e a fase de um filtro IIR, com 2 polos cujos coeficientes são $5/4$, $1/2$ e 3 zeros cujos coeficientes são $1/4$, $-1/2$, $1/4$, bem como a resposta temporal a um pulso retangular de 1 volt, $6.25 \mu\text{seg}$.

a)

[MHz]

[db]



b)

[MHz]

[rad]

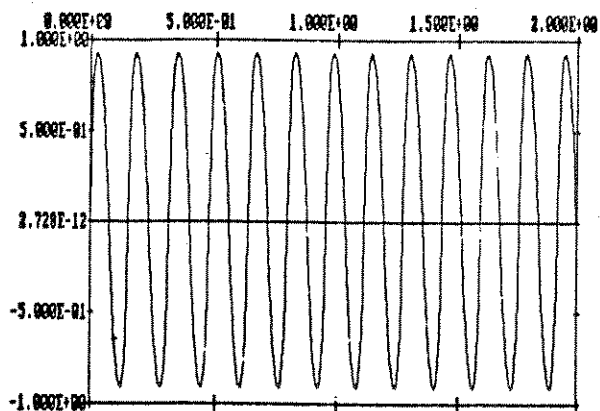


Figura 4.15 - Módulo e fase da função de transferência para o filtro IIR.

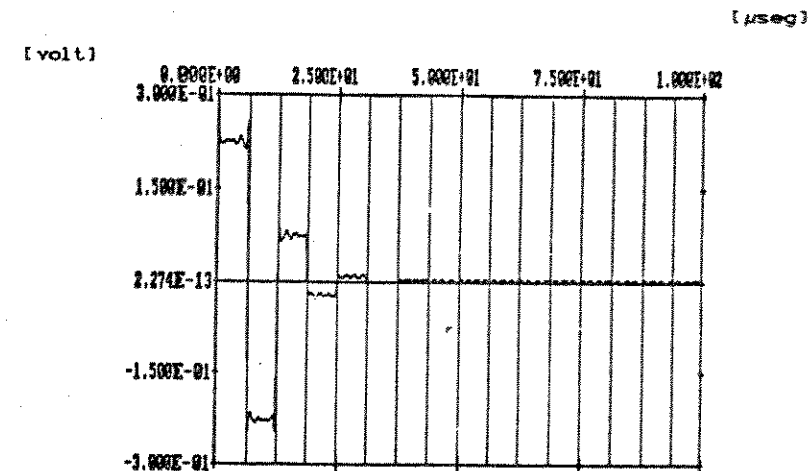


Figura 4.16 - Resposta temporal ao pulso retangular, 1 volt, $6.25 \mu\text{seg}$ para o filtro IIR.

4.4) MÉTODO NUMÉRICO DE ANTI-TRANSFORMADA

Seja a função real $y(t)$, a função complexa $Y(w)$, as constantes reais e positivas B , τ , T e as constantes inteiras M e N tais que:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} y(t)^2 dt \cong \int_{-\tau}^{+\tau} y(t)^2 dt \quad (4.26)$$

$$Y(w) = \int_{-\infty}^{+\infty} y(t) \cdot \exp(-j\omega t) dt \quad (4.27)$$

com $|Y(w)| \cong 0$ para $|w| > 2\pi B$

$$\tau \leq T \text{ e } N = 2^M > 2BT \quad (4.28)$$

O problema que se considera é a determinação numérica de $y(t)$ a partir de $Y(w)$ dada por:

$$y(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} Y(w) \cdot \exp(j\omega t) d\omega \quad (4.29)$$

Seja $y_k = y(k \cdot \Delta t)$, então:

$$y_k = \frac{1}{T} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} Y(m \cdot \Delta\omega) \cdot \exp(jm\Delta\omega \cdot k \cdot \Delta t) \quad (4.30)$$

$k = 0, 1, 2, \dots, N-1$

$$\text{com } \Delta\omega = \frac{2\pi}{T} \text{ e } \Delta t = \frac{T}{N}$$

$$\text{Definindo-se } W_N = \exp(j \frac{2\pi}{N}) \text{ e } Y_n = Y(n \cdot \Delta\omega)$$

tem-se:

$$y_k = \frac{1}{T} \sum_{n=0}^{N-1} Y_n \cdot W_N^{nk} \quad (4.31)$$

$k = 0, 1, 2, \dots, N-1$

pois, $Y(w) = 0$ para $|w| > 2\pi B$

A equação (4.31) define a transformada discreta de Fourier de N pontos [4.1] e pode ser reescrita como:

$$y_{2k} = \frac{1}{T} \sum_{n=0}^{N/2-1} [Y_n + Y_{N/2-n}^*] W_N^{nk} \quad (4.32)$$

$$y_{2k+1} = \frac{1}{T} \sum_{n=0}^{N/2-1} [Y_n - Y_{N/2-n}^*] W_N^n \cdot W_N^{nk}$$

$k = 0, 1, 2, \dots, N/2 - 1$

Definindo-se:

$$x_k = y_{2k} + y_{2k+1} = \quad (4.33)$$

tem-se:

$$x_k = \frac{1}{T} \sum_{n=0}^{N/2-1} X_n \cdot W_N^{nk} \quad (4.34)$$

$k = 0, 1, 2, \dots, N/2 - 1$

$$\text{com } X_n = [Y_n + Y_{N/2-n}^*] + j W_N^n [Y_n - Y_{N/2-n}^*]$$

A equação (4.34) define uma transformada de Fourier discreta de $N/2$ pontos. As expressões (4.31) e (4.34) prestam-se ao uso de algoritmos de transformada rápida [4.1]. Entretanto, é importante ressaltar que a expressão (4.34) apresenta uma economia adicional de 50% de esforço computacional em relação a (4.31), tanto no cálculo de y_k como na avaliação de Y_n .

4.5) SINAIS TRANSMITIDOS

Os sinais transmitidos mais comumente usados para estudos dos pulsos transmitidos em linha de assinante, dos códigos de linha, dos espectros de potência, etc são o pulso retangular, o pulso retangular simétrico, o pulso de transição e o impulso.

Os pulsos transmitidos foram simulados em uma linha 22 AWG, de 1 Km, em curto na transmissão e casada na recepção.

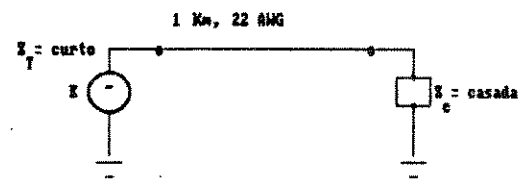


Figura 4.17 - Linha homogênea, 22 AWG, 1 Km.

a) PULSO RETANGULAR

A figura 4.18 mostra o pulso retangular.

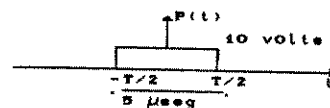


Figura 4.18 - Pulso retangular

A equação 4.36 mostra a transformada de Fourier do Pulso retangular.

$$P(\omega) = AT \cdot \frac{\sin(\omega T/2)}{(\omega T/2)} \quad (4.36)$$

A = Amplitude do pulso.

[μseg]

[volt]

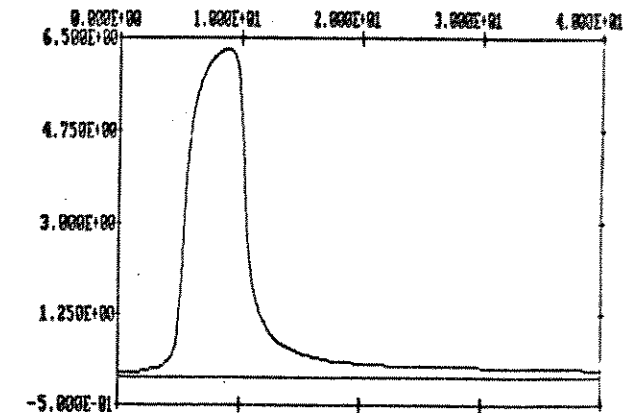


Figura 4.19 - Pulso retangular recebido para a linha homogênea da figura 4.14.

b) PULSO RETANGULAR SIMÉTRICO

A figura 4.20 mostra o pulso retangular simétrico.

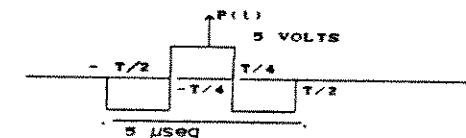


Figura 4.20 - Pulso retangular simétrico.

A equação 4.37 mostra a transformada de Fourier do pulso retangular simétrico.

$$P(\omega) = jAT \cdot \left[\frac{\cos(\omega T/2) - 1}{(\omega T/2)} \right] \quad (4.36)$$

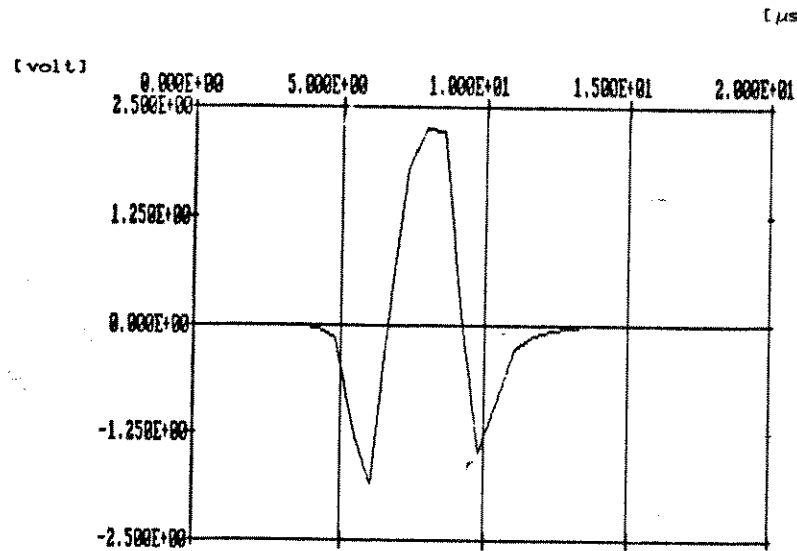


Figura 4.21 - Pulso retangular simétrico recebido para a linha homogênea da figura 4.14.

c) PULSO DE TRANSIÇÃO

A figura 4.22 mostra o pulso transição.

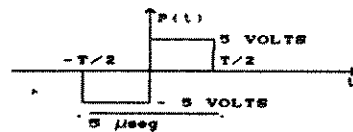


Figura 4.22 - Pulso de transição.

A equação 4.37 mostra a transformada de Fourier do pulso de transição

$$P(\omega) = AT \cdot \left[\text{Sa} \left(\frac{\omega T}{2} \right) - \text{Sa} \left(\frac{\omega T}{2} \right) \right] \quad (4.37)$$

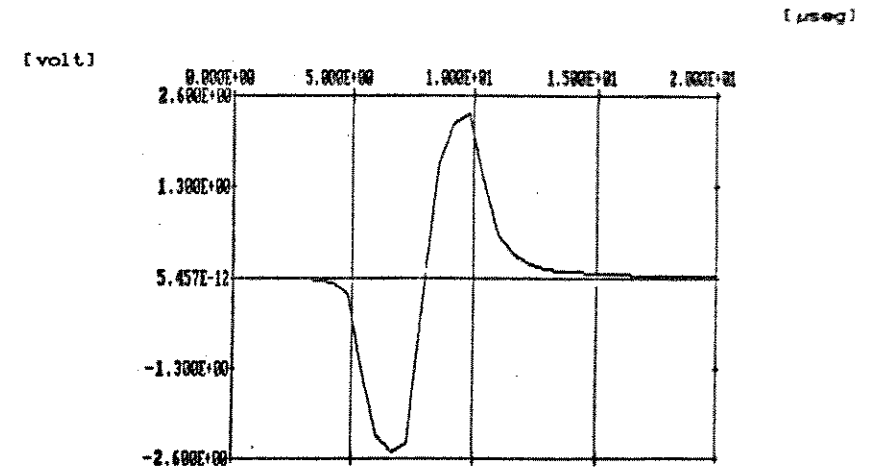


Figura 4.23 - Pulso de transição recebido para a linha da figura 4.14.

d) FUNÇÃO IMPULSO

A figura 4.24 mostra a função impulso unitária.

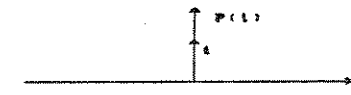


Figura 4.24 - Função impulso.

A equação 4.30 mostra a transformada de Fourier do impulso unitário.

$$P(\omega) = 1$$

(4.38)

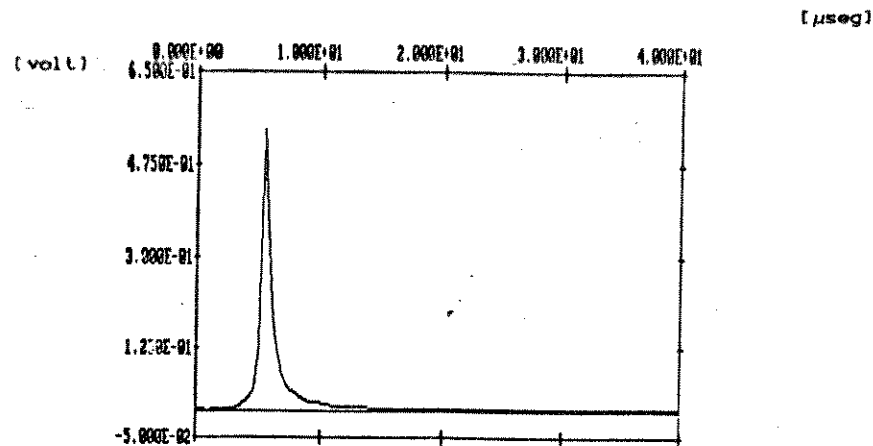


Figura 4.25 - Resposta impulsiva unitária para a linha homogênea da figura 4.14.

4.6) CÓDIGOS DE LINHA E ESPECTRO DE POTÊNCIA.

O espectro de potência de um código de linha é um dos principais parâmetros para a análise de desempenho de um código de linha. Em [4.2] e [4.3] o cálculo do espectro de potência é generalizado para sinais com até 2 formas de ondas distintas (figura 4.23).

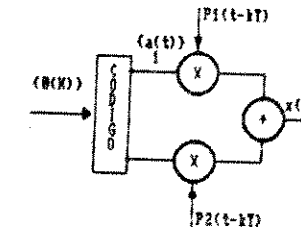


Figura 4.23 - Sinal digital $x(t)$ com duas formas de ondas distintas.

A equação que descreve a função densidade espectral de potência para os códigos de linha é dada por:

$$S(\omega) = \frac{1}{T} \cdot P^M(\omega) \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} Q(k) \cdot \exp(-j\omega k) \cdot P(\omega) + \frac{2\pi}{T^2} \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} P\left(\frac{2\pi k}{T}\right) \cdot \bar{A} \cdot P\left(\frac{2\pi k}{T}\right) \cdot \delta\left(\omega - \frac{2\pi k}{T}\right) \quad (4.39)$$

onde, $P(\omega) = \begin{bmatrix} P_1(\omega) & P_2(\omega) \end{bmatrix}$

e $Q(k) = \begin{bmatrix} Q_{11}(k) & Q_{12}(k) \\ Q_{21}(k) & Q_{22}(k) \end{bmatrix}$ = Matriz de covariância

$$\bar{A} = \bar{a}_1 \cdot \bar{a}_2$$

$$\bar{a} = \begin{bmatrix} \bar{a}_1 & \bar{a}_2 \end{bmatrix} = \text{Média estatística}$$

Para códigos de linha com apenas uma forma de onda (Polar, AMI, etc), a expressão 4.39 pode ser simplificada para:

$$S(\omega) = \frac{|P(\omega)|^2}{T} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} Q(k) \cdot \exp(-j\omega kT) + \frac{2\pi}{T^2} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} P\left(\frac{2\pi k}{T}\right) \cdot \delta\left(\omega - \frac{2\pi k}{T}\right) \quad (4.40)$$

O primeiro termo da equação (4.40) descreve a parte contínua da densidade espectral de potência e o segundo termo descreve a parte discreta.

4.6.2) TIPOS DE CÓDIGOS DE LINHA.

a) CÓDIGOS UNIPOLARES

Estes códigos utilizam apenas um nível de transmissão. O pulso será positivo se o dígito binário transmitido for "1", e não haverá pulso se o dígito binário for "0". Sendo assim a sequência digital codificada é igual a sequência original.



Figura 4.24 - Código unipolar.

-Densidade espectral de potência do código unipolar.

$$S(\omega) = \frac{|P(\omega)|^2}{4T} + \frac{\pi}{2T^2} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left| P\left(\frac{2\pi n}{T}\right) \right|^2 \cdot \delta\left(\omega - \frac{2\pi n}{T}\right) \quad (4.41)$$

Para os códigos de linha, aqui tratados, é suposto que os dígitos binários "1" e "0" são equiprováveis.

b) CÓDIGOS BIPOLARES OU POLARES.

Utilizam dois níveis para a transmissão de uma sequência digital. O pulso será positivo se o dígito a transmitir for "1", e o pulso será negativo se o dígito a transmitir for "0".

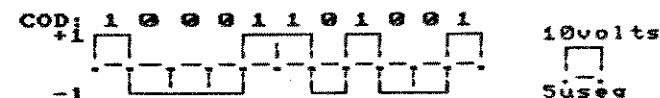


Figura 4.26 Código bipolares

- Densidade espectral de potência para os códigos polares:

$$S(\omega) = \frac{|P(\omega)|^2}{T} \quad (4.42)$$

b1) CÓDIGO WAL1

Cada símbolo binário é representado por uma forma de onda denominada pulso de transição, figura 4.27.

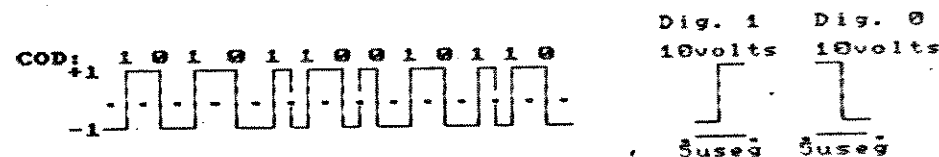


Figura 4.27 - Código WAL 1

b2) WAL 2

Cada símbolo binário é representado por uma forma de onda denominada pulso retangular simétrico, figura 4.28.

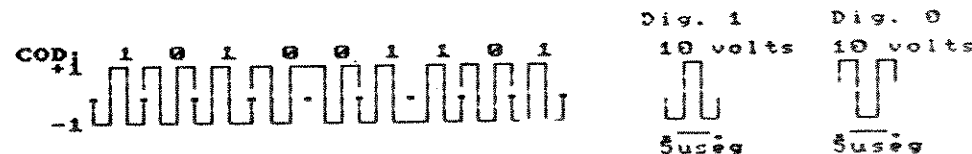


Figura 4.28 Código WAL2

c) 2B1Q

Código de 4 níveis, ou seja, dado uma sequência binária, cada 2 dígitos binários são transformados em um dos 4 níveis que o compoem, figura 4.29. O primeiro bit ("bit-signal") determina o sinal na saída, que será positiva se o primeiro bit é 1. E, se o primeiro bit é 0, a saída terá um sinal negativo. O segundo bit ("bit-amplitude") determina a amplitude da saída, igual a 3, se o segundo bit é 0 e igual a 1 se o segundo bit é 1.

BITS SAIDA

10	+3
11	+1
01	-1
00	-3

COD: 10 11 01 11 00 11 10 00 01 10 01



Figura 4.29 - Código 2B1Q

- Densidade espectral de potência para o códigos 2B1Q:

$$P(a_n = 3) = P(a_n = -3) = P(a_n = 1) = P(a_n = -1) = 1/4$$

$$\bar{a}_n = 0$$

$$S(\omega) = 5 \cdot \frac{|P(\omega)|^2}{T} \quad (4.43)$$

A figura 4.30 mostra a comparação entre os códigos polar, wal1, wal2 e 2B1Q, para uma taxa de 200 K pulsos por segundo.

[mHz]

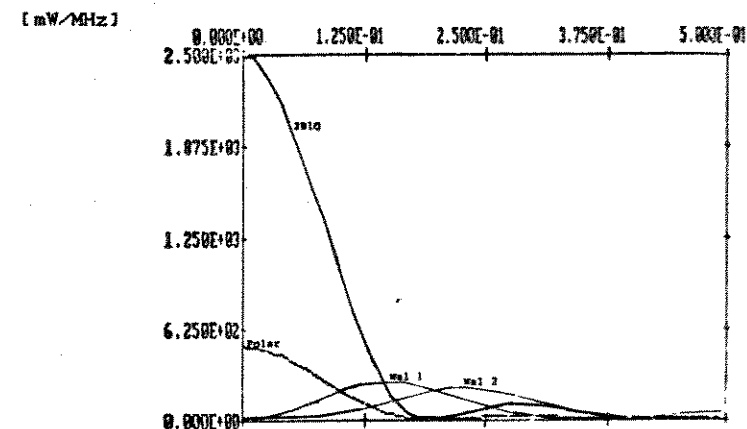


Figura 4.30 Espectro de potência dos códigos tipo polar.

d) INVERSÃO DE MARCAS ALTERNADAS (AMI)

Na codificação AMI, os dígitos binários "0" são transmitidos através da ausência de pulsos. O dígito binário "1" é transmitido por um pulso positivo ou negativo. O dígito binário "1" será transmitido por um pulso negativo se o dígito binário "1" anterior foi transmitido por um pulso positivo, e vice-versa, figura 4.31.

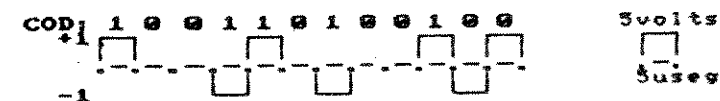


Figura 4.31 - Código AMI

- Densidade espectral de potência para o código AMI:

$$S(\omega) = \frac{|P(\omega)|^2}{T} \cdot \text{sen}^2\left(\frac{\omega T}{2}\right) \quad (4.44)$$

[MHz]

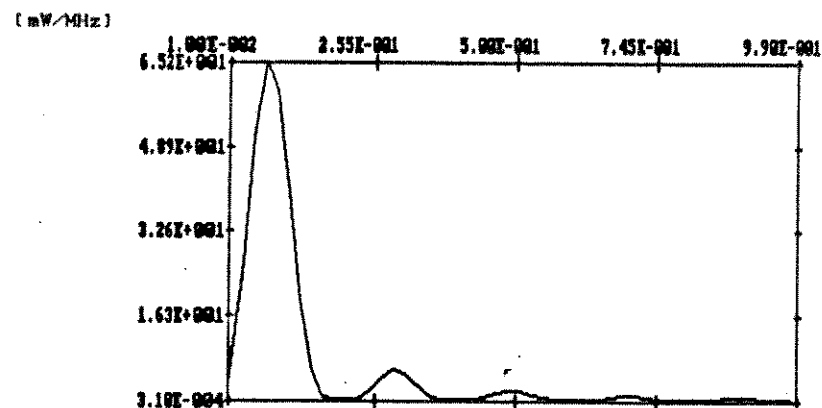


Figura 4.32 - Espectro de potência do código AMI.

g) Código CMI

No código CMI o dígito binário "0" é transmitido por um pulso de transição. O dígito binário "1" é transmitido por um pulso positivo, se o dígito binário "1" anterior foi transmitido por um pulso negativo, e vice-versa, como o código AMI, figura 4.33.

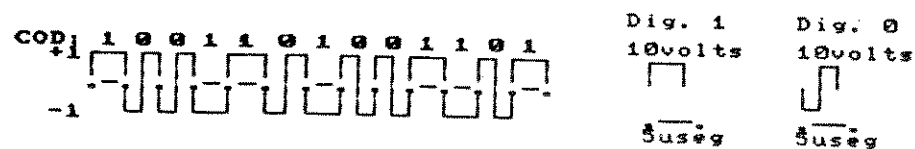


Figura 4.33 - Código CMI

- Densidade espectral de potência para o código CMI:

$$S(\omega) = \frac{|P_{OC}(\omega)|^2}{4T} + \frac{|P_{IC}(\omega)|^2}{T} \cdot \text{sen}^2\left(\frac{\omega T}{2}\right) + \frac{\pi}{2T^2} \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \left|P_1\left(\frac{2\pi k}{T}\right)\right|^2 \cdot \delta\left(\omega - \frac{2\pi k}{T}\right) \quad (4.45)$$

[MHz]

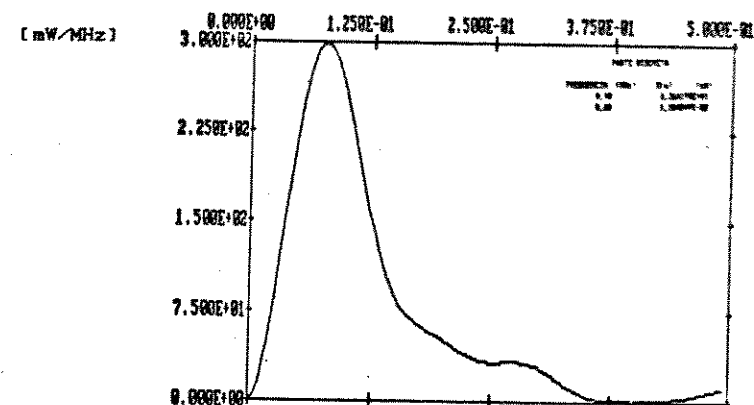


Figura 4.34 - Espectro de potência do código CMI.

4.7) DIAGRAMA DE OLHOS

Seja o sinal a ser detetado $y(t)$, conforme a figura 4.36:

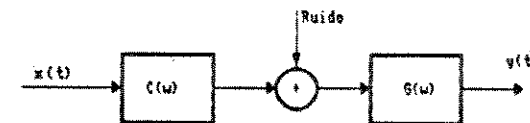


Figura 4.36 - Sinal digital a ser detetado.

$$\text{onde, } y(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} b_k \cdot g(t - kT) + r(t) \quad (4.46)$$

Os instantes de amostragem estão espaçados de T.

No interior da janela de tempo associada ao símbolo b_n , tem-se:

$$y(t) = b_n \cdot g(t - nT) + \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq n}}^{+\infty} g(t - kT) + r(t) \quad (4.47)$$

onde, $b_n \cdot g(t - nT)$ = sinal próprio da n-ésima janela de tempo.

$$\sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq n}}^{+\infty} b_k \cdot g(t - kT) = \text{IIS (Interferência Inter-simbólica) sobre a } n\text{-ésima janela de tempo.}$$

$r(t)$ = ruído sobre a n-ésima janela de tempo.

A superposição de todas as formas de onda que podem ocorrer numa janela de tempo, define contornos com a forma de olhos. Se o olho é muito aberto, há pouca interferência, se o olho é pouco aberto há bastante interferência.

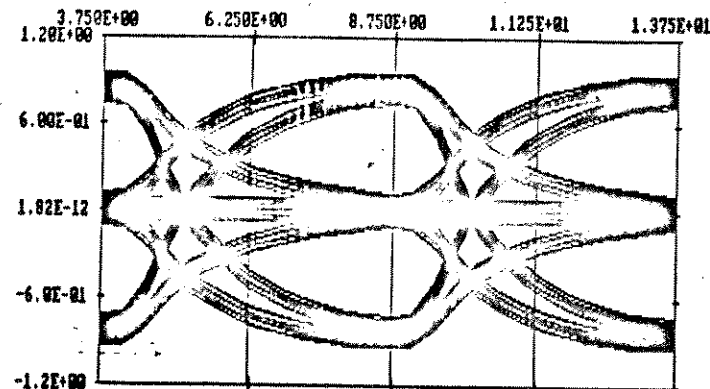


Figura 4.37 - Diagrama de olho para o código AMI.

4.8) CASOS TÍPICOS PARA ESTUDO DA LINHA DE ASSINANTE

Os casos 1 e 2 a seguir representam alguns casos típicos para estudo da linha de assinante na RDSI, feitos por um grupo de estudo do CCITT [4.4]. Como resultado tem-se a função de transferência da linha, a função de transferência do eco, o pulso recebido e o pulso de eco.

1) CASO 1

A figura 4.38 descreve a linha de assinante utilizada para o caso 1.

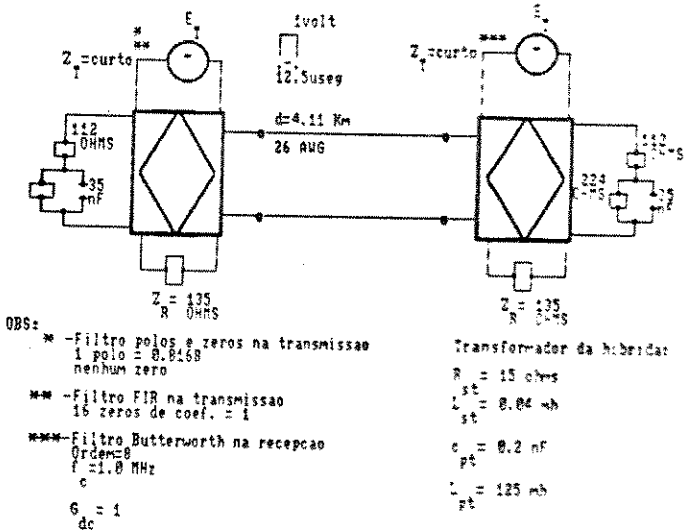


Figura 4.38 - Linha de assinante utilizada para o caso 1

As figuras 4.39 e 4.40 mostram a função de transferência da linha e função de transferência do eco, respectivamente. As figuras 4.41 e 4.42 mostram o pulso recebido e o pulso de eco respectivamente.

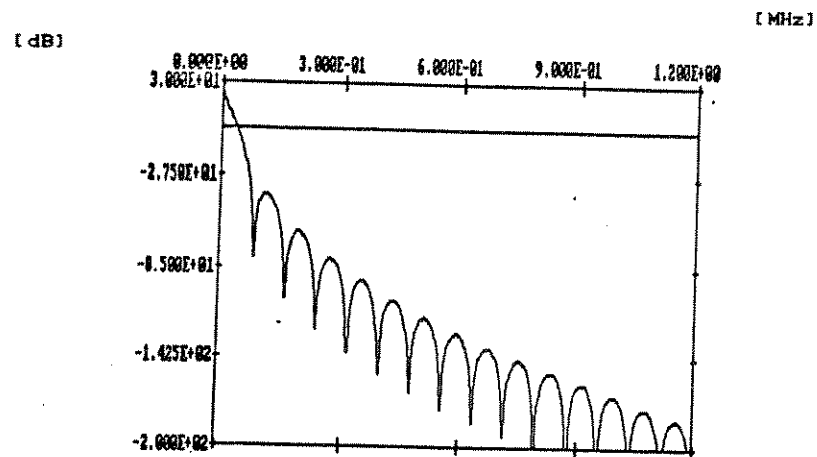


Figura 4.39 - Função de transferência da linha da figura 4.38.

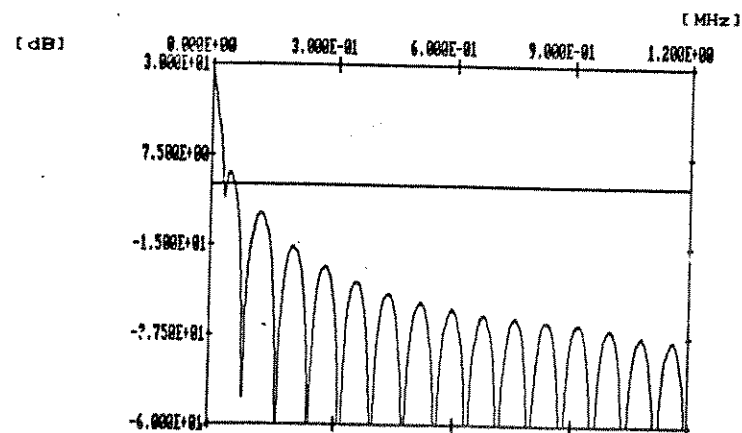


Figura 4.40 - Função de transferência do eco da linha da figura 4.38

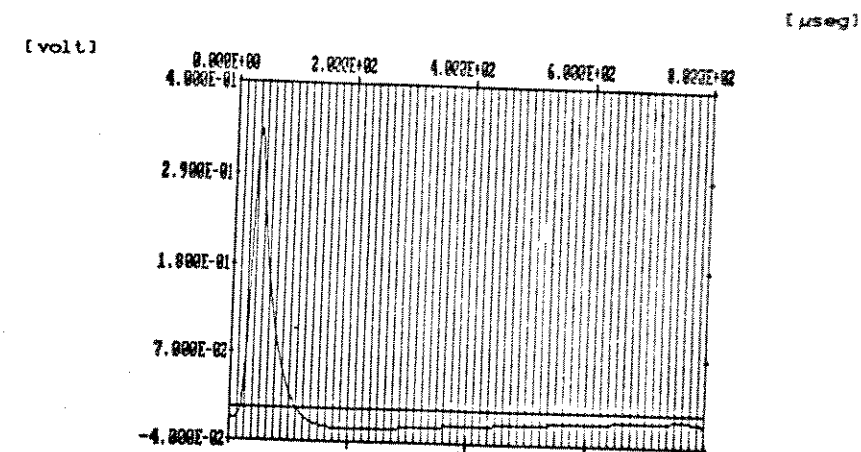


Figura 4.41 - Pulso recebido para a linha da figura 4.38.

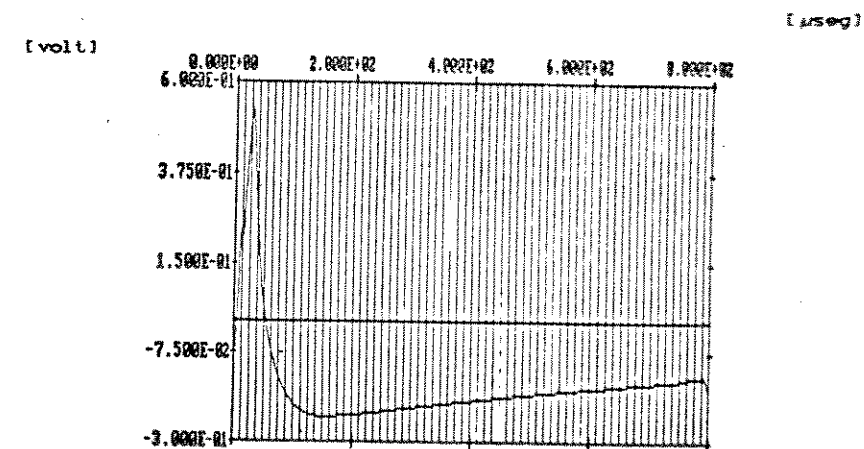
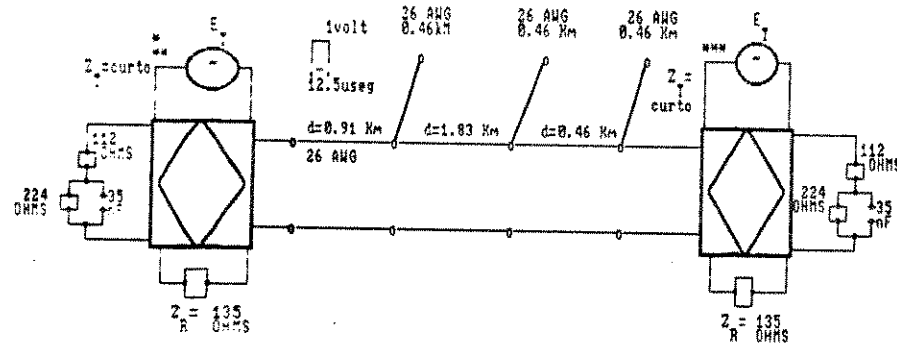


Figura 4.42 - Pulso de eco da linha da figura 4.38.

20 CASO 2

A figura 4.43 descreve a linha de assinante utilizada para o caso 2.



Obs:

- * - Filtro polos e zeros na transmissao
1 polo de coef=0.8168
nenhum zero
- ** - Filtro FIR na transmissao
16 zeros de coef. = 1
- *** - Filtro Butterworth na recepcao
Ordem=8
f = 2.0 MHz
c
G = 1
dc

Transformador da hibrida:

- R = 15 ohms
- L_{st} = 8.04 mH
- c = 0.2 nF
- L_{pt} = 125 mH

Figura 4.43 - Linha de assinante utilizada para o caso 2.

As figuras 4.44 e 4.45 mostram a função de transferência da linha e função de transferência do eco, respectivamente. As figuras 4.46 e 4.47 mostram o pulso recebido e o pulso de eco respectivamente.

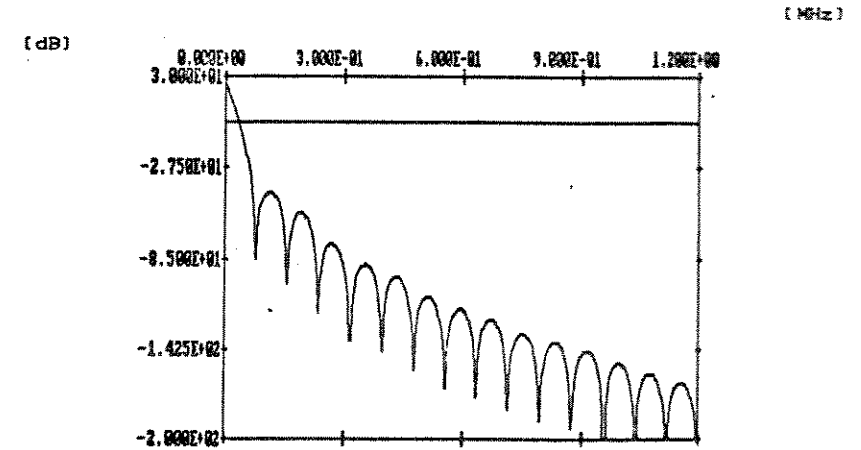


Figura 4.44 - Função de transferência da linha da figura 4.43.

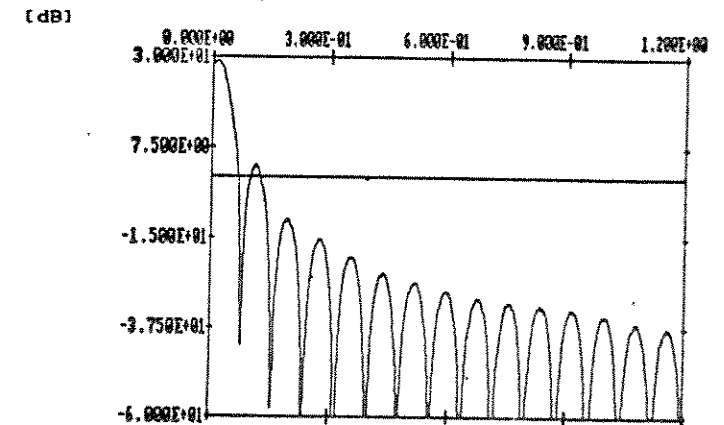


Figura 4.45 - Função de transferência do eco da linha da figura 4.43

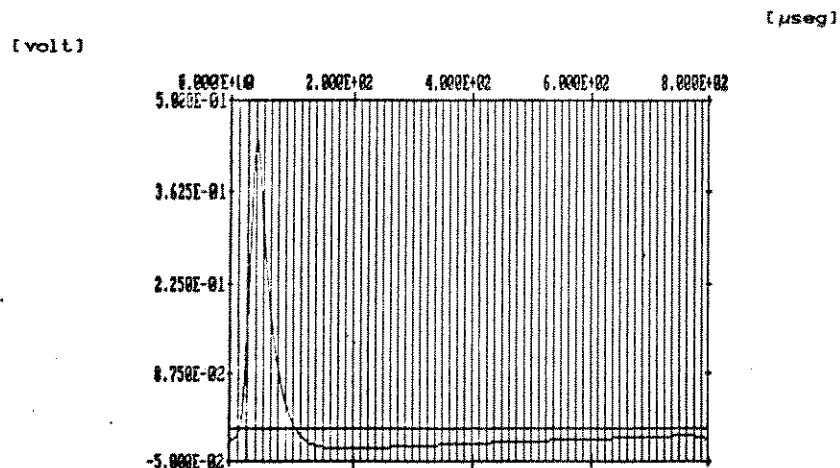


Figura 4.46 - Pulso recebido para a linha da figura 4.43.

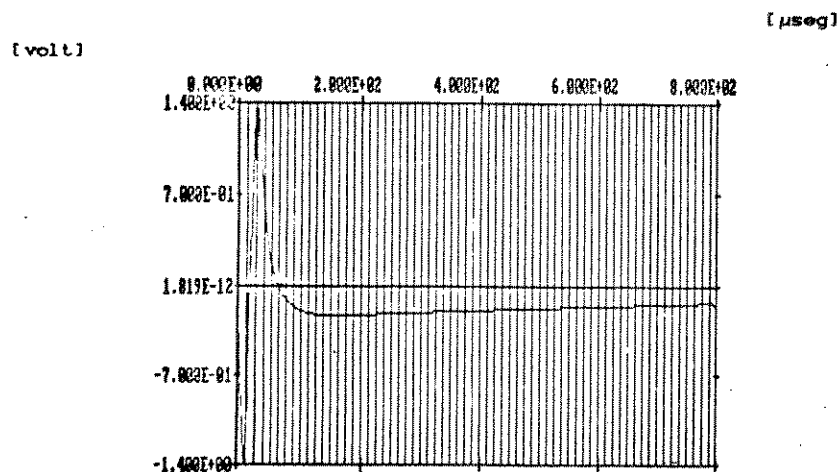


Figura 4.47 - Pulso de eco da linha da figura 4.43.

4.92 CONCLUSÃO

Este capítulo teve o objetivo de ilustrar alguns recursos existentes no SLA para a simulação da linha de assinantes, como as respostas em frequências da linha, a impedância em curto, a impedância em aberto, a perda por inserção, a resposta em frequência das híbridas, os códigos de linha e seus espectros de potência, os pulsos recebidos, os pulsos refletidos, os pulsos de eco, os diagramas de olhos, etc.

O SLA é um pacote de software que incorpora recursos de interação com o usuário que se faz através de cartões.

O SLA é um pacote em constante evolução composto atualmente de 15 módulos, com um total de aproximadamente 10000 linhas de código fonte (Turbo Pascal).

O SLA incorpora as técnicas numéricas mais modernas para processamentos de sinais. Além do uso de algoritmos de Transformada Rápida de Fourier, foi acrescentado um ganho em rapidez e economia de memória através da transformação da sequência original real de amostras em uma sequência complexa de 50% do tamanho original.

O SLA constitui-se em uma ferramenta computacional de grande auxílio no desenvolvimento de equipamentos digitais para a RDSI.

O SLA é usado atualmente de maneira intensiva no CPQD-TELEBRAS para análise dos seus projetos de equipamentos para a camada física da RDSI brasileira.

CAPITULO 5

CONCLUSÃO

Este trabalho teve como objetivo modelar e simular a linha de assinante na RDSI na faixa de 0 a 2 MHz.

A partir das impedâncias Z_{oc} e Z_{ob} em cabos homogêneos pode-se encontrar os parâmetros r , l , g e c dos cabos e fazer o modelamento da linha em baixas, médias e altas frequências.

Para o modelo em baixas frequências utilizou-se valores estimados de r , l , g e c na faixa de frequência de 0 a 10 KHz.

Para o modelo de altas frequências (acima de 50 KHz) utilizou-se os parâmetros γ e Z_0 calculados em função da frequência por aproximação polinomial, com coeficientes ajustados em função da minimização do erro quadrático do modelo.

Para o modelo de médias frequências (entre 10 KHz e 50 KHz) adotou-se um modelo obtido por combinação linear dos modelos de baixas e altas frequências.

Com o modelamento das híbridas pôde-se definir o canal de transmissão digital bidirecional. A escolha de fazê-lo sob a forma das funções H_T , H_R , H_E e da impedância Z_H , foi relevante para o modelamento central-assinante.

Com o uso da rede de equilíbrio a redução do eco pode ser até de 50%.

Pôde-se obter resultados precisos para a linha homogênea e heterogênea, como: a função de transferência, a impedância característica, a impedância de entrada, a influência da utilização das híbridas, a perda por inserção, a análise do uso de filtros analógicos (Butterworth, Chebyshev, polos e zeros, racional) e digitais (transversal tipo FIR e IIR), os pulsos transmitidos, os pulsos recebidos, espectros de potência, diagramas de olhos, etc..

O uso de algoritmos de transformada rápida de Fourier acrescentou um ganho em rapidez e economia na transformação da sequência original de amostras em uma sequência complexa de 50% do tamanho original.

Enfim, com este trabalho pode-se simular uma variedade de situações na linha de assinantes e através de seus resultados, as análises e as orientações para implementação em projetos podem ser realizadas.

O SIMULADOR DE LINHA DE ASSINANTE - SLA é um pacote de software desenvolvido no departamento de Telemática, FEE-UNICAMP, em convênio com o CPqD da Telebrás.

Recentemente o SLA foi transferido para o CPqD onde desenvolve-se novos módulos com o intuito de adaptá-lo ao estudo de canceladores de eco, recuperadores de relógio, etc.

CAPITULO 6

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

CAPITULO 1

- [1.1] Revista Telebrás
Junho de 1987
- [1.2] Luis F.B. Baptistella
A tecnologia Trópico em uma Rede de Digital de Serviços Integrados.
Terceiro Simpósio Brasileiro de Telecomunicações.
São José dos Campos - 1985
- [1.3] Nobuo Inoue, Ryoichi Komya, e Yuji Ingui.
Time-shared Two-wire Digital Subscriber Transmission Systems and Application to the Digital Telephone set.
IEEE Transactions on Communications, vol. com-29, num 11, nov. 1978.

CAPITULO 2.

- [2.1] MEDIDAS REALIZADAS PELA TELERJ PARA LINHAS HOMOGÊNEAS.
Cabo CT APL 30 - Par 1307
RT - Telebrás
- [2.2] WALTER C. JOHNSON.
Transmission Lines and Networks.
McGraw-Hill Book Company, Inc - 1950.
- [2.3] J.C. GEROMEL, I.S. BONATTI, S.MOTOYAMA, J.P.FREITAS
Modelamento de Linhas de Transmissão
RT 02 - Março - 1983.
- [2.4] JOSÉ PEDRO DE FREITAS
Digitalização da linha de Assinante: Modelamento e Simulação.
Tese de Mestrado - Unicamp - FEE - Março, 1985.

- [2.5] P. BYLANSKI; D.G.W INGAM
Digital Transmission Systems
IEE Telecommunications - Série 4 - 1975

CAPITULO 3

- [3.1] ALMEIDA, M.G.; FREITAS, J.P. E BONATTI, I.S.
Híbridas telefônicas: simulação.
Relatório técnico RT-36, Fevereiro, 1987
- [3.3] FREITAS, J.P., BONATTI, I.S., GEROMEL, J.C., E MOTOYAMA, S.
Digitalização da linha de Assinante: Aspectos de sua Evolução e dos problemas de Transmissão.
RT-15, FEE-UNICAMP, Janeiro, 1985.
- [3.3] HOYT, R.S.
Impedance of Smooth Lines and Design of Simulating Networks.
BSTJ - April, 1923.

CAPITULO 4.

- [4.1] Freitas, J.P; Afonso, J.A.F; Bonatti, I.S.
Transformada de Fourier: Pulsos de eco no SLA
Relatório técnico 38 - UNICAMP/TELEBRAS
Junho de 1987
- [4.2] W.R.BENNET
Statistics of Regenerative Digital Transmission
BSTJ, vol. 37, nov. 1958.

[4.3] J.P.Freitas

Digitalização da Linha de Assinantes: Modelamento e Simulação.

Tese de mestrado - Unicamp - FEE - Março, 1985.

[4.4] International Telegraph e Telephone Consultive Committee - CCITT

American National Standard for Telecommunications.

Integrated Services Digital Network-Basic Access Interface for use on Metallic Loops for application on the Network Side of the NT-Layer 1 Specification.

Grupo de estudo XVIII - contribuição D. 1620/XVIII - Período: 1985-1988.